

東海大學電機工程學系

碩士論文

具時空編碼之合作式通訊效能分析

Performance Analyses of Cooperative Communications  
with Space-time Code



研究生：黃鈺達

指導教授：溫志宏 博士

中華民國 102 年 1 月 18

東海大學電機工程學系碩士學位  
考試委員審定書

電機工程學系研究所 黃鈺達 君所提之論文

具時空編碼之合作式通訊效能分析

經本考試委員會審查，符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人：任台國 (簽章)

委員：黃水發

陳永隆

溫志亨

中華民國 102 年 1 月 18 日

## 致謝

本論文的完成得感謝我的指導教授溫志宏博士，老師這兩年在研究上的教導與生活上的關心，使我在這些年中獲益匪淺。老師對學問的嚴謹與面對事情的態度更是給我許多啟發。此外我還要感謝伍台國教授、黃永發教授與陳永隆教授在口試時不吝的提供建議，使此論文更趨完整充實，特此致上最深的謝意。

另外感謝學長永正、玉庭與星宏不厭其煩的指出我研究中的缺失，同學紹豪、鎔任與偉丞的互相幫助，學弟振輝、洪磊、文琦以及泰甫的幫忙，一同在實驗室中討論課業、研究問題、共同砥礪的情宜。亦感謝系辦助理淑貞姐與熊哥的大力協助。因為有你們的體諒及幫忙，使得本論文能夠更完整而嚴謹。

最後，謹以此文獻給我親愛的家人及其他幫助過我的人。

論文名稱: 具時空編碼之合作式通訊效能分析

研究生: 黃鈺達

指導教授: 溫志宏 博士

## 中文摘要

合作式通訊(Cooperative Communication)透過中繼站(Relay)的協助，獲得虛擬天線以達到空間多樣性(Spatial Diversity)的特性，來改善無線通訊系統的效能。多輸入多輸出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)主要是利用發射端多根天線各自獨立傳送訊號，同時在目的端(Destination)用多個天線接收並恢復原訊號資訊，此架構不需要增加頻寬或總發送功率耗損的情況下大幅地增加系統的資料吞吐量(Throughput)及傳送距離。時空編碼(Space-time Coding, STC)亦可有效地利用時間與空間的多樣性。

本論文探討來源端(Source)傳輸通道與中繼站傳輸通道皆為雷利衰減(Rayleigh Fading)之通道模型且中繼站執行放大後傳送(Amplify and Forward, AF)策略之合作式通訊系統，結合多輸入多輸出系統並使用時空編碼之技術，使系統容量(Capacity)增加。首先，計算出本論文所提出的兩種架構之訊雜比，接著模擬出符元錯誤率並比較本文提出之架構與傳統時空編碼架構所帶給系統效能之效果，由模擬結果我們得知，本文提出的兩種架構之符元錯誤率皆較傳統時空編碼低。

關鍵詞：合作式通訊，時空編碼，多輸入多輸出系統，放大後傳送

Title of Thesis : Performance Analyses of Cooperative Communications with Space-time Code

Student Name : Yu-Kuei Huang      Advisor Name : Dr. Jyh-Horng Wen

### **Abstract**

To achieve the spatial diversity, cooperative communication can improve the performance of wireless communication systems through the assistance of relay station-based virtual antennas. Multiple Input Multiple Output(MIMO) is the use of separate multiple antennas transmitting signals, while the destination with multiple antennas receives and restores the original signal information. This architecture can significantly increase the data throughput of the system and the transmission distance, without the needs of more bandwidth or more transmit power. Space-time coding can also be an effective use of time and space diversity.

In this thesis, we use amplify-and-forward strategy for relay stations. Rayleigh Fading channel model is taken into consideration for both source-to-relay and relay-to-destination channels. To increase the system capacity, two system architectures with combination of MIMO and Space-time coding are proposed to compare with the conventional Alamouti architecture. We first derive the signal-to-noise ratio(SNR) for both new proposed architectures, and then simulate their symbol error rates as well as conventional Alamouti architecture. From the simulation results, we can find that both new proposed architectures outperform the conventional Alamouti architecture.

Keywords: cooperative communication, space-time coding, multiple input multiple output, amplify-and-forward

## 目錄

|                                  |     |
|----------------------------------|-----|
| 致謝.....                          | I   |
| 中文摘要.....                        | II  |
| Abstract.....                    | III |
| 目錄.....                          | IV  |
| 圖目錄.....                         | VI  |
| 第一章 簡介.....                      | 1   |
| 1.1 研究背景.....                    | 1   |
| 1.2 研究動機.....                    | 2   |
| 1.3 論文組織.....                    | 3   |
| 第二章 合作式通訊及時空編碼簡介.....            | 4   |
| 2.1 合作式通訊概念.....                 | 4   |
| 2.2 合作式通訊中繼站放大後傳送策略.....         | 6   |
| 2.3 合作式通訊中繼站解碼後傳送策略.....         | 9   |
| 2.4 時空編碼簡介.....                  | 12  |
| 第三章 中繼站具多輸入多輸出特性之放大後傳送中繼站策略..... | 14  |
| 3.1 簡介.....                      | 14  |
| 3.2 系統模型及架構.....                 | 14  |
| 3.3 效能分析.....                    | 15  |

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 3.4 模擬結果分析.....                      | 19 |
| 第四章 來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之放大後傳送中繼站策略..... | 22 |
| 4.1 簡介.....                          | 22 |
| 4.2 系統模型及架構.....                     | 22 |
| 4.3 效能分析.....                        | 23 |
| 4.4 模擬結果分析.....                      | 27 |
| 第五章 結論.....                          | 31 |
| 附錄 A.....                            | 32 |
| 附錄 B.....                            | 33 |
| 附錄 C.....                            | 34 |
| 附錄 D.....                            | 35 |
| 附錄 E.....                            | 36 |
| 參考文獻.....                            | 37 |



## 圖目錄

### Figures

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 圖 2-1 | 典型三節點合作式通訊架構圖.....                              | 4  |
| 圖 2-2 | 合作式通訊系統傳輸模式圖.....                               | 5  |
| 圖 2-3 | 放大後傳送策略傳輸模式圖.....                               | 6  |
| 圖 2-4 | 解碼後傳送策略傳輸模式圖.....                               | 10 |
| 圖 2-5 | Alamouti 傳輸架構之兩傳送端天線與單接收端天線.....                | 12 |
| 圖 3-1 | 中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構圖.....                         | 15 |
| 圖 3-2 | 使用 BPSK 調變且中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構<br>SER 比較圖.....    | 20 |
| 圖 3-3 | 使用 QPSK 調變且中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構<br>SER 比較圖.....    | 20 |
| 圖 3-4 | 使用 4-QAM 調變且中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構<br>SER 比較圖.....   | 21 |
| 圖 4-1 | 來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構圖.....                     | 23 |
| 圖 4-2 | 使用 BPSK 調變且來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架<br>構 SER 比較圖..... | 27 |
| 圖 4-3 | 使用 QPSK 調變且來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架<br>構 SER 比較圖..... | 28 |

圖 4-4 使用 4-QAM 調變且來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之  
架構 SER 比較圖 .....28

圖 4-5 使用 BPSK 調變且中繼站具多輸入多輸出特性架構及來源  
端、中繼站皆具多輸入多輸出特性架構 SER 比較圖 .....29

圖 4-6 使用 QPSK 調變且中繼站具多輸入多輸出特性架構及來源  
端、中繼站皆具多輸入多輸出特性架構 SER 比較圖 .....29

圖 4-7 使用 4-QAM 調變且中繼站具多輸入多輸出特性架構及來源  
端、中繼站皆具多輸入多輸出特性架構 SER 比較圖 .....30



# 第一章 簡介

## 1.1 研究背景

網際網路的使用已逐漸融入人們的日常生活，行動電話服務發展更為蓬勃，在台灣，平均每 100 人有 111 個門號，普及率在 196 個國家中高居第一。行動電話的應用日廣，科技的進步自是功不可沒，如多載波調變技術、多輸入多輸出技術、合作式通訊技術等應用，皆為大家享受便利背後的大功臣。

於無線通訊中，多輸入多輸出技術一直是十分熱門的應用，此技術已有許多重要的文獻被發表[1]。其主要是利用發射端多根天線各自獨立傳送訊號，同時在目的端用多個天線接收並恢復原訊號資訊，此架構所具備的多樣性可以有效對抗多路徑衰減、增加傳輸速度並提高系統容量。

合作式通訊系統之所以受到關注，主要是用戶節點可以利用中繼站得到類似多輸入多輸出技術的效果，將中繼站當成虛擬天線轉傳原訊號資訊，使得系統增加傳輸資料的可靠度或是系統容量[2-3]。一般中繼站常見的轉傳策略被分成以下三種：放大轉傳機制 (Amplify-and-Forward, AF)、解碼轉傳機制 (Decode-and-Forward, DF) 與壓縮轉傳機制 (Compress and Forward, CF) [4-9]。使用放大轉傳技術，中繼站只會將收到的訊號經過簡單的處理及調整放大後轉送至目

的端。使用解碼轉傳技術，中繼站將接收的訊號進行解調與解碼後，將訊號重新編碼轉送至目的端。而壓縮轉傳技術與放大轉傳技術相似，其中繼站不需要完美地將所收到的訊號解碼，只需利用各種編碼的方式將所接收到的訊號壓縮然後傳送至目的端。

時空編碼為 Siva M. Alamouti 於 1998 年發表，其主旨為如何在無線通訊中利用傳輸分集(diversity)的研究[10]。其提出的時空編碼傳輸架構可以簡單地利用時間以及空間的多樣性，並且維持和最大比例結合(Maximum Ratio Combining, MRC)相近的系統計算複雜度。

## 1.2 研究動機

現今無線通訊中對抗通道衰減，最有效的方式為增加多樣性。多輸入多輸出技術主要是利用發射端多根天線各自獨立傳送訊號，同時在目的端用多個天線接收並恢復原訊號資訊，此架構所具備的多樣性可以有效對抗多路徑衰減、增加傳輸速度並提高系統容量。

為了降低目的端計算複雜度，故在傳送端使用時空編碼。時空編碼利用時間以及空間的多樣性，並且維持和最大比例結合(Maximum Ratio Combining, MRC)相近的系統容量，但計算複雜度卻較 Vertical-Bell-labs Layered Space Time(VBLAST)低許多。目前已有許多學者提出了將時空編碼應用在來源端及中繼站訊號傳輸之研究 [11-13]。

本論文首先針對單一來源端使用一根傳送天線、中繼站使用兩根接收天線與兩根傳送天線、目的端使用一根接收天線架構中，於中繼站使用最大比例合成法將兩路經由來源端過來的訊號組合後，運用時空編碼並執行放大後轉傳策略，增加系統容量。接著，在來源端增加為兩根傳送天線，使用兩個 2 乘 1 之時空編碼傳送至擁有兩根接收天線與兩根傳送天線之中繼站，且中繼站執行放大後轉傳策略傳送至一根接收天線的目的端，提升訊號傳輸可靠度。

利用多輸入多輸出技術與合作式通訊的特性，進一步降低系統符元錯誤率。

### 1.3 論文組織

本論文主要在探討合作式通訊結合多輸入多輸出技術，中繼站轉傳至目的端的情況。論文架構分為五個章節，第一章簡單介紹研究背景與研究動機。在第二章主要介紹合作式通訊與時空編碼的原理。第三章詳細描述來源端使用一根傳輸天線、中繼站使用兩根接收天線與兩根傳送天線、目的端使用一根接收天線之架構，並分析模擬結果。第四章詳述來源端使用兩根傳輸天線、中繼站使用兩根接收天線與兩根傳送天線、目的端使用一根接收天線之架構，並分析模擬圖以及與第三章架構之差異。最後吾人於第五章將針對第三、四章之架構做一個總結論。

## 第二章 合作式通訊及時空編碼簡介

本章節將介紹合作式通訊的基本概念、常用的傳輸機制及時空編碼的原理。在 2.1 節中，我們簡單的描述合作式通訊系統；2.2 節及 2.3 節為合作式通訊中繼站傳送策略的詳細介紹，即放大後傳送機制及解碼後傳送機制兩種機制；在 2.4 節中將簡單介紹時空編碼的原理。

### 2.1 合作式通訊概念

合作式通訊透過中繼站的建置，達到與多輸入多輸出系統相同的分集增益之外，更能增加訊號強度，延伸訊號覆蓋區域且無需增加硬體複雜度。

典型的合作式通訊架構，其模型包念了三個端點，如圖 2-1 所示：

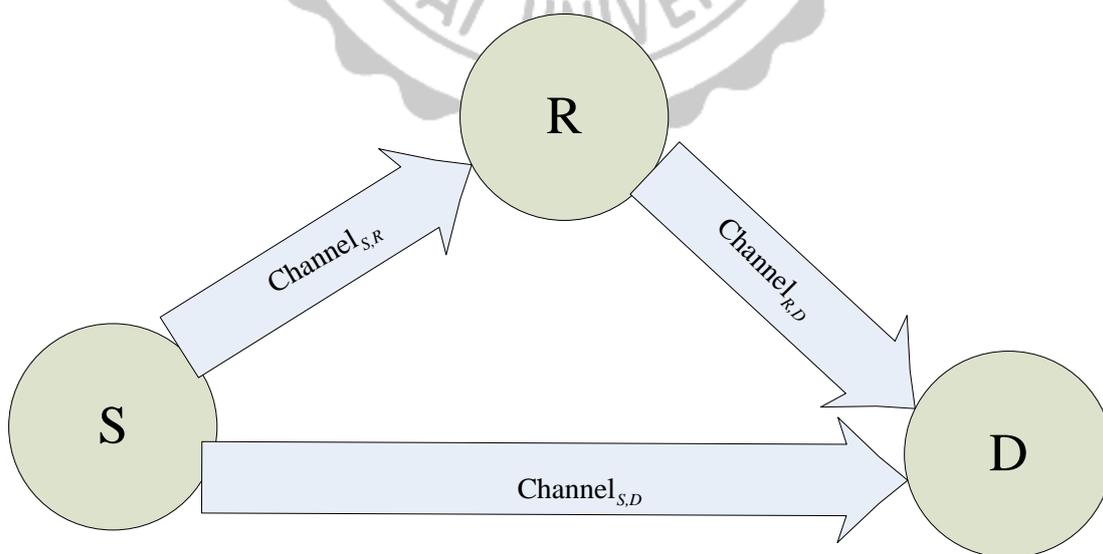
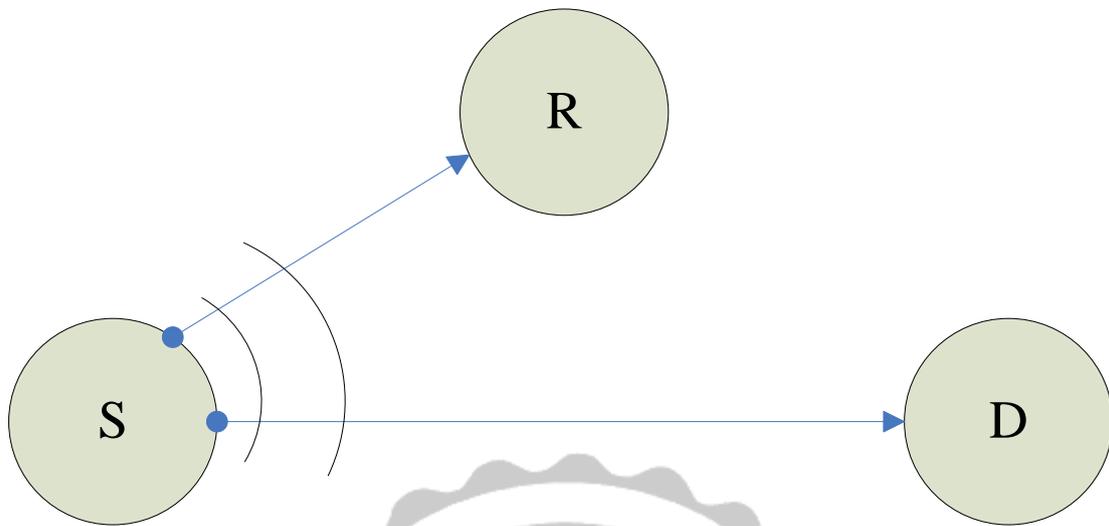


圖 2-1 典型三節點合作式通訊架構圖

合作式通訊的傳輸可分為兩個時間槽，如圖 2-2 所示：

Phase 1



Phase 2

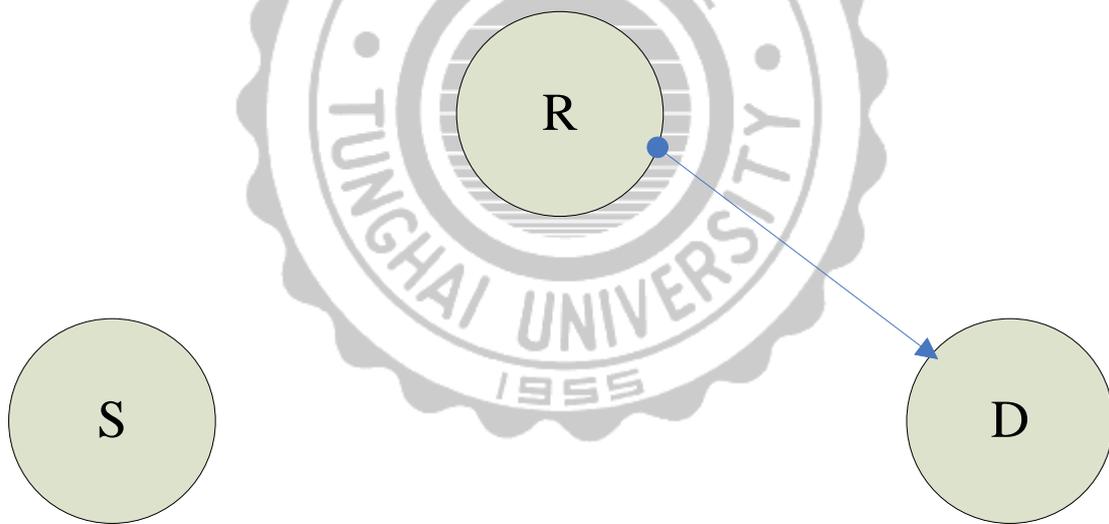


圖 2-2 合作式通訊系統傳輸模式圖

在第一時間槽，來源端將欲傳送的資訊廣播(Broadcast)至中繼站及目的端；第二時間槽，中繼站會將第一時間槽所接收到的資訊使用傳送策略傳送至同一個目的端，目的端使用最大比率合成法(Maximal

Ratio Combining, MRC)，將來源端及中繼站所傳送的資訊結合，使目的端有最佳的吞吐量。

## 2.2 合作式通訊中繼站放大後傳送策略

放大後傳送(Amplify-and-Forward, AF)為合作式通訊當中較常出現的一種中繼傳輸策略，如圖 2-3 所示，在第一時間槽，來源端廣播訊號  $x$  至目的端及中繼站，在目的端所接收到的訊號  $y_{s,d}$  與中繼站所接收到的訊號  $y_{s,r}$  可以表示為：

$$y_{s,d} = \sqrt{P}h_{s,d}x + n_{s,d} \quad (2.1)$$

$$y_{s,r} = \sqrt{P}h_{s,r}x + n_{s,r} \quad (2.2)$$

其中  $P$  為來源端的傳送功率， $h_{s,d}$  及  $h_{s,r}$  為瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels)並分別表示來源端到目的端及來源端到中繼站的通道增益， $n_{s,d}$  與  $n_{s,r}$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。

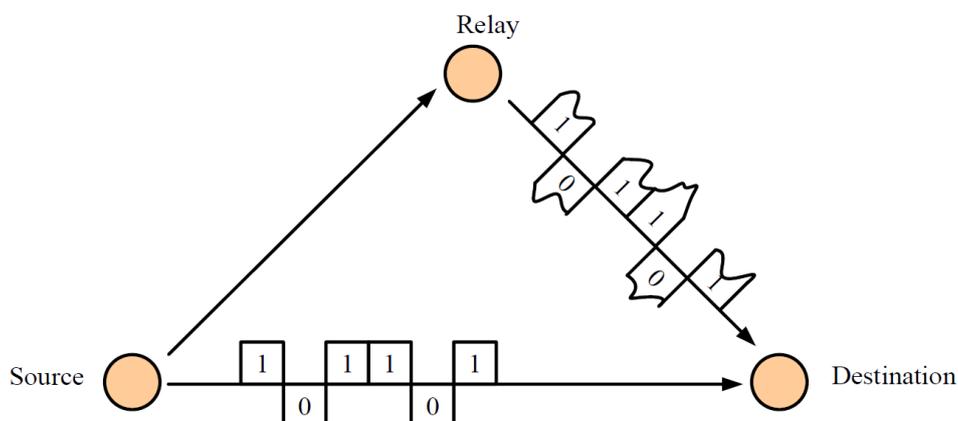


圖 2-3 放大後傳送策略傳輸模式圖

在第二個時間槽，中繼站會將收到的訊號經過簡單的處理及調整放大後傳送至目的端。為了調整中繼站訊號能量為  $P$ ，故而使用  $\beta$  做為中

繼站之訊號的放大增益(Amplify Gain)，表示如下：

$$\beta = \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|h_{s,r}|^2 + N_0}} \quad (2.3)$$

來自來源端經由中繼站轉傳至目的端的訊號  $y_{r,d}$  可以(2.4)式表示，其中  $h_{r,d}$  為中繼站到目的端之通道增益， $n_{r,d}$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊。

$$\begin{aligned} y_{r,d} &= \beta h_{r,d} y_{s,r} + n_{r,d} \\ &= \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|h_{s,r}|^2 + N_0}} \sqrt{P} h_{r,d} h_{s,r} x + n'_{r,d} \end{aligned} \quad (2.4)$$

其中， $y_{r,d}$  之雜訊成份  $n'_{r,d}$  可由(2.5)式表示，其變異數  $N'_0$  如(2.6)式表示。

$$n'_{r,d} = \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|h_{s,r}|^2 + N_0}} h_{r,d} n_{s,r} + n_{r,d} \quad (2.5)$$

$$N'_0 = \left( \frac{|P|^2}{P|h_{s,r}|^2 + N_0} |h_{r,d}|^2 + 1 \right) N_0 \quad (2.6)$$

假設目的端使用最大比例合成法，且目的端已知  $h_{s,d}$ 、 $h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}$  的通道狀態資訊，最大比例合成法之輸出  $y_{MRC}$ ，可以(2.7)表示，

$$y_{MRC} = a_1 y_{s,d} + a_2 y_{r,d} \quad (2.7)$$

其中  $a_1$ 、 $a_2$  為合成係數，分別以(2.8)、(2.9)式表示。

$$a_1 = \frac{\sqrt{P} h_{s,d}^*}{N_0} \quad (2.8)$$

$$a_2 = \frac{\sqrt{\frac{P}{P|h_{s,r}|^2 + N_0}} \sqrt{P} h_{s,r}^* h_{r,d}^*}{\left( \frac{|P|^2}{P|h_{s,r}|^2 + N_0} |h_{r,d}|^2 + 1 \right) N_0} \quad (2.9)$$

假設傳輸訊號  $x$  之能量為 1，則目的端之訊雜比輸出  $\gamma_{MRC}$ ，可表示如(2.10)式。

$$\gamma_{MRC} = \gamma_{s,d} + \gamma_{r,d} \quad (2.10)$$

其中與直接路徑相關之訊雜比  $\gamma_{s,d}$  以及與中繼站轉傳路徑相關之訊雜比  $\gamma_{r,d}$  可分別以(2.11)式及(2.12)式作表示。

$$\gamma_{s,d} = \frac{|a_1 \sqrt{P} h_{s,d}|^2}{|a_1|^2 N_0} = \frac{P |h_{s,d}|^2}{N_0} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \gamma_{r,d} &= \frac{\left| a_2 \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|h_{s,r}|^2 + N_0}} \sqrt{P} h_{r,d} h_{s,r} \right|^2}{|a_2|^2 N_0} = \frac{\frac{P}{P|h_{s,r}|^2 + N_0} |h_{s,r}|^2 |h_{r,d}|^2}{\left( \frac{P|h_{r,d}|^2}{P|h_{s,r}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0} \\ &= \frac{P}{N_0} \frac{P|h_{s,r}|^2 |h_{r,d}|^2}{P|h_{s,r}|^2 + P|h_{r,d}|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (2.12)$$

### 2.3 合作式通訊中繼站解碼後傳送策略

解碼後傳送為合作式通訊中除了放大後傳送之外，另一種常見的中繼站傳輸策略，如圖 2-4 所示。相對於執行放大後傳送中繼策略的中繼站，執行解碼後傳送中繼策略的中繼站必須具備訊號解碼(Decode)以及訊號編碼(Encode)的能力，並可增加錯誤更正(Error Correction)功能，為一種複雜度較高的合作式通訊傳輸機制。

假設在第一個時間槽，來源端廣播訊號  $x$  至目的端及中繼站，則在目的端所接收到的訊號  $y_{s,d}$  與中繼站所接收到的訊號  $y_{s,r}$  可以表示為：

$$y_{s,d} = \sqrt{P}h_{s,d}x + n_{s,d} \quad (2.13)$$

$$y_{s,r} = \sqrt{P}h_{s,r}x + n_{s,r} \quad (2.14)$$

其中  $P$  為來源端的傳送功率， $h_{s,d}$  及  $h_{s,r}$  為瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels)並分別表示來源端到目的端及來源端到中繼站的通道增益， $n_{s,d}$  與  $n_{s,r}$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。

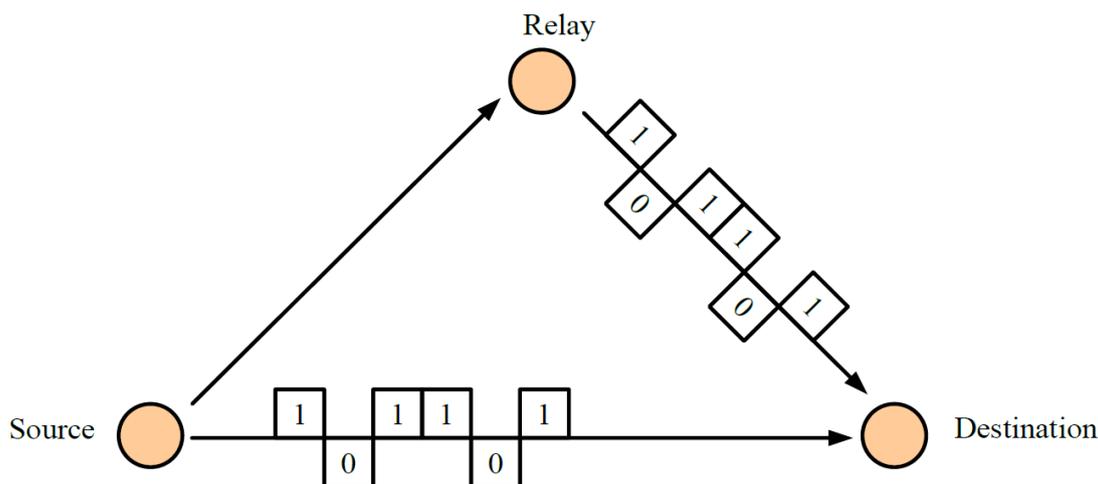


圖 2-4 解碼後傳送策略傳輸模式圖

中繼站在接收天線接收到來源端廣播過來之資訊後，先將訊號作解碼(Decoding)，再重新編碼，接著中繼站傳送端以傳送功率  $P$  將訊號經由第二個相位(Phase)廣播至目的端。假設執行解碼後傳送策略之中繼站將訊號解碼並重新編碼後之訊號為  $\tilde{x}$ ，則目的端接收到中繼站轉傳前送過來之訊號  $y_{r,d}$  可以(2.15)式表示，其中  $h_{r,d}$  為中繼站到目的端之通道增益， $n_{r,d}$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(AWGN)。

$$y_{r,d} = \sqrt{P}h_{r,d}\tilde{x} + n_{r,d} \quad (2.15)$$

假設中繼站解碼正確，即  $\tilde{x} = x$ ，且目的端已知  $h_{s,d}$ 、 $h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}$  的通道狀態資訊，目的端使用最大比例合成法，則最大比例合成法之輸出  $y_{MRC}$ ，可以(2.16)表示。

$$y_{MRC} = a_1y_{s,d} + a_2y_{r,d} \quad (2.16)$$

其中  $a_1$ 、 $a_2$  為合成係數，分別以(2.17)、(2.18)式表示。

$$a_1 = \frac{\sqrt{Ph_{s,d}^*}}{N_0} \quad (2.17)$$

$$a_2 = \frac{\sqrt{Ph_{r,d}^*}}{N_0} \quad (2.18)$$

我們可以將(2-16)式進一步表示為下列式子：

$$\begin{aligned} y_{MRC} &= \frac{\sqrt{Ph_{s,d}^*}}{N_0} y_{s,d} + \frac{\sqrt{Ph_{r,d}^*}}{N_0} y_{r,d} \\ &= \left( \frac{P|h_{s,d}|^2}{N_0} + \frac{P|h_{r,d}|^2}{N_0} \right) x + \left( \frac{\sqrt{Ph_{s,d}^*}}{N_0} n_{s,d} + \frac{\sqrt{Ph_{r,d}^*}}{N_0} n_{r,d} \right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

假設傳輸訊號  $x$  之能量為 1，則目的端之訊雜比輸出  $\gamma_{MRC}$ ，可表示如(2.20)式。

$$\gamma_{MRC} = \gamma_{s,d} + \gamma_{r,d} \quad (2.20)$$

其中與直接路徑相關之訊雜比  $\gamma_{s,d}$  以及與中繼站轉傳路徑相關之訊雜比  $\gamma_{r,d}$  可分別以(2.21)式及(2.22)式作表示。

$$\gamma_{s,d} = \frac{|a_1 \sqrt{Ph_{s,d}^*}|^2}{|a_1|^2 N_0} = \frac{P|h_{s,d}|^2}{N_0} \quad (2.21)$$

$$\gamma_{r,d} = \frac{|a_2 \sqrt{Ph_{r,d}^*}|^2}{|a_2|^2 N_0} = \frac{P|h_{r,d}|^2}{N_0} \quad (2.22)$$

## 2.4 時空編碼簡介

時空編碼為 Siva M. Alamouti 於 1998 年發表，其主旨為如何在無線通訊中利用傳輸分集(diversity)的研究。其提出的時空編碼傳輸架構可以簡單地利用時間以及空間的多樣性，並且維持和最大比例結合(Maximum Ratio Combining, MRC)相近的系統計算複雜度。如(2.23)式所示，為一個具有正交性的時空編碼。

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

圖 2-5 為 Alamouti 接收端架構，假設使用兩支傳送端天線，一支接收端天線，第一支傳送端天線到接收端天線在時間  $t$  的通道增益為  $h_1(t)$ ，第二支傳送端天線到接收端天線在時間  $t$  的通道增益  $h_2(t)$ 。

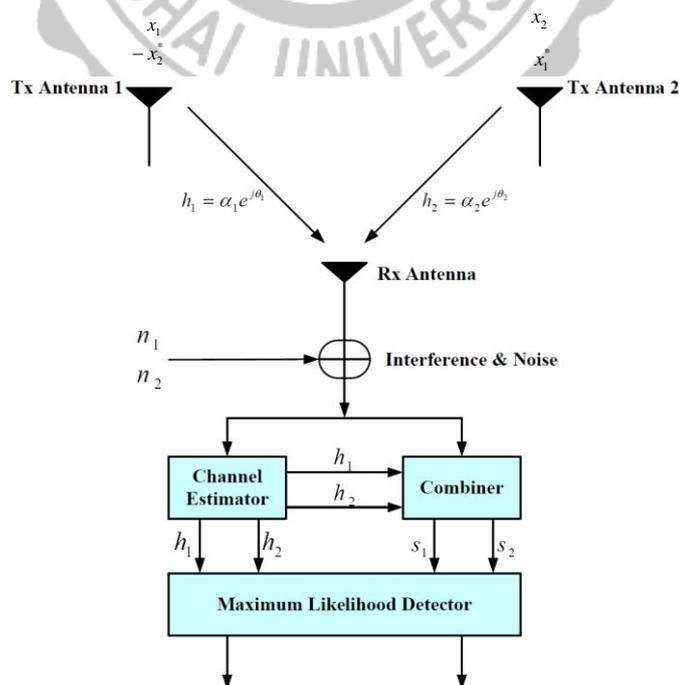


圖 2-5 Alamouti 傳輸架構之兩傳送端天線與單接收端天線

假設通道增益在一個符元週期  $T$  之內相同， $h_1(t)=h_1(t+T)=h_1$ ， $h_2(t)=h_2(t+T)=h_2$ ，則接收端天線在  $t$  時間所收到的訊號  $r_1$  以及接收端天線在  $t+T$  時間所收到的訊號  $r_2$  可分別以(2.24)式及(2.25)式表示，其中  $n_1$ 、 $n_2$  為複數隨機變數(Complex Random Variable)代表接收端的雜訊及干擾。

$$r_1 = r(t) = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \quad (2.24)$$

$$r_2 = r(t+T) = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \quad (2.25)$$

接著以圖 2-5 當中的 Combiner 將混有  $x_1$ 、 $x_2$  訊號成份的  $r_1$  及  $r_2$  處理成為兩訊號  $\tilde{x}_1$  與  $\tilde{x}_2$ ，如(2.26)與(2.27)式所示。其中訊號的  $x_1$ 、 $x_2$  成份已被分離出來。之後將  $\tilde{x}_1$  與  $\tilde{x}_2$  送至最大概似偵測器(Maximum Likelihood Detector, MLD) 以最大概似法則(Maximum Likelihood Decision Rule) 作解碼。

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ &= (\alpha_1 e^{j\theta_1})^* (h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1) + (\alpha_2 e^{j\theta_2}) (-h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2)^* \\ &= (\alpha_1 e^{j\theta_1})^* (\alpha_1 e^{j\theta_1} x_1 + \alpha_2 e^{j\theta_2} x_2 + n_1) + (\alpha_2 e^{j\theta_2}) (-\alpha_1 e^{j\theta_1} x_2^* + \alpha_2 e^{j\theta_2} x_1^* + n_2)^* \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \\ &= (\alpha_2 e^{j\theta_2})^* (h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1) - (\alpha_1 e^{j\theta_1}) (-h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2)^* \\ &= (\alpha_2 e^{j\theta_2})^* (\alpha_1 e^{j\theta_1} x_1 + \alpha_2 e^{j\theta_2} x_2 + n_1) - (\alpha_1 e^{j\theta_1}) (-\alpha_1 e^{j\theta_1} x_2^* + \alpha_2 e^{j\theta_2} x_1^* + n_2)^* \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) x_2 - h_1 n_2^* + h_2 n_1 \end{aligned} \quad (2.27)$$

## 第三章 中繼站具多輸入多輸出特性之放大後傳送中繼站策略

### 3.1 簡介

在本章節中，考慮下鏈合作式通訊系統，我們在中繼站使用的策略為放大後傳送策略，探討在單一來源端且只具備單一傳送天線、單一中繼站且具備兩根接收天線與兩根傳送天線以及單一目的端且只具備單一接收天線的架構，且通道環境都是瑞雷衰減通道，分析在目的端接收的訊號與雜訊比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)，並且分析錯誤率，計算系統的平均符元錯誤機率(Average Symbol Error Probability, ASEP)。

在本章節中，我們在 3.2 節中描述使用的系統模型架構。3.3 節中，我們將分析中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構的通道環境。3.4 節中，我們使用電腦模擬來驗證，並分析結果與討論。

### 3.2 系統模型及架構

此章節將探討的系統模型包含一個來源端(Source)、一個中繼站(Relay) 及一個目的端(Destination)，分別以  $S$ 、 $R$  及  $D$  表示，如圖 3-1。中繼站使用放大後傳送策略，且來源端至中繼站、中繼站至目的端的通道環境皆為瑞雷衰減。來源端在第一時間槽廣播訊號  $x_1$ ，經由通道  $h_1$  與  $h_2$  傳至中繼站接收天線  $r_A$  與  $r_B$ ，中繼站將這兩路訊號做最大比

例合成法得到  $\hat{x}_1$ ；在第二時間槽，來源端廣播訊號  $x_2$ ，經由通道  $h_1$  與  $h_2$  傳至中繼站接收天線  $r_A$  與  $r_B$ ，中繼站將這兩路訊號做最大比例合成法得到  $\hat{x}_2$ ；第三與第四時間槽，中繼站將  $\hat{x}_1$  與  $\hat{x}_2$  做時空編碼並分別乘上放大增益  $\alpha$ 、 $\beta$  後經由兩根傳送天線  $t_A$  與  $t_B$  傳送至目的端。

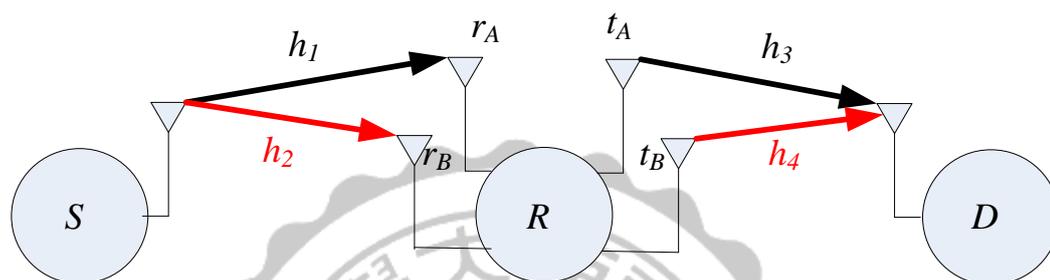


圖 3-1 中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構圖

### 3.3 效能分析

#### 3.3.1 系統傳輸流程

假設每個時間槽週期為  $T$ ，根據圖 3-1 所示，在第一時間槽  $t$ ，來源端廣播  $x_1$  至中繼站，則在中繼站兩根收接天線所收到的訊號  $y_{R_A}(t)$ 、 $y_{R_B}(t)$  可表示如下：

$$y_{R_A}(t) = \sqrt{P_s} h_1 x_1 + n_1 \quad (3.1)$$

$$y_{R_B}(t) = \sqrt{P_s} h_2 x_1 + n_2 \quad (3.2)$$

其中  $P_s$  為來源端的傳送功率， $h_1$  與  $h_2$  為瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels) 並分別表示來源端至中繼站接收天線  $r_A$ 、 $r_B$  的通道增益， $n_1$  與  $n_2$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性

高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。中繼站將這兩路訊號做最大比例合成法得到  $\hat{x}_1$ ，可以(3.3)式表示，其計算過程如附錄 A 所示。

$$\begin{aligned}
 \hat{x}_1 &= a_1 y_{R_A}(t) + a_2 y_{R_B}(t) \\
 &= a_1 \sqrt{P_s} h_1 x_1 + a_2 \sqrt{P_s} h_2 x_1 + a_1 n_1 + a_2 n_2 \\
 \gamma_{\hat{x}_1} &= \frac{E\left[|a_1 \sqrt{P_s} h_1 x_1 + a_2 \sqrt{P_s} h_2 x_1|^2\right]}{E\left[|a_1 n_1 + a_2 n_2|^2\right]} \\
 &= \frac{|a_1 \sqrt{P_s} h_1 + a_2 \sqrt{P_s} h_2|^2}{(|a_1|^2 + |a_2|^2) N_0} \leq \frac{(|a_1|^2 + |a_2|^2) (P_s |h_1|^2 + P_s |h_2|^2)}{(|a_1|^2 + |a_2|^2) N_0} \\
 a_1 &= \sqrt{P_s} h_1^* \\
 a_2 &= \sqrt{P_s} h_2^* \\
 \hat{x}_1 &= \sqrt{P_s} h_1^* y_{R_A}(t) + \sqrt{P_s} h_2^* y_{R_B}(t) \\
 &= \sqrt{P_s} h_1^* \sqrt{P_s} h_1 x_1 + \sqrt{P_s} h_2^* \sqrt{P_s} h_2 x_1 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2 \\
 &= P_s |h_1|^2 x_1 + P_s |h_2|^2 x_1 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2 \tag{3.3}
 \end{aligned}$$

在第二時間槽  $t+T$ ，來源端廣播  $x_1$  至中繼站，則在中繼站兩根收接天線所收到的訊號  $y_{R_A}(t+T)$ 、 $y_{R_B}(t+T)$  可表示如下：

$$y_{R_A}(t+T) = \sqrt{P_s} h_1 x_1 + n_1 \tag{3.4}$$

$$y_{R_B}(t+T) = \sqrt{P_s} h_2 x_1 + n_2 \tag{3.5}$$

其中  $P_s$  為來源端的傳送功率， $h_1$  與  $h_2$  為瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels) 並分別表示來源端至中繼站接收天線  $r_A$ 、 $r_B$  的通道增益， $n_1$  與  $n_2$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性

高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。中繼站將這兩路訊號做最大比例合成法得到  $\hat{x}_2$ ，可以(3.6)式表示。

$$\begin{aligned}\hat{x}_2 &= \sqrt{P_s} h_1^* y_{R_A}(t+T) + \sqrt{P_s} h_2^* y_{R_B}(t+T) \\ &= \sqrt{P_s} h_1^* \sqrt{P_s} h_1 x_2 + \sqrt{P_s} h_2^* \sqrt{P_s} h_2 x_2 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1' + \sqrt{P_s} h_2^* n_2' \\ &= P_s |h_1|^2 x_2 + P_s |h_2|^2 x_2 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1' + \sqrt{P_s} h_2^* n_2'\end{aligned}\quad (3.6)$$

中繼站將  $\hat{x}_1$  與  $\hat{x}_2$  做時空編碼並分別在第三時間槽  $t+2T$  與第四時間槽  $t+3T$  傳送至目的端。目的端第三時間槽  $t+2T$  收到的訊號  $y_D(t+2T)$  及目的端第四時間槽  $t+3T$  收到的訊號  $y_D(t+3T)$  可以(3.7)、(3.8)表示。

$$y_D(t+2T) = \alpha h_3 \hat{x}_1 + \beta h_4 \hat{x}_2 + n_3 \quad (3.7)$$

$$y_D(t+3T) = -\alpha h_3 \hat{x}_2^* + \beta h_4 \hat{x}_1^* + n_4 \quad (3.8)$$

$\alpha$  與  $\beta$  為中繼站之放大增益， $h_3$ 、 $h_4$  為中繼站傳送天線  $t_A$  及  $t_B$  至目的端的通道增益， $n_3$  與  $n_4$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。

### 3.3.2 解時空編碼

目的端將第三時間槽  $t+2T$  收到的訊號  $y_D(t+2T)$  與第四時間槽  $t+3T$  收到的訊號  $y_D(t+3T)$  取共軛後寫成矩陣形式，表示如下：

$$y_{D,src} = \begin{bmatrix} y_D(t+2T) \\ y_D^*(t+3T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha h_3 & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

將(3.9)式中整理出  $\mathbf{H}$  矩陣，如(3.10)式所示。進一步將  $\mathbf{H}$  矩陣取共軛轉置後可得  $\mathbf{H}^H$  如(3.11)式所示。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \alpha h_3 & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3^* \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

若在將  $\mathbf{H}^H$  乘以  $\mathbf{H}$  矩陣可得到一個對角線矩陣(3.12)式。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^H \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha h_3 & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 & 0 \\ 0 & \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.12)$$

為了利用(3.12)式的特性，故以  $\mathbf{H}^H$  乘以(3.9)式，經過整理後即可從混合訊號  $y_D(t+2T)$ 、 $y_D(t+3T)$  中分離出  $x_1$  與  $x_2$  的訊號成份，求得解時空編碼之訊號  $\tilde{x}_1$  與  $\tilde{x}_2$ ，分別以(3.13)式及(3.14)式表示。其計算過程如附錄 B。

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (|h_1|^2 + |h_2|^2) P_s x_1 \\ &\quad + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_3|^2 n_1 + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_3|^2 n_2 \\ &\quad + \beta^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_4|^2 n_1 + \beta^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_4|^2 n_2 + \alpha h_3^* n_3 + \beta h_4 n_4 \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (|h_1|^2 + |h_2|^2) P_s x_2 \\ &\quad + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_3|^2 n_1' + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_3|^2 n_2' \\ &\quad + \beta^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_4|^2 n_1' + \beta^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_4|^2 n_2' + \beta h_4 n_3 - \alpha h_3 n_4 \end{aligned} \quad (3.14)$$

利用(3.13)式與(3.14)式可分別計算出  $x_1$  與  $x_2$  在目的端的訊雜比，可以(3.15)式及(3.16)式表示，詳細過程如附錄 C。

$$SNR_{x_1} = \frac{E\left[\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)P_s x_1^2\right]}{E\left[\alpha^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_3|^2n_1 + \alpha^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_3|^2n_2 + \beta^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_4|^2n_1 + \beta^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_4|^2n_2 + \alpha h_3^*n_3 + \beta h_4n_4^*\right]^2}$$

$$= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)}{\left[P_s\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) + 1\right]N_0} \quad (3.15)$$

$$SNR_{x_2} = \frac{E\left[\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)P_s x_1^2\right]}{E\left[\alpha^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_3|^2n_1' + \alpha^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_3|^2n_2' + \beta^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_4|^2n_1' + \beta^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_4|^2n_2' + \beta h_4^*n_3 - \alpha h_3n_4^*\right]^2}$$

$$= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)}{\left[P_s\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) + 1\right]N_0} \quad (3.16)$$

### 3.4 模擬結果分析

在本節中，我們以 MATLAB 軟體進行模擬，以下為我們所設定的模擬環境：

(1) 來源端至中繼站、中繼站至目的端的通道模型為瑞雷衰減通道，

且為 Independent and Identically Distributed (i.i.d)。

(2) 中繼站使用放大後傳送策略。

(3) 系統輸功率： $P_s = P_r = 1$ 。

(4) 使用 BPSK、QPSK 與 4-QAM 調變。

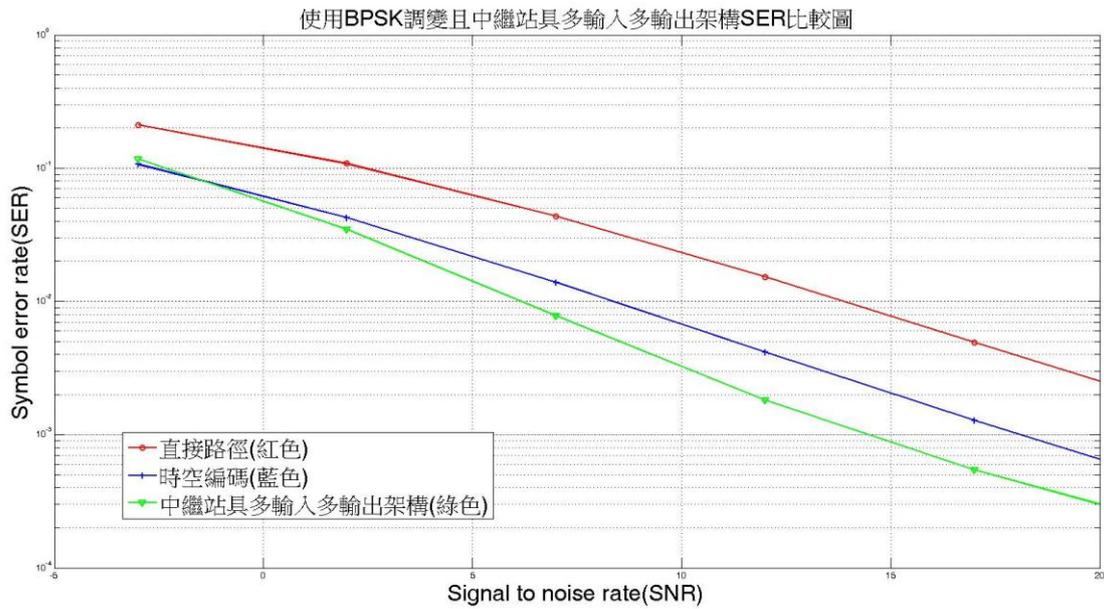


圖 3-2 使用 BPSK 調變且中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構

SER 比較圖

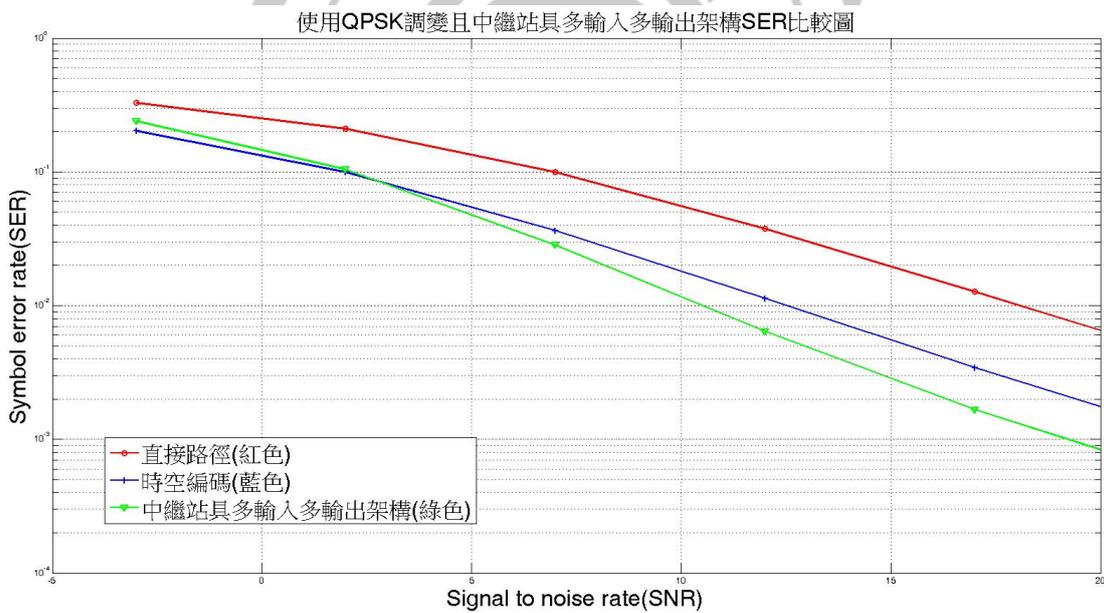


圖 3-3 使用 QPSK 調變且中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構

SER 比較圖

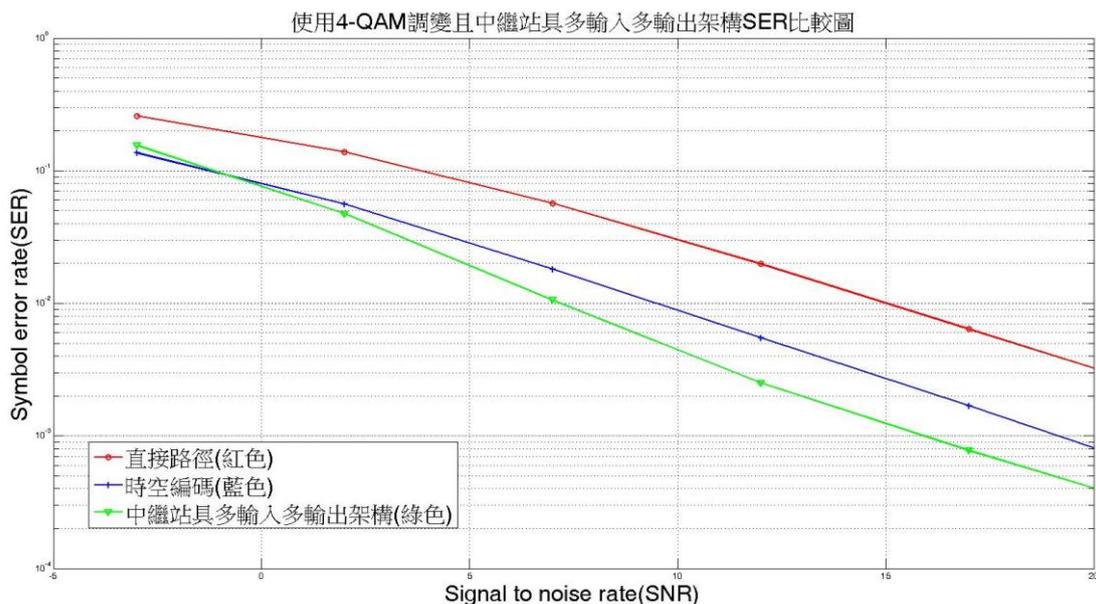


圖 3-4 使用 4-QAM 調變且中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構  
SER 比較圖

從模擬圖可看出無論何種調變，在 SNR 極差的情況下，我們無法用 diversity 的特性來提高通訊品質。隨著 SNR 愈來愈好，直接路徑因為 diversity 只有 1，所以效能最差。Alamouti 架構及中繼站具多輸入多輸出特性架構的 diversity 皆為 2，但因為 Alamouti 架構並未經過中繼站的處理，所以效能明顯較差。中繼站具多輸入多輸出特性的架構在中繼站將來自來源端的兩路訊號做最大比例組合，提高了整體系統 SNR，故在此模擬圖當中，擁有最低錯誤率。

## 第四章 來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之放大後傳送中繼站策略

### 4.1 簡介

在本章節中，我們在中繼站使用的策略為放大後傳送策略，探討在單一來源端具備兩根傳送天線、單一中繼站且具備兩根接收天線與兩根傳送天線以及單一目的端且只具備單一接收天線的架構，且通道環境都是瑞雷衰減通道，分析在目的端接收的訊號與雜訊比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)，並且分析錯誤率，計算系統的平均符元錯誤機率 (Average Symbol Error Probability, ASEP)。

在本章節中，我們在 4.2 節中描述使用的系統模型架構。4.3 節中，我們將分析來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構的通道環境。4.4 節中，我們使用電腦模擬來驗證，並分析結果與討論。

### 4.2 系統模型及架構

此章節將探討的系統模型包含一個來源端 (Source)、一個中繼站 (Relay) 及一個目的端 (Destination)，分別以  $S$ 、 $R$  及  $D$  表示，如圖 4-1。中繼站使用放大後傳送策略，且來源端至中繼站、中繼站至目的端的通道環境皆為瑞雷衰減。來源端在第一時間槽廣播訊號  $x_1$  及  $x_2$  至中繼站接收天線  $r_A$  與  $r_B$ ，在第二時間槽，來源端廣播訊號  $-x_2^*$  與  $x_1^*$ ，至中繼站接收天線  $r_A$  與  $r_B$ ，第三與第四時間槽，中繼站將前兩個時間

槽所收到的混合訊號乘上放大增益  $\alpha$ 、 $\beta$  後經由兩根傳送天線  $t_A$  與  $t_B$  傳送至目的端。

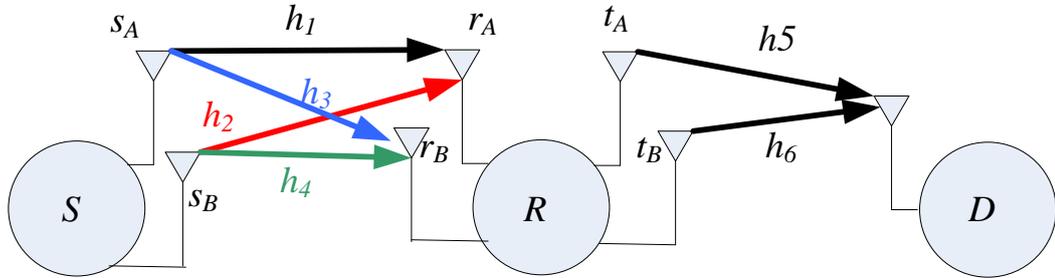


圖 4-1 來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之系統架構圖

### 4.3 效能分析

#### 4.3.1 系統傳輸流程

假設每個時間槽週期為  $T$ ，根據圖 4-1 所示，在第一時間槽  $t$ ，來源端廣播  $x_1$  及  $x_2$  至中繼站，則在中繼站兩根接收天線所收到的訊號  $y_{R_A}(t)$ 、 $y_{R_B}(t)$  可表示如下：

$$y_{R_A}(t) = \sqrt{P_s} h_1 x_1 + \sqrt{P_s} h_2 x_2 + n_1 \quad (4.1)$$

$$y_{R_B}(t) = \sqrt{P_s} h_3 x_1 + \sqrt{P_s} h_4 x_2 + n_2 \quad (4.2)$$

其中  $P_s$  為來源端的傳送功率， $h_1$ 、 $h_2$ 、 $h_3$  與  $h_4$  為瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels) 並分別表示來源端至中繼站接收天線  $r_A$ 、 $r_B$  的通道增益， $n_1$  與  $n_2$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。

在第二時間槽  $t+T$ ，來源端廣播  $-x_2^*$  與  $x_1^*$  至中繼站，則在中繼站兩根接收天線所收到的訊號  $y_{R_A}(t+T)$ 、 $y_{R_B}(t+T)$  可表示如下：

$$y_{R_A}(t+T) = -\sqrt{P_s}h_1x_2^* + \sqrt{P_s}h_2x_1^* + n_3 \quad (4.3)$$

$$y_{R_B}(t+T) = -\sqrt{P_s}h_3x_2^* + \sqrt{P_s}h_4x_1^* + n_4 \quad (4.4)$$

其中  $P_s$  為來源端的傳送功率， $h_1$ 、 $h_2$ 、 $h_3$  與  $h_4$  為瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels) 並分別表示來源端至中繼站接收天線  $r_A$ 、 $r_B$  的通道增益， $n_3$  與  $n_4$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)

中繼站將前兩個時間槽所收到的混合訊號乘上放大增益  $\alpha$ 、 $\beta$  後分別在第三時間槽  $t+2T$  與第四時間槽  $t+3T$  傳送至目的端。目的端第三時間槽  $t+2T$  收到的訊號  $y_D(t+2T)$  及目的端第四時間槽  $t+3T$  收到的訊號  $y_D(t+3T)$  可以(4.5)、(4.6)表示。

$$\begin{aligned} y_D(t+2T) &= \alpha h_5 y_{R_A}(t) + \beta h_6 y_{R_B}(t) + n_5 \\ &= \alpha \sqrt{P_s} h_1 h_5 x_1 + \alpha \sqrt{P_s} h_2 h_5 x_2 + \alpha h_5 n_1 \\ &\quad + \beta \sqrt{P_s} h_3 h_6 x_1 + \beta \sqrt{P_s} h_4 h_6 x_2 + \beta h_6 n_2 + n_5 \\ &= (\alpha \sqrt{P_s} h_1 h_5 + \beta \sqrt{P_s} h_3 h_6) x_1 + (\alpha \sqrt{P_s} h_2 h_5 + \beta \sqrt{P_s} h_4 h_6) x_2 \\ &\quad + \alpha h_5 n_1 + \beta h_6 n_2 + n_5 \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} y_D(t+3T) &= \alpha h_5 y_{R_A}(t+T) + \beta h_6 y_{R_B}(t+T) + n_6 \\ &= \alpha \sqrt{P_s} h_2 h_5 x_1^* - \alpha \sqrt{P_s} h_1 h_5 x_2^* + \alpha h_5 n_3 \\ &\quad + \beta \sqrt{P_s} h_4 h_6 x_1^* - \beta \sqrt{P_s} h_3 h_6 x_2^* + \beta h_6 n_4 + n_6 \\ &= (\alpha \sqrt{P_s} h_2 h_5 + \beta \sqrt{P_s} h_4 h_6) x_1^* - (\alpha \sqrt{P_s} h_1 h_5 + \beta \sqrt{P_s} h_3 h_6) x_2^* \\ &\quad + \alpha h_5 n_3 + \beta h_6 n_4 + n_6 \end{aligned} \quad (4.6)$$

$\alpha$  與  $\beta$  為中繼站之放大增益， $h_5$ 、 $h_6$  為中繼站傳送天線  $t_A$  及  $t_B$  至目的端的通道增益， $n_5$  與  $n_6$  是平均值(Mean)為零且變異數(Variance)為  $N_0$  之可加性高斯白雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)。

#### 4.3.2 解時空編碼

為了簡化(4.5)式與(4.6)式，首先，我們先假設兩個參數  $k_1$  與  $k_2$ ，如(4.7)式與(4.8)式所示。

$$k_1 = \alpha\sqrt{P_s}h_1h_5 + \beta\sqrt{P_s}h_3h_6 \quad (4.7)$$

$$k_2 = \alpha\sqrt{P_s}h_2h_5 + \beta\sqrt{P_s}h_4h_6 \quad (4.8)$$

將  $k_1$  與  $k_2$ ，代回(4.5)式與(4.6)式，可表示為(4.9)式與(4.10)式。

$$y_D(t+2T) = k_1x_1 + k_2x_2 + \alpha h_5n_1 + \beta h_6n_2 + n_5 \quad (4.9)$$

$$y_D(t+3T) = k_2x_1^* - k_1x_2^* + \alpha h_5n_3 + \beta h_6n_4 + n_6 \quad (4.10)$$

接著我們將(4.9)式與取共軛後的(4.10)式寫成矩陣形式，表示如下：

$$y_{D_{src}} = \begin{bmatrix} y_D(t+2T) \\ y_D^*(t+3T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_2^* & -k_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha h_5n_1 + \beta h_6n_2 + n_5 \\ \alpha h_5n_3 + \beta h_6n_4 + n_6 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

將(4.11)式中整理出  $\mathbf{H}$  矩陣，如(4.12)式所示。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_2^* & -k_1^* \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

進一步將  $\mathbf{H}$  矩陣取共軛轉置後可得  $\mathbf{H}^H$  如(4.13)式所示。

$$\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} k_1^* & k_2 \\ k_2^* & -k_1 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

若在將  $\mathbf{H}^H$  乘以  $\mathbf{H}$  矩陣可得到一個對角線矩陣(4.14)式。

$$\begin{aligned}\mathbf{H}^H\mathbf{H} &= \begin{bmatrix} k_1^* & k_2 \\ k_2^* & -k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_2^* & -k_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |k_1|^2 + |k_2|^2 & 0 \\ 0 & |k_1|^2 + |k_2|^2 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.14)$$

為了利用(4.14)式的特性，故以  $\mathbf{H}^H$  乘以(4.11)式，經過整理後即可從混合訊號  $y_D(t+2T)$ 、 $y_D(t+3T)$  中分離出  $x_1$  與  $x_2$  的訊號成份，求得解時空編碼之訊號  $\tilde{x}_1$  與  $\tilde{x}_2$ ，分別以(4.15)式及(4.16)式表示。其過程如附錄 D。

$$\tilde{x}_1 = (|k_1|^2 + |k_2|^2)x_1 + k_1^*\alpha h_5 n_1 + k_1^*\beta h_6 n_2 + k_1^* n_5 + k_2\alpha h_5 n_3 + k_2\beta h_6 n_4 + k_2 n_6 \quad (4.15)$$

$$\tilde{x}_2 = (|k_1|^2 + |k_2|^2)x_2 + k_2^*\alpha h_5 n_1 + k_2^*\beta h_6 n_2 + k_2^* n_5 - k_1\alpha h_5 n_3 - k_1\beta h_6 n_4 - k_1 n_6 \quad (4.16)$$

利用(4.15)式與(4.16)式可分別計算出  $x_1$  與  $x_2$  在目的端的訊雜比，可以(4.17)式及(4.18)式表示，其過程如附錄 E 所示。

$$\begin{aligned}SNR_{x_1} &= \frac{\alpha^2 P_s |h_1|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_3|^2 |h_6|^2 + \alpha^2 P_s |h_2|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_4|^2 |h_6|^2}{(\alpha^2 |h_5|^2 + \beta^2 |h_6|^2 + 1)N_0} \\ &\quad + \frac{\alpha\beta P_s h_1 h_5 h_3^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_1^* h_5^* h_3 h_6 + \alpha\beta P_s h_2 h_5 h_4^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_2^* h_5^* h_4 h_6}{(\alpha^2 |h_5|^2 + \beta^2 |h_6|^2 + 1)N_0}\end{aligned}\quad (4.17)$$

$$\begin{aligned}SNR_{x_2} &= \frac{\alpha^2 P_s |h_1|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_3|^2 |h_6|^2 + \alpha^2 P_s |h_2|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_4|^2 |h_6|^2}{(\alpha^2 |h_5|^2 + \beta^2 |h_6|^2 + 1)N_0} \\ &\quad + \frac{\alpha\beta P_s h_1 h_5 h_3^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_1^* h_5^* h_3 h_6 + \alpha\beta P_s h_2 h_5 h_4^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_2^* h_5^* h_4 h_6}{(\alpha^2 |h_5|^2 + \beta^2 |h_6|^2 + 1)N_0}\end{aligned}\quad (4.18)$$

#### 4.4 模擬結果分析

- (1) 來源端至中繼站、中繼站至目的端的通道模型為瑞雷衰減通道，且為 Independent and Identically Distributed (i.i.d)。
- (2) 中繼站使用放大後傳送策略。
- (3) 系統輸功率： $P_s = P_r = 1$ 。
- (4) 使用 BPSK、4PSK 與 4-QAM 調變。

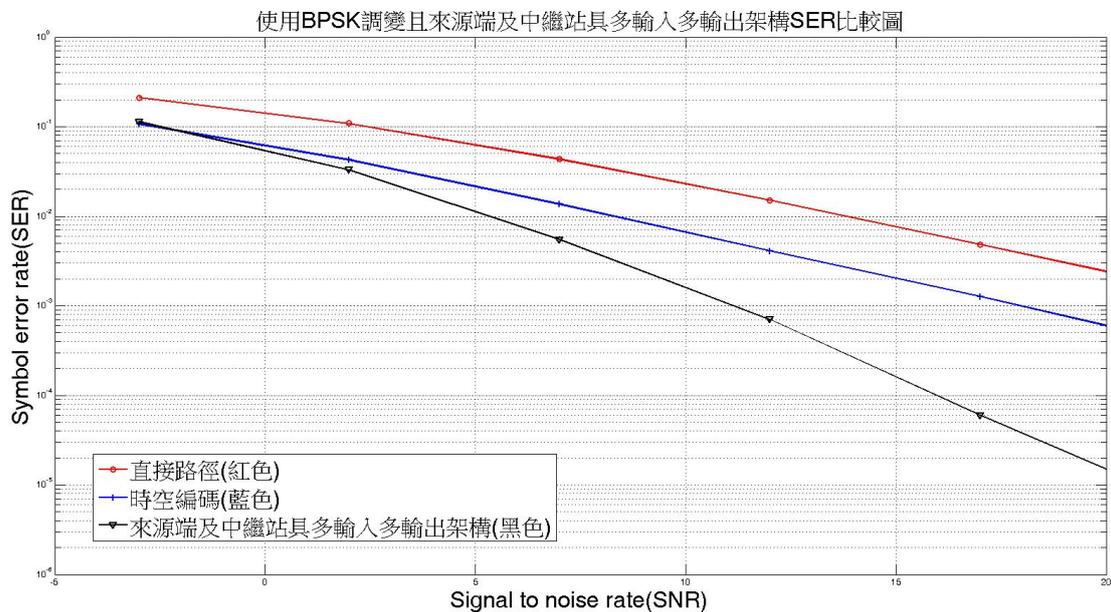


圖 4-2 使用 BPSK 調變且來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架構  
SER 比較圖

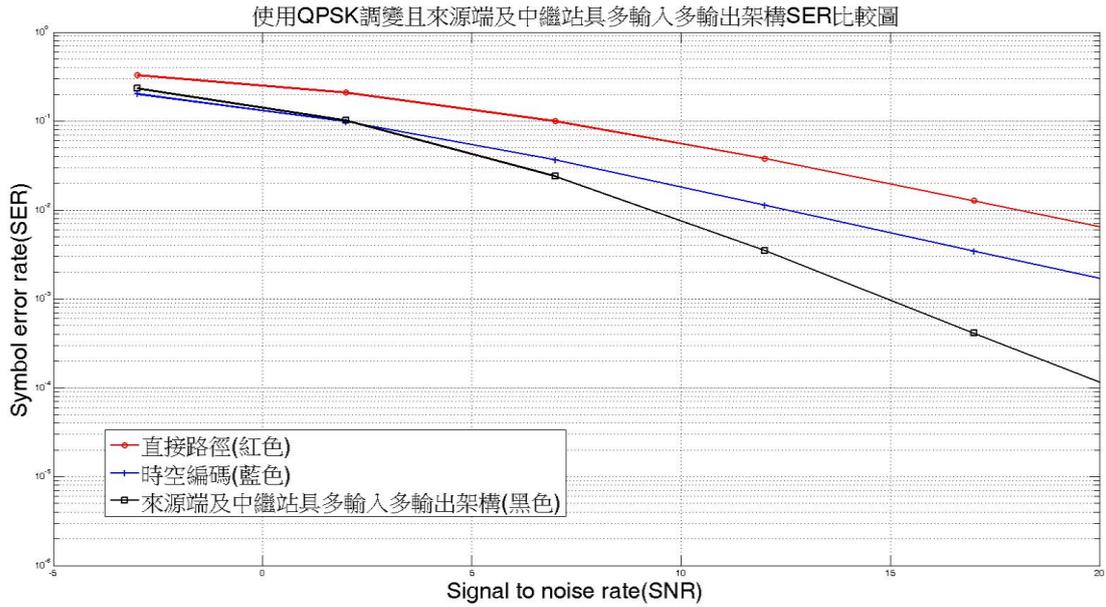


圖 4-3 使用 QPSK 調變且來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架構  
SER 比較圖

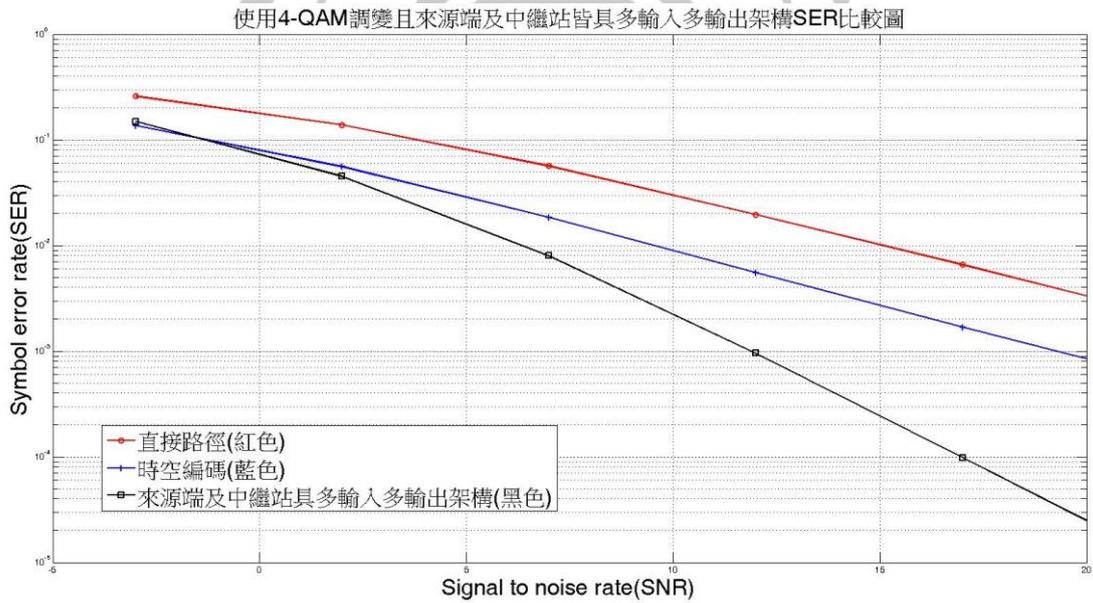


圖 4-4 使用 4-QAM 調變且來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架  
構 SER 比較圖

來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架構因為 diversity 為 4，  
diversity 效益較圖中其他兩種架構好，又加上有中繼站輔助轉傳，從

模擬圖 4-2、圖 4-3 與圖 4-4 可明顯比較出來源端及中繼站具多輸入多輸出特性之架構系統通訊品質明顯較好。

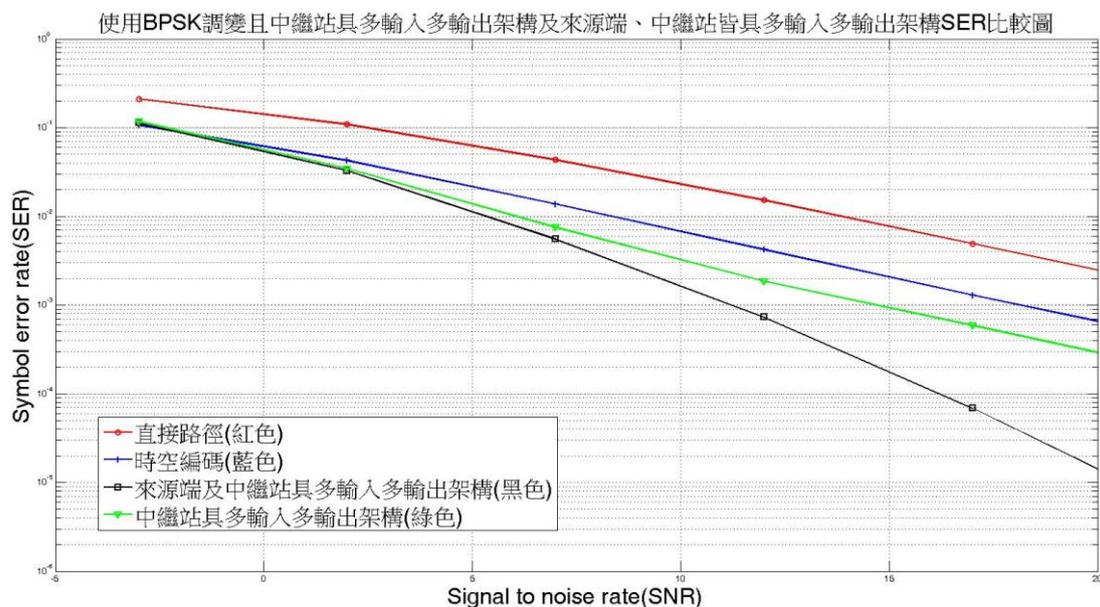


圖 4-5 使用 BPSK 調變且中繼站具多輸出多輸出架構及來源端、中繼站皆具多輸出入輸出架構之 SER 比較圖

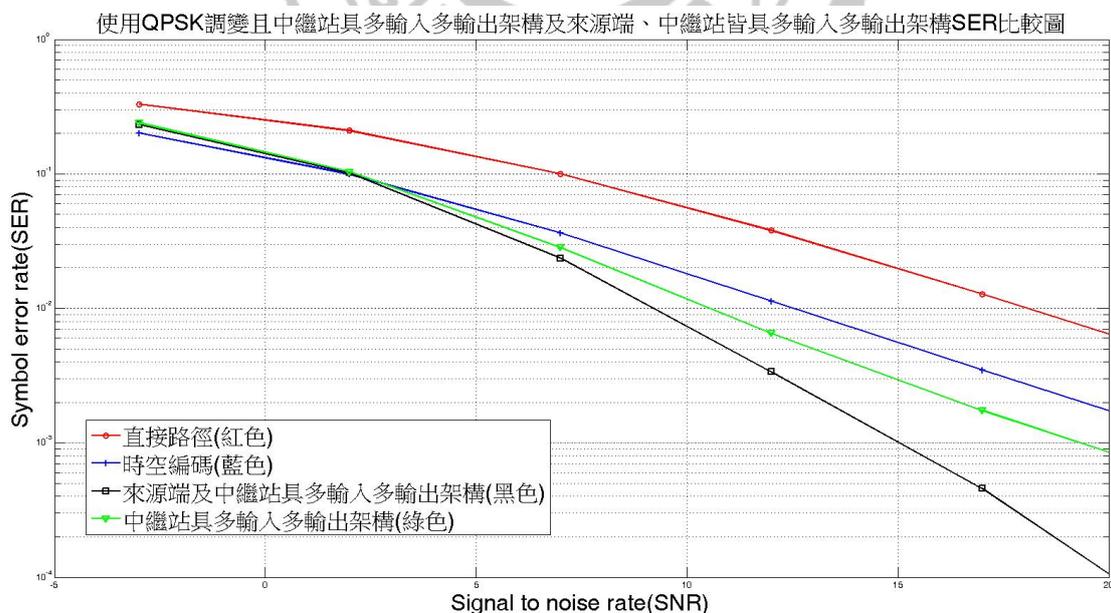


圖 4-6 使用 QPSK 調變且中繼站具多輸出多輸出架構及來源端、中繼站皆具多輸出入輸出架構之 SER 比較圖

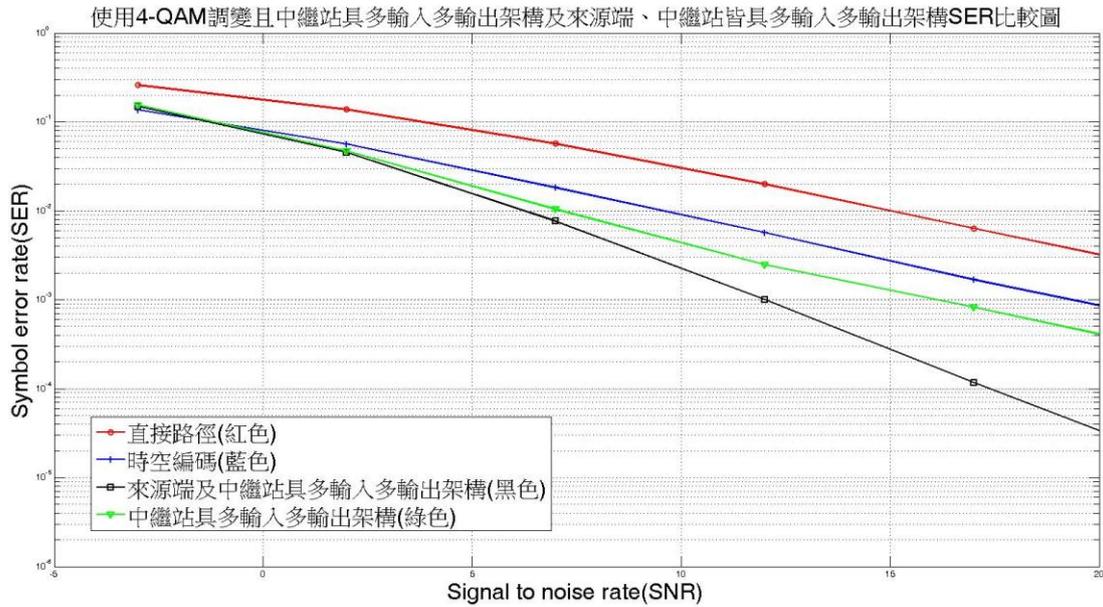


圖 4-7 使用 4-QAM 調變且中繼站具多輸出多輸出架構及來源端、中繼站皆具多輸入多輸出架構之 SER 比較圖

本論文在第四章所提出來之架構 diversity 為 4，較第三章裡中繼站具多輸入多輸出特性之架構高出 2，從圖 4-5、圖 4-6 與圖 4-7 可看出來源端及中繼站皆具有多輸入多輸出特性之架構錯誤率明顯低於其他架構，可有效對抗路徑衰減。

## 第五章 結論

Alamouti 成功的實現了在傳送端增加 diversity，且利用厄米特的運算子將混合訊號在接收端分離出來，相對於 Vertical-Bell-labs Layered Space Time(VBLAST)，其運算低複雜度亦是一大優點。

現今無線通訊中對抗通道衰減，最有效的方式為增加 diversity。本論文第三章提出中繼站兩根傳送天線與兩根接受天線的架構，除了提高 diversity 外，又有中繼站協助傳送，相較於 Alamouti 架構，吾人所提出之架構不僅擁有較高的系統效能，亦成功降低錯誤率。

本論文在第四章當中所提出的架構，來源端至中繼站使用兩組 2 乘 1 的 Alamouti code 傳送至擁有兩根傳送天線與兩根接受天線的中繼站，成功將 diversity 提高為 4，相較於第三章所提出的架構，模擬結果顯示，第四章當中所提出之架構成功獲得較佳的系統效能。

## 附錄 A

3.3 式之計算過程如下:

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= a_1 y_{R_A}(t) + a_2 y_{R_B}(t) \\ &= a_1 \sqrt{P_s} h_1 x_1 + a_2 \sqrt{P_s} h_2 x_1 + a_1 n_1 + a_2 n_2 \\ \gamma_{\hat{x}_1} &= \frac{E\left[|a_1 \sqrt{P_s} h_1 x_1 + a_2 \sqrt{P_s} h_2 x_1|^2\right]}{E\left[|a_1 n_1 + a_2 n_2|^2\right]} \\ &= \frac{|a_1 \sqrt{P_s} h_1 + a_2 \sqrt{P_s} h_2|^2}{(|a_1|^2 + |a_2|^2) N_0} \leq \frac{(|a_1|^2 + |a_2|^2) (P_s |h_1|^2 + P_s |h_2|^2)}{(|a_1|^2 + |a_2|^2) N_0}\end{aligned}$$

$$a_1 = \sqrt{P_s} h_1^*$$

$$a_2 = \sqrt{P_s} h_2^*$$

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= \sqrt{P_s} h_1^* y_{R_A}(t) + \sqrt{P_s} h_2^* y_{R_B}(t) \\ &= \sqrt{P_s} h_1^* \sqrt{P_s} h_1 x_1 + \sqrt{P_s} h_2^* \sqrt{P_s} h_2 x_1 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2 \\ &= P_s |h_1|^2 x_1 + P_s |h_2|^2 x_1 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2\end{aligned}$$

## 附錄 B

3.13 與 3.14 式之計算過程如下：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_D(t+2T) \\ y_D^*(t+3T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha h_3 & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 & 0 \\ 0 & \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 & 0 \\ 0 & \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s |h_1|^2 x_1 + P_s |h_2|^2 x_1 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2 \\ P_s |h_1|^2 x_2 + P_s |h_2|^2 x_2 + \sqrt{P_s} h_1^* n_1' + \sqrt{P_s} h_2^* n_2' \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 & 0 \\ 0 & \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s |h_1|^2 x_1 + P_s |h_2|^2 x_1 \\ P_s |h_1|^2 x_2 + P_s |h_2|^2 x_2 \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 & 0 \\ 0 & \alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2 \\ \sqrt{P_s} h_1^* n_1' + \sqrt{P_s} h_2^* n_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha h_3^* & \beta h_4 \\ \beta h_4^* & -\alpha h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (P_s |h_1|^2 x_1 + P_s |h_2|^2 x_1) \\ (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (P_s |h_1|^2 x_2 + P_s |h_2|^2 x_2) \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (\sqrt{P_s} h_1^* n_1 + \sqrt{P_s} h_2^* n_2) \\ (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (\sqrt{P_s} h_1^* n_1' + \sqrt{P_s} h_2^* n_2') \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha h_3^* n_3 + \beta h_4 n_4^* \\ \beta h_4^* n_3 - \alpha h_3 n_4^* \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (|h_1|^2 + |h_2|^2) P_s x_1 \\ (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (|h_1|^2 + |h_2|^2) P_s x_2 \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} \alpha^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_3|^2 n_1 + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_3|^2 n_2 + \beta^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_4|^2 n_1 + \beta^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_4|^2 n_2 \\ \alpha^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_3|^2 n_1' + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_3|^2 n_2' + \beta^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_4|^2 n_1' + \beta^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_4|^2 n_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha h_3^* n_3 + \beta h_4 n_4^* \\ \beta h_4^* n_3 - \alpha h_3 n_4^* \end{bmatrix} \\
 \tilde{x}_1 &= (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (|h_1|^2 + |h_2|^2) P_s x_1 \\
 &\quad + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_3|^2 n_1 + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_3|^2 n_2 \\
 &\quad + \beta^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_4|^2 n_1 + \beta^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_4|^2 n_2 + \alpha h_3^* n_3 + \beta h_4 n_4^* \\
 \tilde{x}_2 &= (\alpha^2 |h_3|^2 + \beta^2 |h_4|^2) (|h_1|^2 + |h_2|^2) P_s x_2 \\
 &\quad + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_3|^2 n_1' + \alpha^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_3|^2 n_2' \\
 &\quad + \beta^2 \sqrt{P_s} h_1^* |h_4|^2 n_1' + \beta^2 \sqrt{P_s} h_2^* |h_4|^2 n_2' + \beta h_4^* n_3 - \alpha h_3 n_4^*
 \end{aligned}$$

## 附錄 C

3.15 式與 3.16 式之詳細運算過程如下所示：

$$\begin{aligned}
 SNR_{x_1} &= \frac{E\left[\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)P_s x_1^2\right]}{E\left[\alpha^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_3|^2 n_1 + \alpha^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_3|^2 n_2 + \beta^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_4|^2 n_1 + \beta^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_4|^2 n_2 + \alpha h_3^* n_3 + \beta h_4 n_4^*\right]^2} \\
 &= \frac{E\left[\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)P_s x_1^2\right]}{E\left[\sqrt{P_s}h_1^*\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)h_1 + \sqrt{P_s}h_2^*\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)h_2 + \alpha h_3^* n_3 + \beta h_4 n_4^*\right]^2} \\
 &= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2}{P_s|h_1|^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2 N_0 + P_s|h_2|^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2 N_0 + \alpha^2|h_3|^2 N_0 + \beta^2|h_4|^2 N_0} \\
 &= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2}{\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left[P_s\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) + 1\right]N_0} \\
 &= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)}{\left[P_s\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) + 1\right]N_0} \\
 SNR_{x_2} &= \frac{E\left[\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)P_s x_1^2\right]}{E\left[\alpha^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_3|^2 n_1' + \alpha^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_3|^2 n_2' + \beta^2\sqrt{P_s}h_1^*|h_4|^2 n_1' + \beta^2\sqrt{P_s}h_2^*|h_4|^2 n_2' + \beta h_4^* n_3 - \alpha h_3 n_4^*\right]^2} \\
 &= \frac{E\left[\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)P_s x_1^2\right]}{E\left[\sqrt{P_s}h_1^*\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)h_1 + \sqrt{P_s}h_2^*\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)h_2 + \beta h_4^* n_3 - \alpha h_3 n_4^*\right]^2} \\
 &= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2}{P_s|h_1|^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2 N_0 + P_s|h_2|^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2 N_0 + \alpha^2|h_3|^2 N_0 + \beta^2|h_4|^2 N_0} \\
 &= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)^2}{\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left[P_s\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) + 1\right]N_0} \\
 &= \frac{P_s^2\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)^2\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)}{\left[P_s\left(\alpha^2|h_3|^2 + \beta^2|h_4|^2\right)\left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right) + 1\right]N_0}
 \end{aligned}$$

## 附錄 D

4.15 及 4.16 之過程如下:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_1^* & k_2 \\ k_2^* & -k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_D(t+2T) \\ y_D^*(t+3T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1^* & k_2 \\ k_2^* & -k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_2^* & -k_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1^* & k_2 \\ k_2^* & -k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha h_5 n_1 + \beta h_6 n_2 + n_5 \\ \alpha h_5 n_3 + \beta h_6 n_4 + n_6 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |k_1|^2 + |k_2|^2 & 0 \\ 0 & |k_1|^2 + |k_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1^* & k_2 \\ k_2^* & -k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha h_5 n_1 + \beta h_6 n_2 + n_5 \\ \alpha h_5 n_3 + \beta h_6 n_4 + n_6 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\tilde{x}_1 = (|k_1|^2 + |k_2|^2) x_1 + k_1^* \alpha h_5 n_1 + k_1^* \beta h_6 n_2 + k_1^* n_5 + k_2 \alpha h_5 n_3 + k_2 \beta h_6 n_4 + k_2 n_6$$

$$\tilde{x}_2 = (|k_1|^2 + |k_2|^2) x_2 + k_2^* \alpha h_5 n_1 + k_2^* \beta h_6 n_2 + k_2^* n_5 - k_1 \alpha h_5 n_3 - k_1 \beta h_6 n_4 - k_1 n_6$$



## 附錄 E

4.17 與 4.18 之計算過程如下：

$$\begin{aligned}
 SNR_{x_1} &= \frac{E\left[\left(|k_1|^2 + |k_2|^2\right)x_1\right]^2}{E\left[\left|k_1^*\alpha h_5 n_1 + k_1^*\beta h_6 n_2 + k_1^*n_5 + k_2\alpha h_5 n_3 + k_2\beta h_6 n_4 + k_2 n_6\right|^2\right]} \\
 &= \frac{\left(|k_1|^2 + |k_2|^2\right)^2}{|k_1|^2\alpha^2|h_5|^2 N_0 + |k_1|^2\beta^2|h_6|^2 N_0 + |k_1|^2 N_0 + |k_2|^2\alpha^2|h_5|^2 N_0 + |k_2|^2\beta^2|h_6|^2 N_0 + |k_2|^2 N_0} \\
 &= \frac{\left(|k_1|^2 + |k_2|^2\right)^2}{\left(|k_1|^2 + |k_2|^2\right)\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &= \frac{\left(|k_1|^2 + |k_2|^2\right)}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &= \frac{\alpha^2 P_s |h_1|^2 |h_5|^2 + \alpha\beta P_s h_1 h_5 h_3^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_1^* h_5^* h_3 h_6 + \beta^2 P_s |h_3|^2 |h_6|^2}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &\quad + \frac{\alpha^2 P_s |h_2|^2 |h_5|^2 + \alpha\beta P_s h_2 h_5 h_4^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_2^* h_5^* h_4 h_6 + \beta^2 P_s |h_4|^2 |h_6|^2}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &= \frac{\alpha^2 P_s |h_1|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_3|^2 |h_6|^2 + \alpha^2 P_s |h_2|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_4|^2 |h_6|^2}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &\quad + \frac{\alpha\beta P_s h_1 h_5 h_3^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_1^* h_5^* h_3 h_6 + \alpha\beta P_s h_2 h_5 h_4^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_2^* h_5^* h_4 h_6}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 SNR_{x_2} &= \frac{E\left[\left(|k_1|^2 + |k_2|^2\right)x_2\right]^2}{E\left[\left|k_2^*\alpha h_5 n_1 + k_2^*\beta h_6 n_2 + k_2^*n_5 - k_1\alpha h_5 n_3 - k_1\beta h_6 n_4 - k_1 n_6\right|^2\right]} \\
 &\quad + \frac{\alpha^2 P_s |h_2|^2 |h_5|^2 + \alpha\beta P_s h_2 h_5 h_4^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_2^* h_5^* h_4 h_6 + \beta^2 P_s |h_4|^2 |h_6|^2}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &= \frac{\alpha^2 P_s |h_1|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_3|^2 |h_6|^2 + \alpha^2 P_s |h_2|^2 |h_5|^2 + \beta^2 P_s |h_4|^2 |h_6|^2}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0} \\
 &\quad + \frac{\alpha\beta P_s h_1 h_5 h_3^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_1^* h_5^* h_3 h_6 + \alpha\beta P_s h_2 h_5 h_4^* h_6^* + \alpha\beta P_s h_2^* h_5^* h_4 h_6}{\left(\alpha^2|h_5|^2 + \beta^2|h_6|^2 + 1\right)N_0}
 \end{aligned}$$

## 參考文獻

- [1] Q. Li, G. Li, W. Lee, M. Lee, D. Mazzaresse, B. Clerckx, and Z. Li, “MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, pp. 86–92, May 2010.
- [2] T. M. Cover and A. A. El Gamal, “Capacity theorems for the relay channel,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-25, pp. 572–584, Sep. 1979.
- [3] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity-Part II: Implementation aspects and performance analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 1, pp. 1939–1948, Nov. 2003.
- [4] K. Woradit, T. Q. S. Quek, W. Suwansantisuk, H. Wymeersch, L. Wuttisittikulij, and M. Z. Win, “Outage behavior of cooperative diversity with relay selection,” in *Proc. IEEE Global Telecomm. Conf.*, New Orleans, LA, Nov. 30–Dec. 4, 2008, pp. 1–5.
- [5] Y.W. Hong, W.J. Huang, F. H. Chiu, and C. C. J. Kuo, “Cooperative communications in resource-constrained wireless networks,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 3, pp. 47–57, May 2007.
- [6] P. Lusina, R. Schober, and L. Lampe, “Diversity-multiplexing trade-off of the hybrid non-orthogonal amplify-decode and forward protocol,” *IEEE International Symposium on Inf. Theory*, Toronto, Ontario, Canada, Jul. 2008, pp. 2375–2379.
- [7] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, “Cooperative communication in wireless networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 74–80, Oct. 2004.
- [8] A.S. Ibrahim, A.K. Sadek, W. Su, and K.J.R. Liu, “Cooperative communications with relay selection: When to cooperate and whom to cooperate with?” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 7, pp. 2814–2827, Jul. 2008.

- [9] M. Janani, A. Hedayat, T. E. Hunter, and A. Nosratinia, "Coded cooperation in wireless communications: space-time transmission and iterative decoding," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 362–371, Feb. 2004.
- [10] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [11] P. A. Anghel, G. Leus, and M. Kavehl, "Multi-user space-time coding in cooperative networks," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, Apr. 2003, vol. 4, pp. 73–76.
- [12] S. Kim, H. W. Kim, and D. S. Ahn, "A cooperative transmit diversity scheme for mobile satellite broadcasting systems," in *Advanced Satellite Mobile Systems*, Aug. 2008, pp. 72–75.
- [13] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, Oct. 2003.
- [14] E. C. van der Meulen, "Three-terminal communication channels," *Adv. Appl. Prob.*, vol. 3, no. 1, pp. 120–154, 1971.
- [15] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity part I: system description," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1927–1938, 2003.
- [16] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity part II: implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1939–1948, 2003.
- [17] Y. T. Lai. "Cooperative Relaying Strategies with Distributed Space-Time Coding in Hybrid Satellite-Terrestrial Networks" M.S. thesis. Graduate Institute of Communication Engineering, College of Science and Technology, National Chi Nan University, Taiwan, 2011.