

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系統中最佳中繼站位置之研究

Research on Optimal Relay Location for STC Cooperative
Communication Systems



研究生：吳紹豪

指導教授：溫志宏 博士

中華民國 102 年 2 月 18 日

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 吳紹豪 君所提之論文

具時空編碼之合作式通訊系統中最佳中繼站位置之研究

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：伍台國 (簽章)

委員：陳永隆

黃永發

溫志孝

中華民國 102 年 1 月 18 日

誌謝

首先誠摯的感謝指導教授溫志宏博士，老師悉心的教導使我可以一窺通訊領域的深奧，不時的討論並指點我正確的方向，使我在這二年中獲益匪淺。老師對學問的嚴謹與做事的態度更是我學習的典範。此外我也要感謝伍台國教授、黃永發教授以及陳永隆教授在口試時不吝的指點與建議。

在研究所兩年的日子，實驗室裡共同的生活點滴，學術上的討論、言不及義的閒扯、讓人又愛又怕的宵夜、趕作業的革命情感、因為睡太晚而遮遮掩掩閃進實驗室，將是我永遠珍藏的回憶。感謝各位學長、同學、學弟的共同砥礪，你們的陪伴讓兩年的研究生活變得絢麗多彩。

感謝玉庭、星宏、永正學長們不厭其煩的指出我研究中的缺失，且總能在我迷惘時為我解惑，感謝與我有革命情感的鈺達同學的幫忙，恭喜我們順利走過這兩年。實驗室的偉丞同學與振輝、洪磊、文琦、泰甫學弟們當然也不能忘記，你們的幫忙及搞笑我銘感在心。

女朋友鍾怡君在背後的默默支持更是我前進的動力，沒有妳的體諒與包容，相信這兩年的生活將是很不一樣的光景。

最後，感謝我最摯愛的父母。

具時空編碼之合作式通訊系統中最佳中繼站位置之研究

研究生：吳紹豪

指導教授：溫志宏 博士

中文摘要

無線通訊發展過程中，無線資料傳輸會受到路徑衰減的影響，許多的文章提出了中繼站轉傳的概念來解決這問題。藉由合作式多跳躍中繼站輔助技術方法改善了系統效能和無線系統的服務範圍，並利用中繼站當成虛擬天線使得系統達到分集增益(Diversity)並改善鏈路可靠性。而時空編碼(space-time coding, STC)亦可以簡單地利用時間以及空間的多樣性。本篇論文所考慮的系統架構包括單一來源端具二根天線，單一中繼站及單一目的端各為一根天線。在中繼站使用放大後傳送策略且不考慮直接路徑進行最佳中繼站位置之研究。我們推導出目的端之訊雜比去尋找中繼站最佳位置，使得整體系統容量達到最高的狀態。

關鍵字：合作式通訊、放大後傳送、時空編碼

Abstract

Student : Shao-Hao Wu

Advisor : Dr. Jyh-Horng Wen

The process of the development of wireless communications, wireless data transmission suffers path attenuation. In order to overcome this problem, relay transmission is employed. The cooperative multi-hop relay station assisted technology improves the performance and service range of wireless systems, and the use of relay station-based virtual antenna for diversity gain improves the link reliability. The space-time coding(STC) technique can also utilize the time diversity and the spatial diversity simply. In this paper, the considered system architecture includes a single source with two antennas, a single relay with one antenna and a single destination with one antenna. The amplify and forward(AF) strategy is considered in the relay station and the system performance with two-hop path only is taken into account. We first derive the signal-to-noise ratio(SNR) at the two-hop destination, and then investigate the optimal relay location by maximizing the system capacity.

Keywords: Cooperative Communications, Amplify-and-Forward, Space-time coding

目錄

誌謝.....	i
中文摘要.....	ii
Abstract.....	iii
圖目錄.....	vi
第一章 簡介	
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	
2.1 合作式通訊概念.....	4
2.2 合作式通訊放大後傳送原理.....	7
2.3 合作式通訊解碼後傳送原理.....	11
2.4 時空編碼簡介.....	14
第三章 直線上最佳中繼站位置	
3.1 簡介.....	18
3.2 系統模型及架構.....	18
3.3 效能分析.....	19
3.4 數值分析結果.....	24
第四章 平面上最佳中繼站位置	
4.1 簡介.....	28
4.2 系統模型及架構.....	28
4.3 效能分析.....	29
4.4 數值分析結果.....	34

第五章 結論.....38

參考文獻.....39



圖目錄

圖 2-1 典型的合作式通訊系統架構.....	5
圖 2-2 合作式訊系統基本特性.....	5
圖 2-3 合作式通訊系統的傳輸模式.....	6
圖 2-4 放大後傳送策略.....	8
圖 2-5 解碼後傳送策略.....	12
圖 2-6 Alamouti 傳輸架構之兩傳送端天線與單接收端天線.....	16
圖 3-1 系統架構圖.....	19
圖 3-2 Source、Relay 及 Destination 皆在一直線上.....	24
圖 3-3 具時空編碼通訊系統在一直線上中繼站最佳位置.....	25
圖 3-4 典型合作式通訊系統在一直線上中繼站最佳位置.....	26
圖 3-5 具時空編碼與典型合作式通訊系統在一直線上中繼站最佳位置.....	26
圖 4-1 系統架構圖.....	29
圖 4-2 Source、Relay 及 Destination 在一平面上.....	34
圖 4-3 具時空編碼通訊系統在一平面上中繼站最佳位置.....	35
圖 4-4 具時空編碼通訊系統在一平面上中繼站最佳位置俯瞰圖.....	36
圖 4-5 典型合作式通訊系統在一平面上中繼站最佳位置.....	36
圖 4-6 典型合作式通訊系統在一平面上中繼站最佳位置俯瞰圖.....	37

第一章 簡介

1.1 研究背景

隨著時代的進步與科技的發展，行動通訊技術已經深深的植入了我們的日常生活。人們期望行動通訊所能提供的服務也隨著時間越來越多，同時對於服務品質與傳輸速率的要求也是日漸嚴苛，然而系統所能使用的頻寬卻是有限。因此要如何有效地利用頻寬，衍然成為一個很重要的研究議題。在現今無線通訊系統，往往都會遇到訊號衰落、多路徑、廣域環境的干擾和受限制的頻寬等多項因素，因此如何利用分集增益(Diversity Gain)改善無線通訊系統的效能和鏈路可靠性已經成為必然的趨勢。合作式通訊技術將是繼多載波調變技術、MIMO 技術之後對未來無線通信的發展產生重大影響的一個研究重點[1]。一個的合作式通訊系統其架構包含來源端(Source)、中繼站(Relay)和目的端(Destination)，其概念就是來源端首先會將資料廣播給中繼站跟目的端，中繼站接收到訊號後根據其傳輸協定來做處理，如放大後傳送(Amplify-and-Forward, AF) [2]、解碼後傳送(Decode-and-Forward, DF) [3]、壓縮後傳送(Compress-and-Forward, CF) [4]及編碼合作(Coded and Cooperation, CC) [5]等。

Silva M. Alamouti 於 1998 年發表了一篇關於如何在無線通訊中利用傳輸分集(Diversity)的研究[6]。其提出的時空編碼(space-time

coding)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。日前也有許多學者提出了將時空編碼(space-time coding)運用在中繼站訊號傳輸上的研究，如[7-9]。

1.2 研究動機

為了在現有的無線通訊系統中得到更高的傳輸速率和傳送的品質。近年來，多跳躍中繼與合作式通訊技術被廣泛的討論。目前在合作式無線網路中如何透過中繼站協助資料前送之研究，已有許多重要文獻被發表[10-13]，且主要目的為來源端的傳送訊號可藉由中繼站的輔助傳送來達到系統效能的提升。根據中繼站佈建的位置，藉由中繼站來提升系統服務範圍，或藉由使用多個中繼站來提升系統容量或訊號的分集增益。

傳統對合作式通訊技術針對單天線裝置所設計，而基地台與中繼站較不受體積限制，可配置多天線。本篇論文將針對在具時空編碼通訊系統下單一來源端據二根天線、單一中繼站及單一目的端各為一根天線，且假設中繼站使用放大後傳送策略且不考慮直接路徑的環境下，導入距離參數[14-15]來模擬尋找中繼站最佳位置。

1.3 論文組織

本論文主要在探討具時空編碼之合作式通訊系統中最佳中繼站位置。整體一共分為五個章節，在第二章中簡單介紹了合作式通訊及時空編碼的原理。在第三章及第四章中我們將中繼站執行放大後傳送分別在一直線上與平面上去尋找中繼站最佳位置，分析訊號傳輸情形，並在目的端求得 SNR；最後我們在第五章將對模擬結果做一個總結討論。



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，簡單描述了合作式通訊的概念；在 2.2 節及 2.3 節中我們對放大後傳送機制及解碼後傳送機制做了詳細的介紹；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

在合作式通訊系統中，藉由中繼站來當作虛擬天線，達到類似多輸入多輸出(MIMO)的效果。使用者之間互相的合作以協助對方傳送資料到達目的端(Destination)，除了能達到與 MIMO 系統相同的多樣性之外，更能利用中繼站的佈置使得吞吐量(Throughput)及涵蓋範圍(Coverage)增加。典型的合作式通訊系統架構，其中包含了三個端點，如圖 2-1 所示，其中三個端點分別代表為來源端(Source)、中繼站(Relay)及目的端(Destination)，而三個端點上有一個傳送機(Transmitter)、一個接收機(Receiver)及一個天線(Antenna)。然而隨著合作式通訊的運用越來越被探討，我們可以藉由圖 2-2 加以說明合作式通訊的基本特性。系統中有兩個使用者分別為使用者 1 及使用者 2，且使用者 1 與使用者 2 希望能透過合作式的概念互相協助對方轉送資訊至目的端，亦可表示成使用者 1 當來源端時使用者 2 能扮演中繼站的角色；反之，使用者 2 當來源端時，使用者 1 亦可扮演中繼站

角色，並且假設每個端點為半雙工(Half-Duplex)設計代表著每一個端點允許雙向資料傳輸，但不能同時進行，因此同一個時間內只能允許一個端點傳送資料。

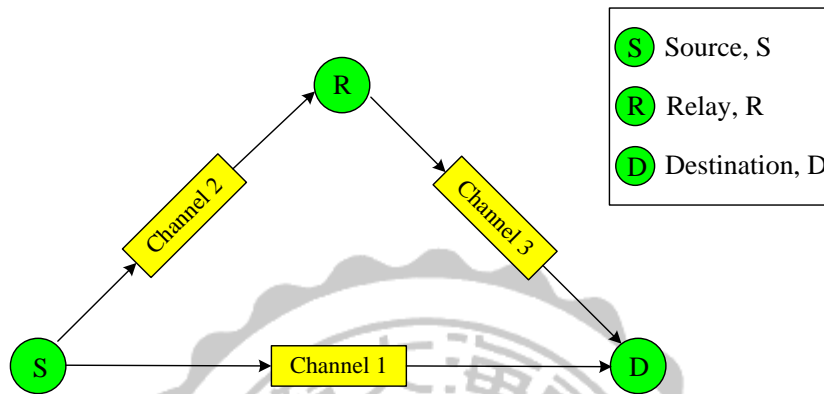


圖 2-1 典型的合作式通訊系統架構

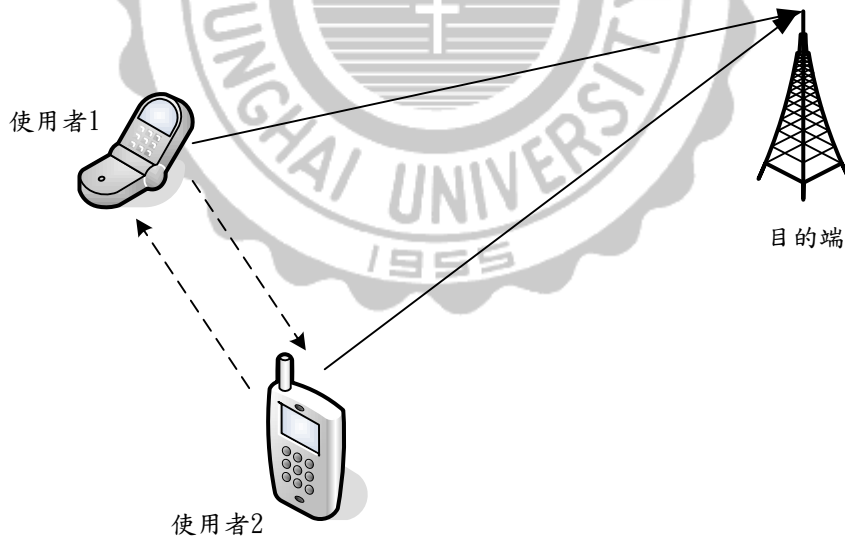


圖 2-2 合作式訊系統基本特性

常見的中繼站傳輸策略，可歸納為多種不同的傳輸模式。例如放大後傳送(Amplify-and-Forward, AF)、解碼後傳送(Decode-and-Forward,

DF)以及編碼後傳送(Coded-and-Forward, CF),其中放大後傳送機制與解碼後傳送機制因為其系統複雜度較低,而較常被使用。一般的合作式通訊系統傳輸機制,分成兩個時間槽(Time Slot),如圖 2-3 所示,在第一時間槽時,來源端將欲傳送的資訊廣播(Broadcast)至中繼站及目的端,然後在第二時間槽時,中繼站會將在第一時間槽所接收到的資訊,透過傳送策略傳送至相同地目的端,而在中繼站上會利用 AF、DF 等傳送策略並在目的端使用最大比率合成(Maximal Ratio Combining, MRC)或選擇性合成(Selective Combining, SC),將從來源端及中繼站所傳送的資訊結合,使得在目的端有最好的吞吐量。

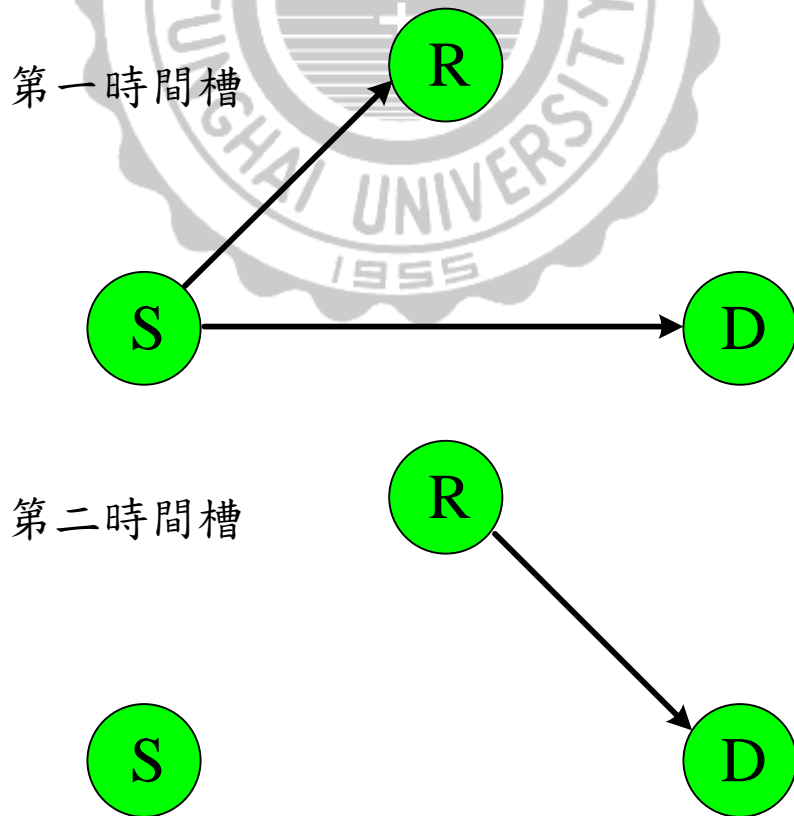


圖 2-3 合作式通訊系統的傳輸模式

2.2 合作式通訊放大後傳送原理

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，本小節將以一個訊號源、一個中繼站、一個目的端之系統架構，介紹執行放大後傳送策略的中繼站機制，以及在放大後傳送策略中訊號的傳輸情形，並以最大比例合成法作接收端訊號處理。假設訊號 x 被訊號源經由第一時間槽廣播至中繼站及目的端，則中繼站所接收到的訊號 $y_{s,r}$ 及目的端所接收到的訊號 $y_{s,d}$ 可分別以下列式子表示：

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

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

其中 P_s 是來源端傳送的功率， $h_{s,r}$ 及 $h_{s,d}$ 分別表示為來源端到中繼站的通道脈衝響應及來源端到目的端的通道脈衝響應，且為一複數高斯隨機變數(Complex Gaussian Random Variables)其平均值(mean)為零，變異數(Variance)為 $\sigma_{s,r}^2$ 和 $\sigma_{s,d}^2$ ，並且通道模型使用瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels)，而 $n_{s,r}$ 及 $n_{s,d}$ 分別表示為傳送時經過通道所附加上的可加性高斯白雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN)其平均值為零，變異數為 N_0 。

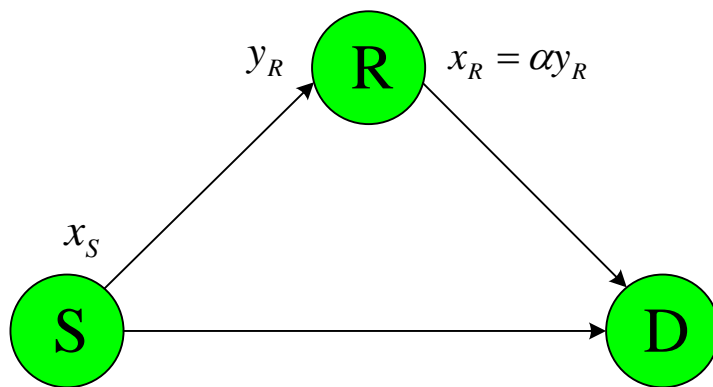


圖 2-4 放大後傳送策略

如圖 2-4 所示，中繼站接收到從來源端廣播而來的資訊後，將訊號放大(Amplify)後以中繼站訊號傳送功率 P_r 由第二時間槽轉送至目的端。而中繼站之訊號放大增益(Amplify Gain) α 表示如下：

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

從來源端經由中繼站轉送至目的端的訊號 $y_{r,d}$ 可以(2.4)式表示如下：

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

其中 $h_{r,d}$ 為中繼站至目的端之通道增益， $n_{r,d}$ 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)。 $n'_{r,d}$ 為 $y_{r,d}$ 之雜訊成分可由(2.5)式表示，其變異數為 N'_0 由(2.6)式表示。

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

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

假設目的端接收到來源端及中繼站的兩路訊號後使用最大比例合成法，在通道狀態資訊 $h_{s,d}$ 、 $h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}$ 已知的條件之下，在目的端接收到訊號可表示為：

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

其中 a_1 和 a_2 合成因子是要讓接收訊號的訊號與雜訊比達到最大值，可表示如下：

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

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

假設傳輸訊號 x 之能量為 1，則目的端之訊雜比輸出 γ ，可由(2.10)式表示，其中與直接路徑相關之訊雜比 γ_1 以及與中繼站轉送路徑相關之訊雜比 γ_2 可分別以(2.11)式及(2.12)式作表示。

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 \quad (2.10)$$

$$\gamma_1 = \frac{|\alpha_1 \sqrt{P_s} h_{s,d}|^2}{|\alpha_1|^2 N_0} = \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \gamma_2 &= \frac{\left| \alpha_1 \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{P_s |h_{s,r}|^2 + N_0}} \sqrt{P_s h_{s,r} h_{r,d}} \right|^2}{N_0' |\alpha_2|^2} = \frac{\frac{P_s P_r}{P_s |h_{s,r}|^2 + N_0} |h_{s,r}|^2 |h_{r,d}|^2}{\left(\frac{P_s |h_{r,d}|^2}{P_s |h_{s,r}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0} \\ &= \frac{1}{N_0} \frac{P_s |h_{s,r}|^2 P_r |h_{r,d}|^2}{P_s |h_{s,r}|^2 + P_r |h_{r,d}|^2 + N_0} \\ &= \frac{\gamma_{s,r} \gamma_{r,d}}{\gamma_{s,r} + \gamma_{r,d} + 1} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\gamma_{s,r} = \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0}$$

$$\gamma_{r,d} = \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0}$$

從上述(2.10)式，我們可得到使用放大後傳送策略的瞬間互資訊 (Instantaneous Mutual Information)可表示為：

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma)$$

$$= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} + \frac{1}{N_0} \frac{P_s |h_{s,r}|^2 P_r |h_{r,d}|^2}{P_s |h_{s,r}|^2 + P_r |h_{r,d}|^2 + N_0} \right) \quad (2.13)$$

2.3 合作式通訊解碼後傳送原理

解碼後傳送(Decode-and-Forward, DF)為合作式通訊當中較常出現的一種中繼傳輸策略，本小節將以一個訊號源、一個中繼站、一個目的端之系統架構，介紹執行解碼後傳送策略的中繼站機制，以及在解碼後傳送策略中訊號的傳輸情形，並以最大比例合成法作接收端訊號處理。假設訊號 x 被訊號源經由第一時間槽廣播至中繼站及目的端，則中繼站所接收到的訊號 $y_{s,r}$ 及目的端所接收到的訊號 $y_{s,d}$ 可分別以下列式子表示：

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

$$y_{s,d} = \sqrt{P_s} h_{s,d} x + n_{s,d} \quad (2.15)$$

其中 P_s 是來源端傳送的功率， $h_{s,r}$ 及 $y_{s,d}$ 分別表示為來源端到中繼站的通道脈衝響應及來源端到目的端的通道脈衝響應，且為一複數高斯隨

機變數(Complex Gaussian Random Variables)其平均值(mean)為零，變異數(Variance)為 $\sigma_{s,r}^2$ 和 $\sigma_{s,d}^2$ ，並且通道模型使用瑞雷衰減通道(Rayleigh Fading Channels)，而 $n_{s,r}$ 及 $n_{s,d}$ 分別表示為傳送時經過通道所附加上的可加性高斯白雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN)其平均值為零，變異數為 N_0 。

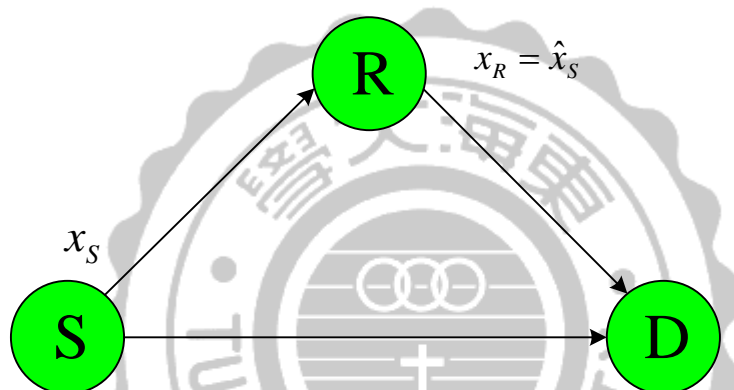


圖 2-5 解碼後傳送策略

如圖 2-5 所示，中繼站接收到從來源端廣播而來的資訊後將訊號解碼，以中繼站訊號傳送功率 P_r 在第二時間槽對解碼後的訊號，重新編碼轉送至目的端。需要注意的是，如果中繼站沒有正確解碼，且將不正確的訊號轉送至目的端，那在目的端做訊號解碼就會毫無意義。

從來源端經由中繼站轉送至目的端的訊號 $y_{r,d}$ 可以(2.16)式表示如下：

$$y_{r,d} = \sqrt{P_r} h_{r,d} \hat{x} + n_{r,d} \quad (2.16)$$

其中 $h_{r,d}$ 為中繼站至目的端之通道增益， $n_{r,d}$ 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)。 \hat{x} 代表中繼站解碼出來的資料，當中繼站解碼正確時， $\hat{x} = x$ 。

假設目的端接收到來源端及中繼站的兩路訊號後使用最大比例合成法，在通道狀態資訊 $h_{s,d}$ 、 $h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}$ 已知的條件之下，在目的端接收到訊號可表示為：

$$y_{MRC} = a_1 y_{s,d} + a_2 y_{r,d} \quad (2.17)$$

其中 a_1 和 a_2 合成因子是要讓接收訊號的訊號與雜訊比達到最大值，可表示如下：

$$a_1 = \frac{\sqrt{P_s} h_{s,d}^*}{N_0} \quad (2.18)$$

$$a_2 = \frac{\sqrt{P_s} h_{r,d}^*}{N_0} \quad (2.19)$$

假設訊號 x 之能量為1，則目的端之訊雜比(SNR)輸出 γ ，可表示如(2.20)式

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 \quad (2.20)$$

其中與直接路徑相關之訊雜比 γ_1 以及與中繼站轉傳路徑相關之訊雜

比 γ_2 可分別以(2.21)式及(2.22)式作表示。

$$\gamma_1 = \frac{|\alpha_1 \sqrt{P_s} h_{s,d}|^2}{|\alpha_1|^2 N_0} = \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} \quad (2.21)$$

$$\gamma_2 = \frac{|\alpha_2 \sqrt{P_r} h_{r,d}|^2}{|\alpha_2|^2 N_0} = \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} \quad (2.22)$$

而來源端到中繼站的瞬間互資訊，可表示為：

$$I_{s,r} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} \right) \quad (2.23)$$

在目的端接收到來自來源端和中繼站的兩路徑訊息進行最大比率合成處理，可以表示為：

$$I_{MRC} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} + \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} \right) \quad (2.24)$$

從(2.22)及(2.23)式可以將使用解碼後傳送策略的瞬間互資訊表示為：

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \min \left\{ \left(1 + \frac{P_s |h_{s,r}|^2}{N_0} \right), \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} + \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} \right) \right\} \quad (2.25)$$

2.4 時空編碼簡介

時空編碼(space-time coding)為一種利用時間多樣性(time diversity)與空間多樣性(spatial diversity)的編碼技術，目的是利用分集

增益對抗多路徑衰減。如(2.26)式所示，為一個具有正交性的時空編碼。

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

訊號經由調變之後由編碼器以兩個連續符元為一個區塊編碼，之後經由兩根天線傳輸，第一支天線傳送訊號 $A_1 = [s_1 \ -s_2^*]$ ，第二支天線傳送訊號 $A_2 = [s_2 \ s_1^*]$ ，兩向量之內積為零，互相正交，以(2.27)式作表示。

$$A_1 \cdot A_2 = s_1 s_2^* - s_2^* s_1 = 0 \quad (2.27)$$

此外，可以更進一步得到如(2.28)式的性質，其中 S 為編碼矩陣， S^H 為其厄米特矩陣(Hermitian matrix)， I_2 為 2×2 之單位矩陣(identity matrix)。

$$SS^H = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* & s_2^* \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{bmatrix} = (|s_1|^2 + |s_2|^2) I_2 \quad (2.28)$$

圖 2-6 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到時間 t 的通道增益為 $h_2(t)$ 。

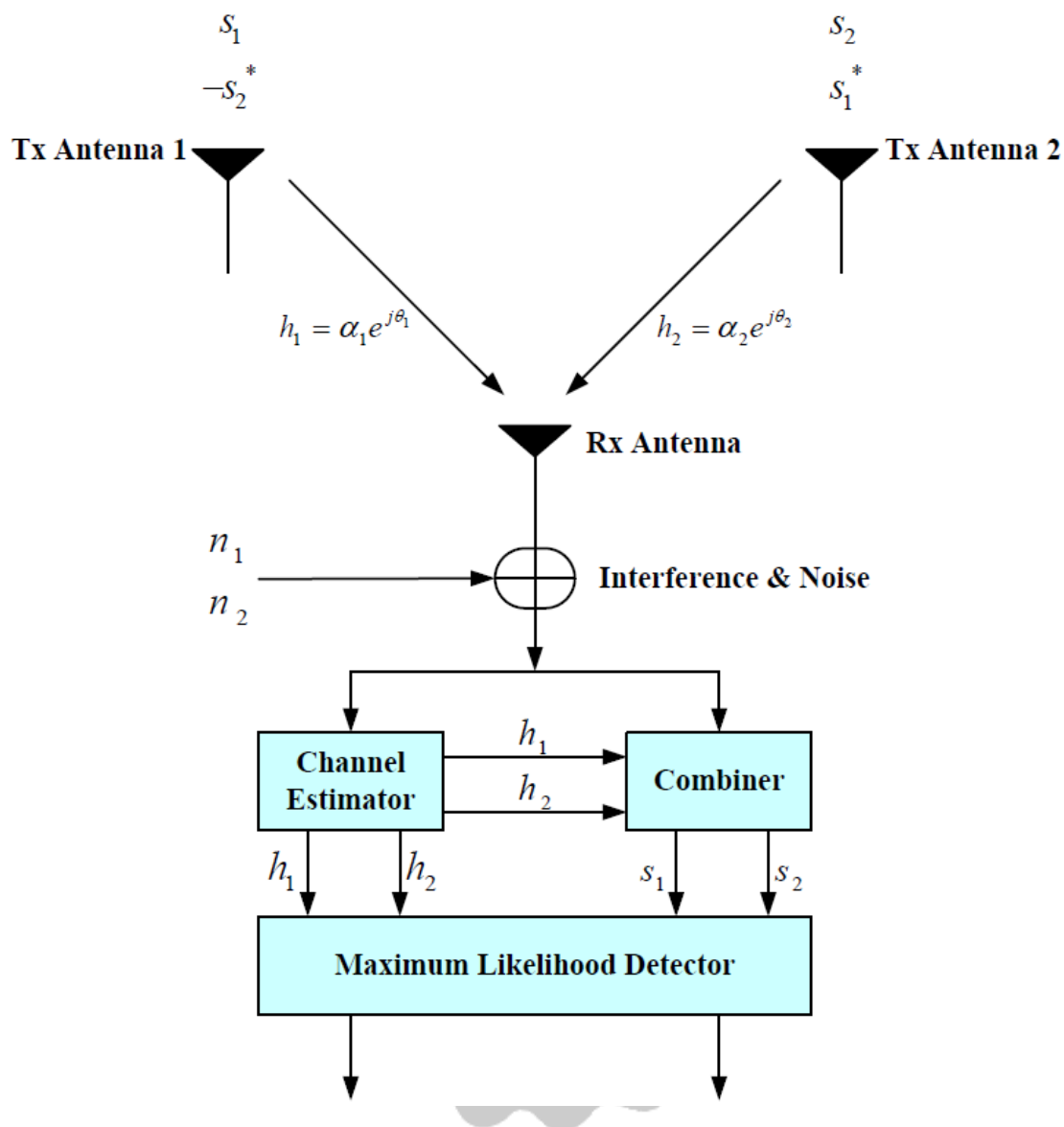


圖 2-6 Alamouti 傳輸架構之兩傳送端天線與單接收端天線

假設接收端天線在 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(2.29)式及(2.30)式表示如下

$$r_1 = r(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (2.29)$$

$$r_2 = r(t+T) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (2.30)$$

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。

接著以圖 2-6 當中的 Combiner 將混有 s_1 及 s_2 訊號成份的 r_1 、 r_2 ，處理成為兩訊號 \tilde{s}_1 與 \tilde{s}_2 ，如(2.31)式。其中訊號的 s_1 及 s_2 成份已被分離出來。之後將 \tilde{s}_1 及 \tilde{s}_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。

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\
 &= (\alpha_1 e^{j\theta_1})^* (h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1) + (\alpha_2 e^{j\theta_2}) (-h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2)^* \\
 &= (\alpha_1 e^{j\theta_1})^* (\alpha_1 e^{j\theta_1} s_1 + \alpha_1 e^{j\theta_2} s_2 + n_1) + (\alpha_2 e^{j\theta_2}) (-\alpha_1 e^{j\theta_1} s_2^* + \alpha_1 e^{j\theta_2} s_1^* + n_2) \\
 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\
 \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \\
 &= (\alpha_2 e^{j\theta_2})^* (h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1) + (\alpha_1 e^{j\theta_1}) (-h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2)^* \\
 &= (\alpha_2 e^{j\theta_2})^* (\alpha_1 e^{j\theta_1} s_1 + \alpha_1 e^{j\theta_2} s_2 + n_1) + (\alpha_2 e^{j\theta_1}) (-\alpha_1 e^{j\theta_1} s_2^* + \alpha_1 e^{j\theta_2} s_1^* + n_2) \\
 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1^* n_2 + h_2^* n_1 \\
 \begin{cases} \tilde{s}_1 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1^* n_2 + h_2^* n_1 \end{cases} & \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

第三章 直線上最佳中繼站位置

3.1 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，探討具時空編碼的單一來源端有二根天線、單一中繼站有一根天線及單一目的端有一根接收天線的架構，且通道環境都是瑞雷衰減通道，得到目的端接收的訊號與雜訊比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)後，導入距離參數計算中繼站最佳位置。在 3.2 節中，描述了系統模型及架構；在 3.3 節中描述訊號傳輸流程、解時空編碼及目的端 SNR；最後在 3.4 節中，展示參數設定及模擬結果。

3.2 系統模型及架構

如圖 3-1 所示，中繼站使用放大後傳送策略，系統架構包含一個來源端(S)、一個中繼站(R)和一個目的端(D)，來源端有二根天線、中繼站與目的端各為一根天線。在此不考慮直接路徑， $h_{s,r1}$ 為來源端第一根天線到中繼站的通道增益， $h_{s,r2}$ 為來源端第二根天線到中繼站的通道增益， $h_{r,d}$ 為中繼站到目的端的通道增益。假設通道增益皆為複數高斯隨機變數(Complex Gaussian Random Variables)，變異數(Variance)為一，平均值(Mean)為零。而訊號經過通道所附加上的可加性高斯白雜訊(AWGN)則分別以 $n_{s,r1}$ 、 $n_{s,r2}$ 及 $n_{r,d}$ 表示，其平均值為零，變異數分別為 $N_{s,r1} = N_0$ 、 $N_{s,r2} = N_0$

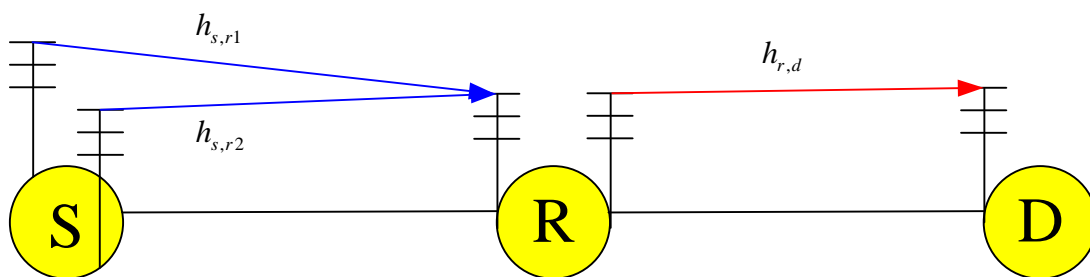


圖 3-1 系統架構圖

3.3 效能分析

3.3.1 訊號傳輸過程

在第 t 時間中繼站接收到來源端二根天線分別廣播 s_1 與 s_2 ，以(3.1)式表示，第 $t+1$ 時間中繼站接收到來源端二根天線分別廣播 $-s_2^*$ 與 s_1^* 以(3.2)式表示。

$$y_R(t) = h_{s,r1}s_1 + h_{s,r2}s_2 + n_{s,r1} \quad (3.1)$$

$$y_R(t+1) = -h_{s,r1}s_2^* + h_{s,r2}s_1^* + n_{s,r2} \quad (3.2)$$

中繼站將接收到的訊號乘上放大增益 α ，如(3.3)式。其中 P_r 為中繼站廣播訊號所需的功率。

$$\begin{aligned} E\left[|\alpha h_{sr1}s_1 + \alpha h_{sr2}s_2 + \alpha n_{sr1}|^2\right] &= P_r \\ \Rightarrow \alpha^2|h_{sr1}|^2 P_s + \alpha^2|h_{sr2}|^2 P_s + \alpha^2 N_0 &= P_r \\ \Rightarrow \alpha &= \sqrt{\frac{P_r}{|h_{sr1}|^2 P_s + |h_{sr2}|^2 P_s + N_0}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

如(3.4)式所示，第 $t+2$ 時間目的端接收到中繼站將第 t 時間所接收到的訊號放大後傳送。如(3.5)式所示第 $t+3$ 時間目的端接收到中繼站將第 $t+1$ 時間所接收到的訊號放大後傳送。

$$\begin{aligned} y_D(t+2) &= \alpha(h_{s,r1}s_1 + h_{s,r2}s_2 + n_{s,r1})h_{r,d} + n_{r,d1} \\ &= \alpha h_{s,r1}h_{r,d}s_1 + \alpha h_{s,r2}h_{r,d}s_2 + \alpha h_{r,d}n_{s,r1} + n_{r,d1} \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} y_D(t+3) &= \alpha(-h_{s,r1}s_2^* + h_{s,r2}s_1^* + n_{s,r2})h_{r,d} + n_{r,d2} \\ &= -\alpha h_{s,r1}h_{r,d}s_2^* + \alpha h_{s,r2}h_{r,d}s_1^* + \alpha h_{r,d}n_{s,r2} + n_{r,d2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.3.2 解時空編碼

將目的端在第 $t+2$ 收到的訊號與 $t+3$ 時間收到的訊號取共軛寫成矩陣形式，如(3.6)式。

$$\begin{bmatrix} y_D(t+2) \\ y_D^*(t+3) \end{bmatrix}_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1}h_{r,d}s_1 + \alpha h_{s,r2}h_{r,d}s_2 \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* s_1 - \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* s_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d}n_{s,r1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} n_{r,d1} \\ n_{r,d2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} \quad (3.6)$$

將(3.6)式進一步整理出H矩陣可得到(3.7)式。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_D(t+2) \\ y_D^*(t+3) \end{bmatrix}_{2 \times 1} &= \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1}h_{r,d} & \alpha h_{s,r2}h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* \end{bmatrix}_{2 \times 2} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d}n_{s,r1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} n_{r,d1} \\ n_{r,d2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} \\ &= H \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d}n_{s,r1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} n_{r,d1} \\ n_{r,d2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} \end{aligned} \quad (3.7)$$

其中H矩陣如(3.8)式所示如下：

$$H = \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1}h_{r,d} & \alpha h_{s,r2}h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* \end{bmatrix}_{2 \times 2} \quad (3.8)$$

將H矩陣作共軛轉置之後得矩陣 H^H 如(3.9)所示，若再將 H^H 與H相乘則可得一對角線矩陣如(3.10)式。

$$H^H = \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha h_{s,r1} h_{r,d} \end{bmatrix}_{2 \times 2} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} H^H H &= \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha h_{s,r1} h_{r,d} \end{bmatrix}_{2 \times 2} \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1} h_{r,d} & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* \end{bmatrix}_{2 \times 2} \\ &= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \end{aligned} \quad (3.10)$$

利用(3.10)式的特性，將 H^H 乘上(3.7)式。經過整理之後，即可分離出混合訊號 $y_D(t+2)$ 與 $y_D^*(t+3)$ 當中的 s_1 、 s_2 訊號成份，求得解時空編碼之訊號，以(3.11)式表示。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \\ &+ H^H \begin{bmatrix} \alpha n_{s,r1} h_{r,d} + n_{r,d1} \\ \alpha^* n_{s,r2}^* h_{r,d}^* + n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.11)$$

而(3.11)中的雜訊成份可以整理成(3.12)式。

$$\begin{aligned} H^H &\begin{bmatrix} \alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha h_{s,r1} h_{r,d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* (\alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1}) + \alpha h_{s,r2} h_{r,d} (\alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^*) \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* (\alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1}) - \alpha h_{s,r1} h_{r,d} (\alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^*) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 |h_{s,r1}^* h_{r,d}^*|^2 n_{s,r1} + \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* n_{r,d1} + |\alpha|^2 |h_{s,r2} h_{r,d}|^2 n_{s,r2}^* + \alpha h_{s,r2} h_{r,d} n_{r,d2}^* \\ |\alpha|^2 |h_{s,r2}^* h_{r,d}^*|^2 n_{s,r1} + \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* n_{r,d1} - |\alpha|^2 |h_{s,r1} h_{r,d}|^2 n_{s,r2}^* - \alpha h_{s,r1} h_{r,d} n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \quad (3.12)
\end{aligned}$$

3.3.3 目的端之訊雜比

利用(3.11)與(3.12)式，計算其訊雜比，可表示為下列式子：

$$\begin{aligned}
SNR_{\tilde{s}_1} &= \frac{\left[|\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 s_1 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 s_1 \right]^2}{E \left[\left| |\alpha|^2 |h_{s,r1}^* h_{r,d}^*|^2 n_{s,r1} + \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* n_{r,d1} + |\alpha|^2 |h_{s,r2} h_{r,d}|^2 n_{s,r2}^* + \alpha h_{s,r2} h_{r,d} n_{r,d2}^* \right|^2 \right]} \\
&= \frac{(|\alpha|^4 |h_{s,r1}|^4 |h_{r,d}|^4 + 2|\alpha|^4 |h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^4 + |\alpha|^4 |h_{s,r2}|^4 |h_{r,d}|^4) P_s}{(|\alpha|^4 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^4 + |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^4 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^4 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2) N_0} \\
&= \frac{|\alpha|^4 |h_{r,d}|^4 \left(|h_{s,r1}|^4 + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 + |h_{s,r2}|^4 \right) P_s}{|\alpha|^4 |h_{r,d}|^4 \left(|h_{s,r1}|^2 + \frac{|h_{s,r1}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} + |h_{s,r2}|^2 + \frac{|h_{s,r2}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} \right) N_0} \\
&= \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2 \right)^2 P_s}{\left(|h_{s,r1}|^2 + \frac{|h_{s,r1}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} + |h_{s,r2}|^2 + \frac{|h_{s,r2}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} \right) N_0} \quad (3.13)
\end{aligned}$$

將放大增益 α 代入(3.13)式中得到(3.14)式

$$SNR = \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2 \right)^2 \frac{P_s}{N_0}}{\left(|h_{s,r1}|^2 + \frac{|h_{s,r1}|^2}{\frac{P_r |h_{r,d}|^2}{|h_{s,r1}|^2 P_s + |h_{s,r2}|^2 P_s + N_0}} + |h_{s,r2}|^2 + \frac{|h_{s,r2}|^2}{\frac{P_r |h_{r,d}|^2}{|h_{s,r1}|^2 P_s + |h_{s,r2}|^2 P_s + N_0}} \right) N_0}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^4 P_s + |h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + |h_{s,r1}|^2 N_0 + |h_{s,r1}|^2 P_r |h_{r,d}|^2 + |h_{s,r2}|^4 P_s + |h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + |h_{s,r2}|^2 N_0 + |h_{s,r2}|^2 P_r |h_{r,d}|^2\right)}{P_r |h_{r,d}|^2} \\
& \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) N_0 + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2}{P_r |h_{r,d}|^2} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) N_0 + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s P_r |h_{r,d}|^2}{\left(\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) N_0 + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2\right) N_0} \\
= & \frac{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s P_r |h_{r,d}|^2}{N_0}\right) N_0^2}{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s}{N_0} + \frac{2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s}{N_0} + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) + \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2}{N_0}\right) N_0^2} \\
= & \frac{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s P_r |h_{r,d}|^2}{N_0}\right)}{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} + \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)\right)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\left(\frac{(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2)P_s}{N_0} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} \right)}{\left(\frac{(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2)P_s}{N_0} + \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} + 1 \right)} \\
&= \frac{(\gamma_{s,r1} + \gamma_{s,r2})\gamma_{r,d}}{\gamma_{s,r1} + \gamma_{s,r2} + \gamma_{r,d} + 1} \tag{3.14}
\end{aligned}$$

其中 $\gamma_{s,r1} = \frac{|h_{s,r1}|^2 P_s}{N_0}$

$$\gamma_{s,r2} = \frac{|h_{s,r2}|^2 P_s}{N_0}$$

$$\gamma_{r,d} = \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0}$$

3.4 數值分析結果

3.4.1 參數設定

此章節中，我們所考慮的問題是在一個來源端(Source, S)、一個中繼站(Relay, R)及一個目的端(Destination, D)皆在一條直線上，如圖3-2所示。

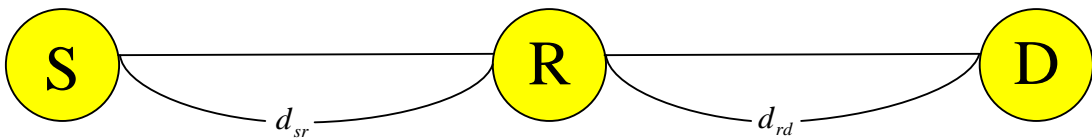


圖3-2 Source、Relay及Destination皆在一條直線上

以下為我們設定的模擬環境：

- (1) 通道增益 $h_{i,j}$ 的影響有大尺度衰減(Large scale fading)與瑞雷衰減(Rayleigh fading)以 $h_{i,j} = d_{i,j}^{-\ell} k_{i,j}$ 表示為 i 到 j 的通道增益，其中 $d_{i,j}$ 表示 i 到 j 的距離， ℓ 為路徑衰減指數(Pathloss exponent)， $k_{i,j}$ 為瑞雷分佈(Rayleigh distribution)。
- (2) 給定訊號功率 $P_{s_1} = P_{s_2} = P_r = P_s$ 。
- (3) 利用 Shannon's Theorem 計算通道容量 $C = \frac{1}{2} \log(1 + SNR)$ 。
- (4) 固定來源端與目的端， $d_{s,r} + d_{r,d} = 1$ 。

3.4.2 數值分析圖

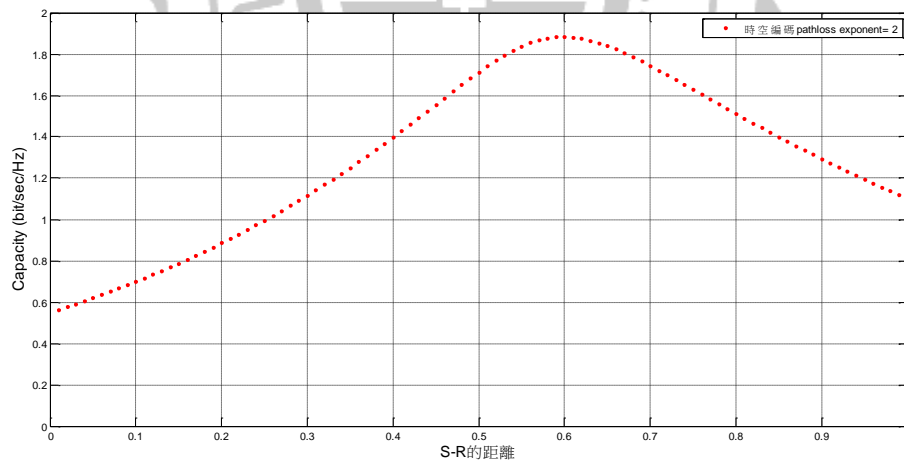


圖 3-3 具時空編碼通訊系統在一直線上中繼站最佳位置

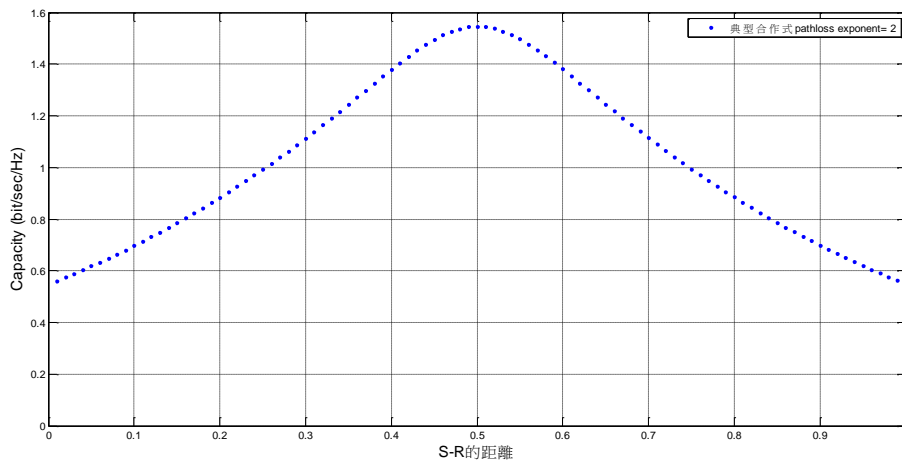


圖 3-4 典型合作式通訊系統在一直線上中繼站最佳位置

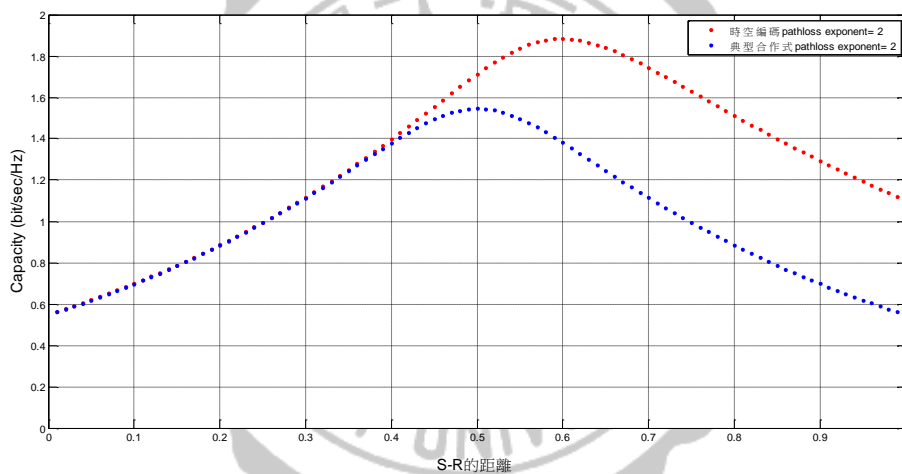


圖 3-5 時空編碼與典型合作式通訊系統在一直線上中繼站最佳位置

從圖 3-3 可以看到中繼站距離來源端為 0.6 時通到容量會達到最高，與圖 3-4 相比可以看出來源端使用時空編碼可以較有效抵抗路徑衰落，來源端與中繼站的距離被拉長亦可得到較好的通道容量。另外圖 3-5 之結果可從(2.12)式與(3.16)式，當中繼站最佳位置在 0.5 時可以看到(2.12)式的 $\gamma_{s,r}$ 與 $\gamma_{r,d}$ 達到平衡。而中繼站最佳位置在 0.6 時從

(3.16)式看到，要讓 $\gamma_{s,r1} + \gamma_{s,r2}$ 與 $\gamma_{r,d}$ 達到平衡，中繼站最佳位置會靠近

目的端，本論文的數值分析結果為中繼站最佳位置在 0.6 時為最佳。



第四章 平面上最佳中繼站位置

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，探討具時空編碼的單一來源端有二根天線、單一中繼站有一根天線及單一目的端有一根接收天線的架構，且通道環境都是瑞雷衰減通道，得到目的端接收的訊號與雜訊比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)後，導入距離參數計算中繼站最佳位置。在 4.2 節中，描述了系統模型及架構；在 4.3 節中描述訊號傳輸流程、解時空編碼及目的端 SNR；最後在 4.4 節中，展示參數設定及模擬結果。

4.2 系統模型及架構

如圖 4-1 所示，中繼站使用放大後傳送策略，系統架構包含一個來源端(S)、一個中繼站(R)和一個目的端(D)，來源端有二根天線、中繼站與目的端各為一根天線。在此不考慮直接路徑， $h_{s,r1}$ 為來源端第一根天線到中繼站的通道增益， $h_{s,r2}$ 為來源端第二根天線到中繼站的通道增益， $h_{r,d}$ 為中繼站到目的端的通道增益。假設通道增益皆為複數高斯隨機變數(Complex Gaussian Random Variables)，變異數(Variance)為一，平均值(Mean)為零。而訊號經過通道所附加上的可加性高斯白雜訊(AWGN)則分別以 $n_{s,r1}$ 、 $n_{s,r2}$ 及 $n_{r,d}$ 表示，其平均值為零，變異數分別為 $N_{s,r1} = N_0$ 、 $N_{s,r2} = N_0$ 。

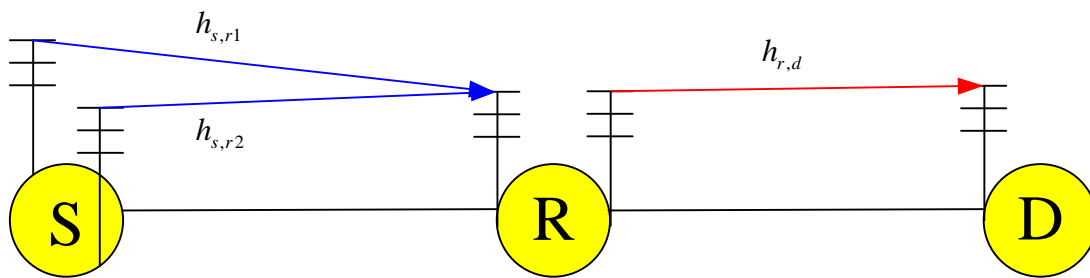


圖 4-1 系統架構圖

4.3 效能分析

4.3.1 訊號傳輸過程

在第 t 時間中繼站接收到來源端二根天線分別廣播 s_1 與 s_2 ，以(4.1)式表示，第 $t+1$ 時間中繼站接收到來源端二根天線分別廣播 $-s_2^*$ 與 s_1^* 以(4.2)式表示。

$$y_R(t) = h_{s,r1}s_1 + h_{s,r2}s_2 + n_{s,r1} \quad (4.1)$$

$$y_R(t+1) = -h_{s,r1}s_2^* + h_{s,r2}s_1^* + n_{s,r2} \quad (4.2)$$

中繼站將接收到的訊號乘上放大增益 α ，如(4.3)式。其中 P_r 為中繼站廣播訊號所需的功率。

$$\begin{aligned} E\left[|\alpha h_{sr1}s_1 + \alpha h_{sr2}s_2 + \alpha n_{sr1}|^2\right] &= P_r \\ \Rightarrow \alpha^2|h_{sr1}|^2 P_s + \alpha^2|h_{sr2}|^2 P_s + \alpha^2 N_0 &= P_r \\ \Rightarrow \alpha &= \sqrt{\frac{P_r}{|h_{sr1}|^2 P_s + |h_{sr2}|^2 P_s + N_0}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

如(4.4)式所示，第 $t+2$ 時間目的端接收到中繼站將第 t 時間所接收到的訊號放大後傳送。如(4.5)式所示第 $t+3$ 時間目的端接收到中繼站將第 $t+1$ 時間所接收到的訊號放大後傳送。

$$\begin{aligned} y_D(t+2) &= \alpha(h_{s,r1}s_1 + h_{s,r2}s_2 + n_{s,r1})h_{r,d} + n_{r,d1} \\ &= \alpha h_{s,r1}h_{r,d}s_1 + \alpha h_{s,r2}h_{r,d}s_2 + \alpha h_{r,d}n_{s,r1} + n_{r,d1} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} y_D(t+3) &= \alpha(-h_{s,r1}s_2^* + h_{s,r2}s_1^* + n_{s,r2})h_{r,d} + n_{r,d2} \\ &= -\alpha h_{s,r1}h_{r,d}s_2^* + \alpha h_{s,r2}h_{r,d}s_1^* + \alpha h_{r,d}n_{s,r2} + n_{r,d2} \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.3.2 解時空編碼

將目的端在第 $t+2$ 收到的訊號與 $t+3$ 時間收到的訊號取共軛寫成矩陣形式，如(4.6)式。

$$\begin{bmatrix} y_D(t+2) \\ y_D^*(t+3) \end{bmatrix}_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1}h_{r,d}s_1 + \alpha h_{s,r2}h_{r,d}s_2 \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* s_1 - \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* s_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d}n_{s,r1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} n_{r,d1} \\ n_{r,d2} \end{bmatrix}_{2 \times 1} \quad (4.6)$$

將(4.6)式進一步整理出H矩陣可得到(4.7)式

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_D(t+2) \\ y_D^*(t+3) \end{bmatrix}_{2 \times 1} &= \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1}h_{r,d} & \alpha h_{s,r2}h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* \end{bmatrix}_{2 \times 2} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d}n_{s,r1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} n_{r,d1} \\ n_{r,d2} \end{bmatrix}_{2 \times 1} \\ &= H \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d}n_{s,r1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* \end{bmatrix}_{2 \times 1} + \begin{bmatrix} n_{r,d1} \\ n_{r,d2} \end{bmatrix}_{2 \times 1} \end{aligned} \quad (4.7)$$

其中H矩陣如(4.8)式所示如下：

$$H = \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1}h_{r,d} & \alpha h_{s,r2}h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* \end{bmatrix}_{2 \times 2} \quad (4.8)$$

將H矩陣作共軛轉置之後得矩陣 H^H 如(4.9)所示，若再將 H^H 與H相乘則可得一對角線矩陣如(4.10)式。

$$H^H = \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha h_{s,r1} h_{r,d} \end{bmatrix}_{2 \times 2} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} H^H H &= \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha h_{s,r1} h_{r,d} \end{bmatrix}_{2 \times 2} \begin{bmatrix} \alpha h_{s,r1} h_{r,d} & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* \end{bmatrix}_{2 \times 2} \\ &= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \end{aligned} \quad (4.10)$$

利用(4.10)式的特性，將 H^H 乘上(4.7)式。經過整理之後，即可分離出混合訊號 $y_D(t+2)$ 與 $y_D^*(t+3)$ 當中的 s_1 、 s_2 訊號成份，求得解時空編碼之訊號，以(4.11)式表示。而(4.11)中的雜訊成份可以整理成(4.12)式。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \\ &+ H^H \begin{bmatrix} \alpha n_{s,r1} h_{r,d} + n_{r,d1} \\ \alpha^* n_{s,r2}^* h_{r,d}^* + n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.11)$$

而(4.11)中的雜訊成份可以整理成(4.12)式。

$$\begin{aligned} H^H &\begin{bmatrix} \alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* & \alpha h_{s,r2} h_{r,d} \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* & -\alpha h_{s,r1} h_{r,d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1} \\ \alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* (\alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1}) + \alpha h_{s,r2} h_{r,d} (\alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^*) \\ \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* (\alpha h_{r,d} n_{s,r1} + n_{r,d1}) - \alpha h_{s,r1} h_{r,d} (\alpha^* h_{r,d}^* n_{s,r2}^* + n_{r,d2}^*) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 |h_{s,r1}^* h_{r,d}^*|^2 n_{s,r1} + \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* n_{r,d1} + |\alpha|^2 |h_{s,r2} h_{r,d}|^2 n_{s,r2}^* + \alpha h_{s,r2} h_{r,d} n_{r,d2}^* \\ |\alpha|^2 |h_{s,r2}^* h_{r,d}^*|^2 n_{s,r1} + \alpha^* h_{s,r2}^* h_{r,d}^* n_{r,d1} - |\alpha|^2 |h_{s,r1} h_{r,d}|^2 n_{s,r2}^* - \alpha h_{s,r1} h_{r,d} n_{r,d2}^* \end{bmatrix} \quad (4.12)
\end{aligned}$$

4.3.3 目的端之訊雜比

利用(4.11)與(4.12)式，計算其訊雜比，可表示為下列式子：

$$\begin{aligned}
SNR_{\tilde{s}_1} &= \frac{\left[|\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 s_1 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2 s_1 \right]^2}{E \left[\left| |\alpha|^2 |h_{s,r1}^* h_{r,d}^*|^2 n_{s,r1} + \alpha^* h_{s,r1}^* h_{r,d}^* n_{r,d1} + |\alpha|^2 |h_{s,r2} h_{r,d}|^2 n_{s,r2}^* + \alpha h_{s,r2} h_{r,d} n_{r,d2}^* \right|^2 \right]} \\
&= \frac{(|\alpha|^4 |h_{s,r1}|^4 |h_{r,d}|^4 + 2|\alpha|^4 |h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^4 + |\alpha|^4 |h_{s,r2}|^4 |h_{r,d}|^4) P_s}{(|\alpha|^4 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^4 + |\alpha|^2 |h_{s,r1}|^2 |h_{r,d}|^2 + |\alpha|^4 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^4 + |\alpha|^2 |h_{s,r2}|^2 |h_{r,d}|^2) N_0} \\
&= \frac{|\alpha|^4 |h_{r,d}|^4 (|h_{s,r1}|^4 + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 + |h_{s,r2}|^4) P_s}{|\alpha|^4 |h_{r,d}|^4 \left(|h_{s,r1}|^2 + \frac{|h_{s,r1}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} + |h_{s,r2}|^2 + \frac{|h_{s,r2}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} \right) N_0} \\
&= \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2 \right)^2 P_s}{\left(|h_{s,r1}|^2 + \frac{|h_{s,r1}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} + |h_{s,r2}|^2 + \frac{|h_{s,r2}|^2}{|\alpha|^2 |h_{r,d}|^2} \right) N_0} \quad (4.13)
\end{aligned}$$

將放大增益 α 代入(4.13)式中得到(4.14)式

$$SNR = \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2 \right)^2}{\left(|h_{s,r1}|^2 + \frac{|h_{s,r1}|^2}{\frac{P_r |h_{r,d}|^2}{|h_{s,r1}|^2 P_s + |h_{s,r2}|^2 P_s + N_0}} + |h_{s,r2}|^2 + \frac{|h_{s,r2}|^2}{\frac{P_r |h_{r,d}|^2}{|h_{s,r1}|^2 P_s + |h_{s,r2}|^2 P_s + N_0}} \right) N_0} \frac{P_s}{N_0}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^4 P_s + |h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + |h_{s,r1}|^2 N_0 + |h_{s,r1}|^2 P_r |h_{r,d}|^2 + |h_{s,r2}|^4 P_s + |h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + |h_{s,r2}|^2 N_0 + |h_{s,r2}|^2 P_r |h_{r,d}|^2\right)}{P_r |h_{r,d}|^2} \\
& \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) N_0 + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2}{P_r |h_{r,d}|^2} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) N_0 + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2} \\
= & \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s P_r |h_{r,d}|^2}{\left(\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s + 2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) N_0 + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2\right) N_0} \\
= & \frac{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0}\right) N_0^2}{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^4 + |h_{s,r2}|^4\right) P_s}{N_0} + \frac{2|h_{s,r1}|^2 |h_{s,r2}|^2 P_s}{N_0} + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) + \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2}{N_0}\right) N_0^2} \\
= & \frac{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0}\right)}{\left(\frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)^2 P_s}{N_0} + \frac{\left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right) P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} + \left(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2\right)\right)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\left(\frac{(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2)P_s}{N_0} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} \right)}{\left(\frac{(|h_{s,r1}|^2 + |h_{s,r2}|^2)P_s}{N_0} + \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{N_0} + 1 \right)} \\
&= \frac{(\gamma_{s,r1} + \gamma_{s,r2})\gamma_{r,d}}{\gamma_{s,r1} + \gamma_{s,r2} + \gamma_{r,d} + 1} \tag{4.14}
\end{aligned}$$

其中 $\gamma_{s,r1} = \frac{|h_{s,r1}|^2 P_s}{N_0}$

$$\gamma_{s,r2} = \frac{|h_{s,r2}|^2 P_s}{N_0}$$

$$\gamma_{r,d} = \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0}$$

4.4 數值分析結果

4.4.1 參數設定

此章節中，我們所考慮的問題是在一個來源端(Source, S)、一個中繼站(Relay, R)及一個目的端(Destination, D)在一個平面上，如圖4-2所示。

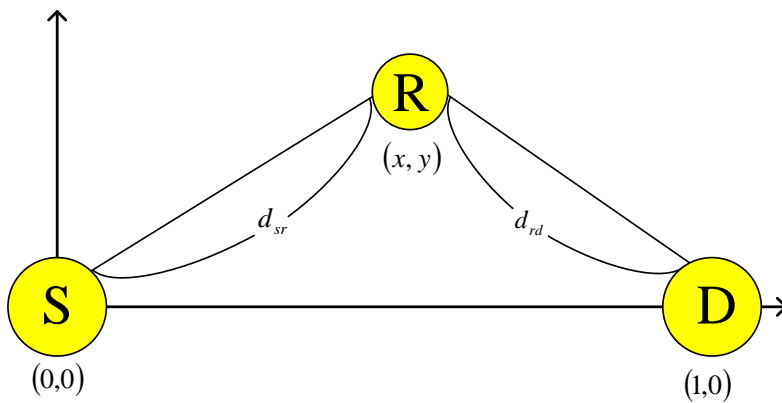


圖4-2 Source、Relay及Destination在一平面上

以下為我們設定的模擬環境：

(1) 通道增益 $h_{i,j}$ 的影響有大尺度衰減(Large scale fading)與瑞雷衰減(Rayleigh fading)以 $h_{i,j} = d_{i,j}^{-\ell} k_{i,j}$ 表示為 i 到 j 的通道增益，其中 $d_{i,j}$ 表示 i 到 j 的距離， ℓ 為路徑衰減指數(Pathloss exponent)， $k_{i,j}$ 為瑞雷分佈(Rayleigh distribution)。

(2) 給定訊號功率 $P_{s_1} = P_{s_2} = P_r = P_s$ 。

(3) 利用 Shannon's Theorem 計算通道容量 $C = \frac{1}{2} \log(1 + SNR)$ 。

(4) 固定來源端與目的端，來源端座標為(0,0)，目的端座標為(0,1)。

另外，中繼站座標為 (x,y) ，且 $0 < x < 1, -1 < y < 1$ 。來源端至中繼站的距離為 d_{sr} ，中繼站至目的端距離為 d_{rd} 。

4.4.2 數值分析圖

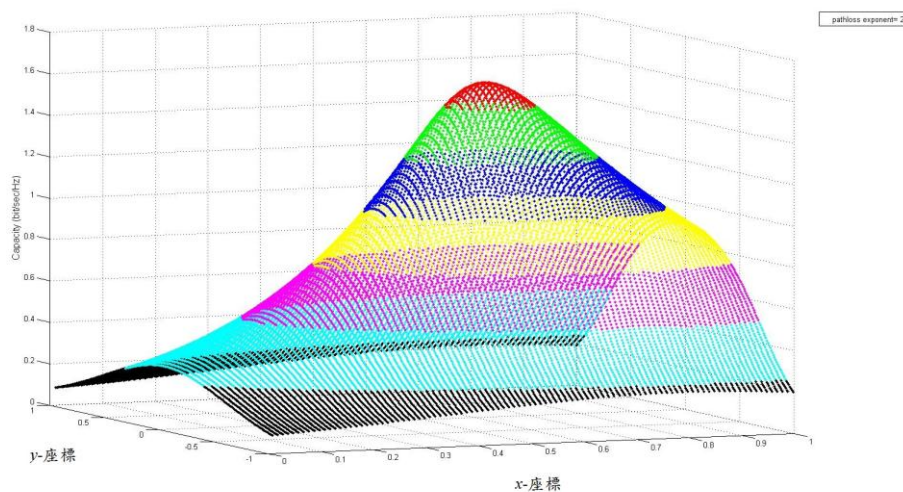


圖 4-3 具時空編碼通訊系統在一平面上中繼站最佳位置

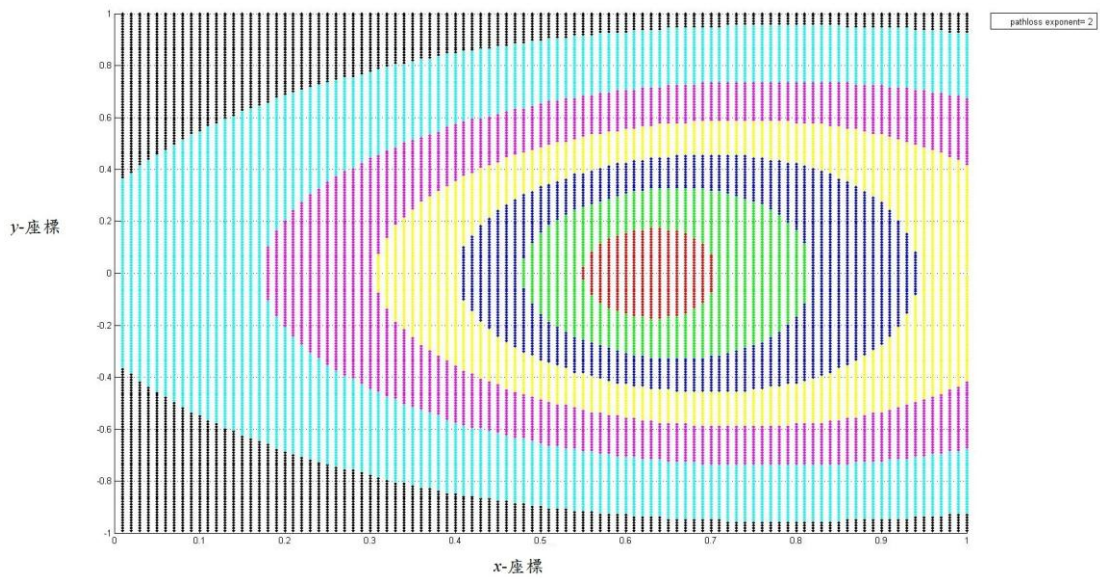


圖 4-4 具時空編碼通訊系統在一平面上中繼站最佳位置俯瞰圖

從圖 4-3 與圖 4-4 數值分析結果可看出中繼站在一平面上各個座標的通道容量，而且當中繼站座標在(0.6,0)與(0.7,0)附近時通道容量會較好。圖 4-5 與圖 4-6 則一樣在座標(0.5,0)附近時會較好。

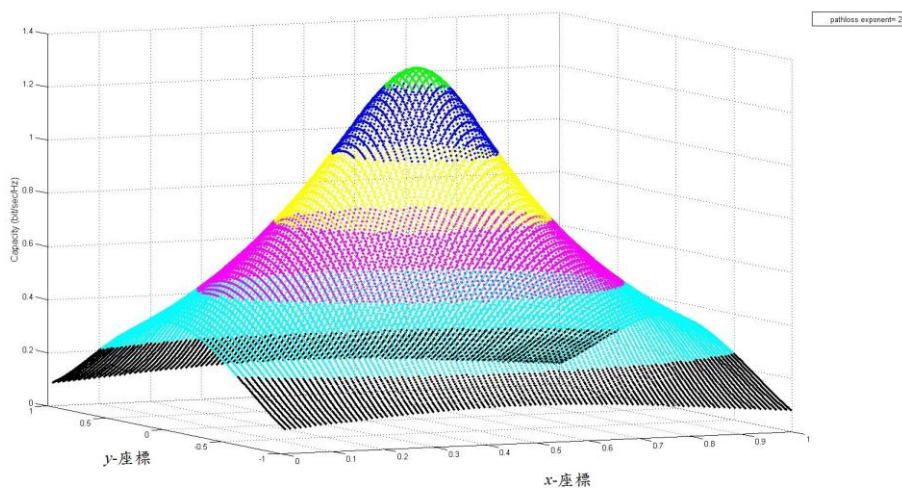


圖 4-5 典型合作式通訊系統在一平面上中繼站最佳位置

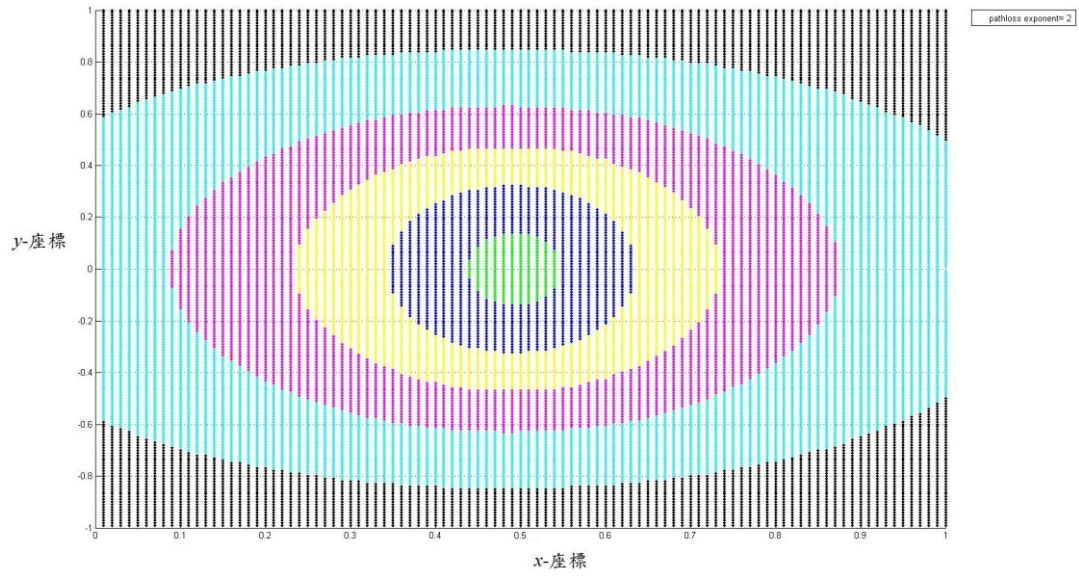


圖 4-6 典型合作式通訊系統在一平面上中繼站最佳位置俯瞰圖



第五章 結論

距離的影響能利用中繼站轉傳策略來降低對訊號干擾，如放大後傳送與解碼後傳送。本論文的架構為在使用時空編碼下來源端配置二根天線，中繼站及目的端各為一根天線，在中繼站使用放大後傳送策略。從第三章模擬結果可以知道，原本在沒有使用時空編碼的架構下，他的最佳中繼站位置會在來源端與中繼站的中間。使用時空編碼時，在來源端因為有二根天線，利用分集增益對抗路徑衰減，可以使中繼站距離來源端較遠，並且因為在中繼站使用放大後傳送策略，距離一拉長雜訊相對比較大，所以中繼站位置在相對靠近目的端時整體的效能會比較好。本論文能對於在佈置中繼站時如何才能達到最好與最高的效能上有參考依據。

參考文獻

- [1] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 3062–3080, Dec. 2004.
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity part I: system description,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Sel Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity part I: system description,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] Cai Jun, Shen Xuemin, J.W. Mark, and A.S. Alfa, “Semi-Distributed User Relaying Algorithm for Amplify-and-Forward Wireless Relay Networks,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, pp. 1348-1357, April 2008.
- [15] Yin Rui, Zhang Yu, Zhang Jietao, Yu Guanding, Zhang Zhaoyang and H Yanikomeroglu. “Optimal relay location for fading relay channels,” IEEE VTC Fall, Sept. 2010.

