

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

利用中繼站做差分式時空碼傳輸



Relay-based Differential Space Time Code  
Transmission

研究生：李秉謙

指導教授：張文鐘 博士

中華民國九十八年八月

利用中繼站做差分式時空碼傳輸

Relay-based Differential Space Time Code Transmission

研究生：李秉謙

Student: Bing-Chien Li

指導教授：張文鐘 博士

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

國立交通大學



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

August 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年八月

# 利用中繼站做差分式時空碼傳輸

研究生：李秉謙

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

本論文的目的是探討如何在無線中繼式網路使用解調時不需要通道估測的差分式時空碼傳輸。MIMO (Multi-Input Multi-Output) 系統中我們可以利用時空碼在傳送端與接收端藉由多根天線傳送資訊來增加傳輸容量以及可靠度，但在傳送時空碼時必須作通道估測才能在接收端正確的解碼，而無線中繼式網路傳送資訊時因為進行兩階端傳輸，比起在 MIMO 系統中使用時空碼時需要更大量的通道估測才能在接收端解碼。為了減少通道估測量我們將不需要通道估測就能解調的差分式時空碼應用在無線中繼式網路上，並利用雙層編碼的設計讓各個中繼端皆使用單一天線合作傳送一組差分式時空碼，同時讓接收端在無通道估測的情形下藉由前後時間點收到的訊息解出傳送資訊。最後我們將探討在不同的中繼式通訊規則下產生的各種差分式時空碼傳輸，並比較各種模式在傳輸錯誤率上的表現。

# Relay-based Differential Space Time Code Transmission

Student: Bing-Chien Li

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

## Abstract

This thesis is focused on how to use differential space time code transmission on wireless relay network and decode data with no channel estimation. In MIMO (Multi-Input Multi-Output) system, we can transmit space time code to improve transmission capacity and reliability with multiple antennas at transmitter and receiver, and we need channel estimation for correct decoding at receiver. Because of two-phase transmission on wireless relay network, it will need more channel estimation results than MIMO system. For decreasing the amount of channel estimation, we implement differential space time code on wireless relay network and use the design of double-coding to cooperatively transmit differential space time code at all relays which uses one antenna. The receiver will decode transmitted data by the received signal and past received signal with no channel estimation. Finally, we will discuss all differential transmissions through different relaying protocol and compare the performance of all differential transmission models by bit error rate.

## 致謝

時間飛快，轉眼間碩士修業已經進入尾聲，回首過往的兩年，有著許多的回憶。首先誠摯的感謝我的指導教授 張文鐘 博士。在這兩年的碩士生涯中讓我從完全看不清自己研究方向而至今則略有小成，老師的功勞最大，隨著每次的研討會以及 meeting 時的報告，讓我對專業知識以及報告時台風的培養皆有很大的成長，此外老師時常以嚴謹的態度要求我去思考各種文獻所要表達的重點與物理意義，這讓我在看到新事物時的觀察點以及切入的角度與以前不同。同時也要感謝口試委員 林大衛 博士、蘇育德 博士、以及 陳紹基 博士熱情參與並給予諸多寶貴意見，使我更加成長與茁壯，在此僅以此些許文字表達我滿心的感激之意。

兩年的光陰，實驗室裡共同的生活點滴，學術研究上的討論、言不及義的閒扯、趕作業的革命情感，感謝諸位學長、同學、學弟妹的共同砥礪，你/妳們的陪伴讓我兩年的研究生活充滿絢麗多彩。特別感謝實驗室同學如 宏、建民、盛如、志偉、弘達、琮壹，有了你們讓實驗室總是充滿著歡笑聲，也恭喜我們順利走過這兩年；還有實驗室學弟 耀葦、明穎、學妹 怡君、雅嵐，你們的幫忙讓我銘感在心。

最後，我要特別感謝我的父母親以及妹妹在我就學期間給我很大的精神支持，由於有你們的努力以及鼓勵，才得以讓我無後顧之憂地學習，謝謝你們給我的無限支持與關愛，使我能夠專心放心的完成這份研究，謹以本文獻給我摯愛的家人們，願與你們一起分享這份榮耀。

李秉謙

民國九十八年九月 於新竹

# 目錄

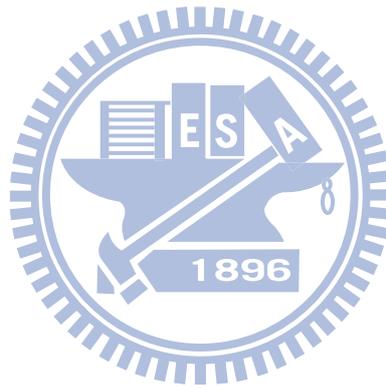
摘要.....	i
Abstract.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	v
表目錄.....	vi
第一章 緒論.....	1
1.1 背景及動機.....	1
1.2 論文架構.....	3
第二章 Wireless Relay Network 簡介.....	4
2.1 Space Time Block Code.....	5
2.2 Relaying Protocol of Cooperative Communication.....	7
2.2.1 Fixed Relaying.....	8
2.2.2 Selective Relaying.....	9
2.2.3 Incremental Relaying.....	10
2.3 IEEE 802.16j 規範下的 Wireless Relay Network.....	12
2.3.1 cooperative source diversity.....	14
2.3.2 cooperative transmitted diversity.....	16
2.3.3 cooperative hybrid diversity.....	19
第三章 Differential Space Time Code.....	20
3.1 在 MIMO 系統中使用 Differential Space Time Code.....	20
3.2 Relay-based Differential Space Time Code method A.....	25
第四章 Distributed Differential Space Time Code.....	29
4.1 Distributed Space Time Code.....	31
4.2 Distributed Differential Space Time Code.....	39
4.3 Relay-based Differential Space Time Code method B.....	44
4.4 雙層時空編碼.....	47
4.4.1 Alamouti Code.....	48
4.4.2 Square Real Orthogonal Code.....	49
4.4.3 Circulant Code.....	51
第五章 實驗模擬與結果分析.....	55
5.1 系統參數.....	55
5.2 模擬結果與分析.....	57
5.2.1 四種系統模擬結果分析.....	61
5.2.2 Distributed Differential Space Time Code 模擬結果分析.....	66
第六章 結論.....	71
參考文獻.....	72

## 圖目錄

圖 2.2	合作式通訊示意圖.....	7
圖 2.3	Selective Relaying Protocol.....	9
圖 2.4	各種 Relaying Protocol 的 Outage Performance[1].....	11
圖 2.5	中繼端站轉送訊號.....	12
圖 2.6	傳送端與中繼端傳送訊號.....	14
圖 2.7	兩個以上中繼端轉送訊號.....	14
圖 2.8	傳送端與兩個以上中繼端傳送訊號.....	15
圖 2.9	傳送端執行 STC 編碼並與且中繼端合作傳送訊號.....	16
圖 2.10	傳送端與中繼端皆執行 STC 編碼合作傳送訊號.....	17
圖 2.11	傳送端執行 STC 編碼讓且兩個以上中繼端合作傳送訊號.....	17
圖 2.12	傳送端傳送後讓兩個以上中繼端進行 STC 編碼合作傳送訊號.....	18
圖 2.13	Cooperative Hybrid Diversity.....	19
圖 3.1	MIMO 系統中 DSTBC 傳送端的 difference matrix.....	22
圖 3.2	Wireless Relay Network 中各個中繼端傳送的 symbol.....	26
圖 3.3	Relay-based Differential Space Time Code method A 流程圖.....	28
圖 4.1	在各個端點使用單一天線的 Wireless Relay Network.....	33
圖 4.2	Distributed Space Time Code 流程圖.....	38
圖 4.3	相同的系統架構下傳送端傳送 difference symbol vector.....	39
圖 4.4	Distributed Differential Space Time Code 流程圖.....	43
圖 4.5	Relay-based Differential Space Time Code method B.....	44
圖 4.6	Relay-based Differential Space Time Code method B 流程圖.....	46
圖 4.7	circulant code 在 2 個中繼端以 QPSK 編碼.....	53
圖 5.1	使用 DF 在各個不同 Refresh Time 傳送.....	60
圖 5.2	系統模擬綜合比較(BPSK).....	63
圖 5.3	系統模擬綜合比較(QPSK).....	64
圖 5.4	系統模擬綜合比較(BPSK and QPSK).....	65
圖 5.5	Square Real Orthogonal Code.....	66
圖 5.6	Circulant Code (BPSK).....	67
圖 5.7	Circulant Code (QPSK).....	68
圖 5.8	使用 2 個中繼端的模擬結果.....	69
圖 5.9	使用 4 個中繼端的模擬結果.....	70

## 表目錄

表 4.1	Circulant Code 在不同個數的中繼端所使用的 modulation.....	54
表 5.1	802.16e 中 OFDMA 系統參數值 .....	55
表 5.2	MS 速度為 3 km/hr 時 Rayleigh Fading Channel 系統參數 .....	56
表 5.3	本論文的各種參數.....	56



# 第一章 緒論

## 1.1 背景及動機

在無線通訊的領域中，傳送端與接收端利用多根天線的方式傳送一組 Space Time Code 的方式經過多年的研究已經能夠大幅增加整體系統的傳輸容量以及可靠度，而我們將只有傳送端 (transmitter) 與接收端 (receiver) 並利用多根天線傳送與接收的系統稱為 MIMO 無線通訊系統。

但是在無線傳輸的環境下，即使使用多根天線的傳送方式在實際的運作上仍舊會有通訊的死角出現，為了解決這個問題，ad hoc network 的使用方式在研究上就越來越熱門。原本 ad hoc network 的設計就是為了解決通訊死角的問題，於是在 MIMO 系統中只有傳送端與接收端中間加入了中繼端 (relay)，目的是能夠將傳送端無法傳送至接收端的訊號藉由傳送端傳送至中繼端再由中繼端轉送至接收端，而我們將此種系統稱為 Wireless Relay Network，現今在 Wireless Relay Network 的傳輸模式最常被引用的 Protocol 就是 Amplify-and-Forward 以及 Decode-and-Forward，因此在 Wireless Relay Network 中我們已經有了基本的傳輸規範，同時我們也希望在 Wireless Relay Network 藉由傳送 Space Time Code 的方式維持整體無線通訊系統的品質。

即使 MIMO 系統已經可以提供很好的傳輸效能，但是在接收端解調時仍舊需要做通道估測 (channel estimation)，而且在某些特別的情況下通道估測需要很高的花費甚至是無法進行，然而在 Wireless Relay Network 中因為加入了中繼端的關係比起 MIMO 系統就需要更大量的通道估測，因此我們在 Space Time Code 的選擇上希望能夠導入不需要進行通道估測的 Differential Space Time Code 來解決大量通道估測的問題。

至於在各個分散的中繼端如何合作傳送一組 Space Time Code 就是另一個大問題。最簡單的方式就是利用 Decode-and-Forward 的模式讓每個中繼端解出傳送端的資訊後在中繼端編碼，每個中繼端將編碼後的結果傳送出去，而整體的效果對於接收端來說就是讓各個中繼端合作傳送一組 Space Time Code，但缺點是中繼端可能在解碼傳送端訊息時產生解碼錯誤導致傳送錯誤訊息至接收端。因此如果讓整個 Wireless Relay Network 運作在 Amplify-and-Forward 的通訊模式下，每個中繼端就可以直接代替 MIMO 系統中的每根天線來幫助傳送端做 Space Time Code 的傳輸，好處是在中繼端就不需要進行解調的動作，因此我們使用了 Distributed Space Time Code 的模式，傳送端利用單根天線傳送向量訊號，中繼端收到訊號後利用中繼端 Relay Matrix 的設計讓分散的中繼端可以各自計算出所要轉送的行向量，而將所有中繼端計算出來的行向量綜合起來就是一組 Space Time Code，由於中繼端也是傳送向量訊號，所以在各個端點只需要設定一根天線即可，但是接收端在解碼時就必須知道傳送端至中繼端以及中繼端至接收端兩階段的通道響應。

我們將傳送端的 data symbol 結合了 Differential Transmission 與 Distributed Space Time Code 的雙層設計就變成了本論文使用的 Distributed Differential Space Time Code，使用此種傳輸模式時在 Wireless Relay Network 上的各個端點因為只傳送與接收向量訊號的關係所以各端點同樣只需要一根天線來運作，而當此種傳輸方式被應用在 Decode-and-Forward 或是 Amplify-and-Forward 上時就會產生只做部分通道估測以及完全不作通道估測的差別，然而兩種方式都各有其優點及缺點，我們將會在論文內進行討論並在最後模擬各種通訊模式在錯誤率上的差異。

## 1.2 論文架構

瞭解了本論文的研究背景及動機之後，第二章我們簡單的敘述 Space Time Code 在 MIMO 系統中的傳送與解調方式，最後將針對 Wireless Relay Network 中各種 Relaying Protocol 以及 802.16j 在 ad hoc network 的設計做基本的介紹。第三章我們則討論如果直接將 Distributed Space Time Code 使用在 Wireless Relay Network 上會有哪些方式以及設計上出現的各種問題。第四章則是 Distributed Differential Space Time Code 的設計，首先會介紹讓各個中繼端合作傳送的 Distributed Space Time Code 傳輸模式，接著將 Differential Transmission 與 Distributed Space Time Code 結合成 Distributed Differential Space Time Code 並將其應用在 Decode-and-Forward 與 Amplify-and-Forward 兩種通訊模式上，最後則提供 Distributed Differential Space Time Code 的雙層編碼設計。第五章則利用 MATLAB 模擬第三章與第四章所討論的各個系統，並且做分析比較。第六章為結論以及未來的發展方向。



## 第二章 Wireless Relay Network 簡介

本篇論文的系統架構是建立在 Wireless Relay Network 上，因此本章節將會討論在無線 MIMO 系統中加入了中繼端 (Relay) 後，對於整個無線通訊系統在傳輸的模式上會有什麼改變以及規範。

MIMO 系統中傳送端藉由使用多根天線的傳輸模式來增加整體系統的 diversity，因此提昇了接收端在錯誤率上的表現，而在 MIMO 系統上最常被應用的就是 Space Time Code，在 2.1 節我們以 Alamouti Code 為例來解釋 MIMO 系統中使用 Space Time Code 的傳輸以及解調方式，而在 MIMO 系統中加入了中繼端之後就成為 Wireless Relay Network，我們則將加入的中繼端當作增加了 MIMO 系統中傳送端的天線數量，因此可以讓傳送端與各個中繼端之間相互合作增加整體系統的 diversity，中繼端至接收端的解調則依照 MIMO 系統的解調方式即可，但是傳送端至中繼端以及各個中繼端之間如何溝通就變成了 Wireless Relay Network 的最大問題，所以在 2.2 節將會對各種 Relaying Protocol 進行討論，包括中繼端的功能以及使用中繼端的時機。

2.3 節則是介紹 IEEE 802.16j 對於 Wireless Relay Network 所提出的幾個通訊模式，因為在加入了中繼端之後，比起 MIMO 系統多了可以傳送的發射端，因此在多個發射端 (包括傳送端與中繼端) 要如何分配資源以及在 two-phase 的系統架構下合作傳送資訊就變成一個重要的課題。

## 2.1 Space Time Block Code

在無線網路的傳輸中，我們在傳送端與接收端都使用多根天線傳送與接收訊號，而我們將運作在這種多根天線的傳輸模式下的系統稱為 MIMO 系統，在 MIMO 系統中最廣泛被使用的傳輸編碼方式就是 Space Time Block Code。

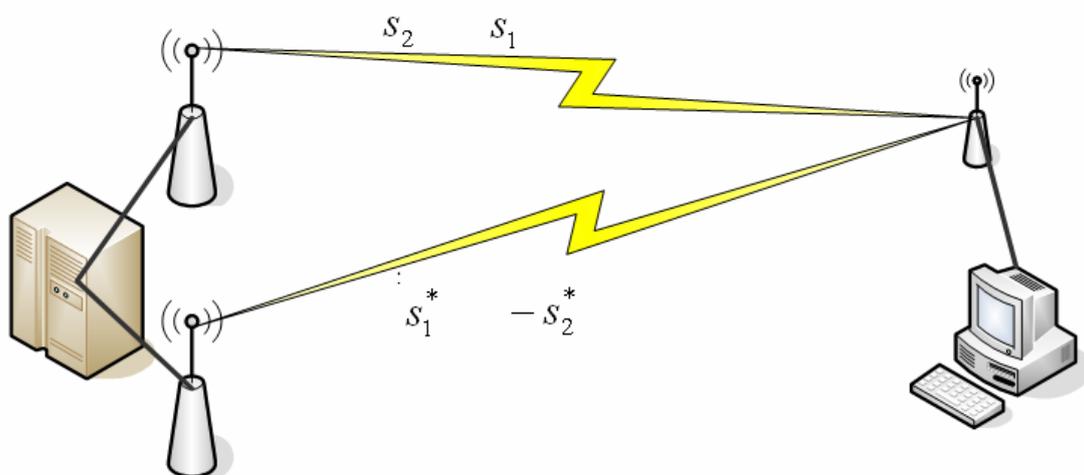


圖 2.1 STBC of Alamouti Code 2-Tx 1-Rx

在所有的 Space Time Block Code 中最常被討論的編碼方式就是 Alamouti Code

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

$s_1$  與  $s_2$  是傳送端將 input data 經過 modulation 後得到的 symbol，接著我們將  $s_1$  與  $s_2$  排列成 Alamouti Code 的矩陣，圖 2.1 則是 Alamouti Code 應用在 2 根傳送天線以及 1 根接收天線的情形， $s_1$  與  $s_2$  是由第一根傳送天線根據不同的時間點傳送至接收端，而  $-s_2^*$  與  $s_1^*$  則是由第二根傳送天線根據不同的時間點傳送至接收端。

在接收端只使用一根天線接收的情形下，我們會在接收端收到前後兩個時間點的訊號  $x_1$  與  $x_2$

$$x_1 = h_1 s_1 - h_2 s_2^* + n_1 \quad (1)$$

$$x_2 = h_1 s_2 + h_2 s_1^* + n_2 \quad (2)$$

$h_1$  與  $h_2$  則分別為兩個通道的通道響應，在接收完訊號之後，接著我們介紹如何利用  $x_1$  與  $x_2$  解調出  $s_1$  與  $s_2$ ，解調的第一步就是估測出通道響應  $h_1$  與  $h_2$ ，因為估測通道並非本論文的重點所以我們將  $h_1$  與  $h_2$  都當作已知，接著將收到的訊號與通道響應做計算

$$y_1 = h_1^* x_1 + h_2 x_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \quad (3)$$

$$y_2 = -h_2 x_1^* + h_1^* x_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_2 n_1^* + h_1^* n_2 \quad (4)$$

將 (3) 與 (4) 做 normalize 則可以得到

$$\hat{s}_1 = \frac{y_1}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} = s_1 + \frac{h_1^* n_1 + h_2 n_2^*}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \quad (5)$$

$$\hat{s}_2 = \frac{y_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} = s_2 - \frac{h_2 n_1^* + h_1^* n_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \quad (6)$$

$\hat{s}_1$  與  $\hat{s}_2$  則是  $s_1$  與  $s_2$  的估測值，根據  $s_1$  與  $s_2$  是使用哪種 modulation 來估測最後得出 information bits。

除了使用接收訊號與通道響應做計算之外，我們也可以使用 ML Detection 的方式來估測  $s_1$  與  $s_2$

$$\arg \min_{s_1 s_2} \| y - Sh \| \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}$$

S 代表的是 Alamouti Code 的排列，在接收端我們把  $s_1$  與  $s_2$  根據傳送端 symbol 的 modulation 將各個 modulation 的結果代入  $s_1$  與  $s_2$  求出上式的最小值，然後將求出最小值所代入的 symbol 當作 ML Detection 的結果最後得出 information bits。

## 2.2 Relaying Protocol of Cooperative Communication

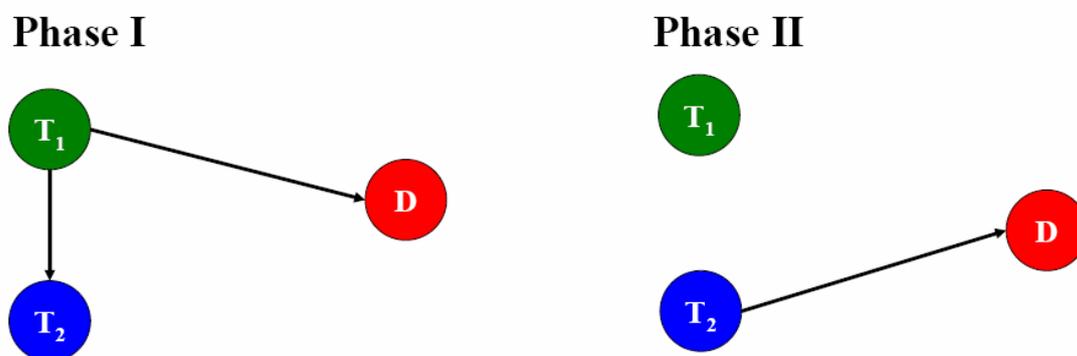


圖 2.2 合作式通訊示意圖

圖 2.2 指的是在一個無線網路中合作式通訊在 Phase 1 與 Phase 2 的傳輸模式， $T_1$  與  $T_2$  分別表示兩個終端 (terminal)， $D$  則表示  $T_1$  目標要傳送資訊的端點，也就是接收端 (destination)，當 Phase 1 中的  $T_1$  要傳送時，因為在無線網路的環境中，所以  $T_2$  也會收到  $T_1$  要傳送接收端的資訊，而 Phase 2 的  $T_2$  則是在 Phase 1 收到  $T_1$  的資訊後幫助  $T_1$  傳送資訊至接收端，這也是最基本的合作式通訊模式，在這種通訊模式下， $T_1$  表示傳送端 (transmitter) 而  $T_2$  則表示中繼端 (relay)。

在文獻[1]中，提出了幾種在無線網路下合作式通訊的 Relaying Protocol，並且利用分析各種 Protocol 所能提供的 diversity 來計算各種 Protocol 的效能，大致上分為 Fixed Relaying、Selective Relaying 以及 Incremental Relaying。

## 2.2.1 Fixed Relaying

Fixed Relaying 分為兩種，一種是 Amplify-and-Forward Relaying Protocol，另一種則是 Decode-and-Forward Relaying Protocol。Amplify-and-Forward 是合作式通訊上最基本的 Relaying Protocol，當 Phase 1 時傳送端傳送訊息至接收端，因為在無線網路的環境中，所以中繼端在 Phase 1 同時也會接收到訊號，而當 Phase 2 的時候，中繼端則只是將 Phase 1 從傳送端傳來的訊號原封不動直接放大傳送至接收端，而這種模式則可以視為接收端在 two-phase 收到重複的 Repetition Code。

Decode-and-Forward 與 Amplify-and-Forward 不同的地方在於 Phase 1 時中繼端收到傳送端傳來的訊號之後的處理方式，Decode-and-Forward 的處理方式則是將收到的傳送端訊號解碼，解碼後的訊號處理分為兩種處理方式，第一種是在 Phase 2 將解碼完畢的訊號放大後傳送至接收端，第二種則是將解碼後的訊號重新編碼再傳送至接收端，而 Decode-and-Forward 的風險在於當中繼端將傳送端傳來的訊號解碼錯誤時，就會在 Phase 2 時將錯誤的訊號轉傳送至接收端，如此一來就有可能會因此導致接收端解碼的時候出現錯誤，所以在 Decode-and-Forward 的錯誤判斷上則有兩種，第一種是在 Phase 1 接收端將傳送端傳來的訊號解碼錯誤，第二種則是在 Phase 2 接收端將中繼端轉送過來的訊號解碼錯誤，然後不管是哪種方式產生錯誤，Decode-and-Forward 在系統複雜度上都比 Amplify-and-Forward 還要來的高。

## 2.2.2 Selective Relaying

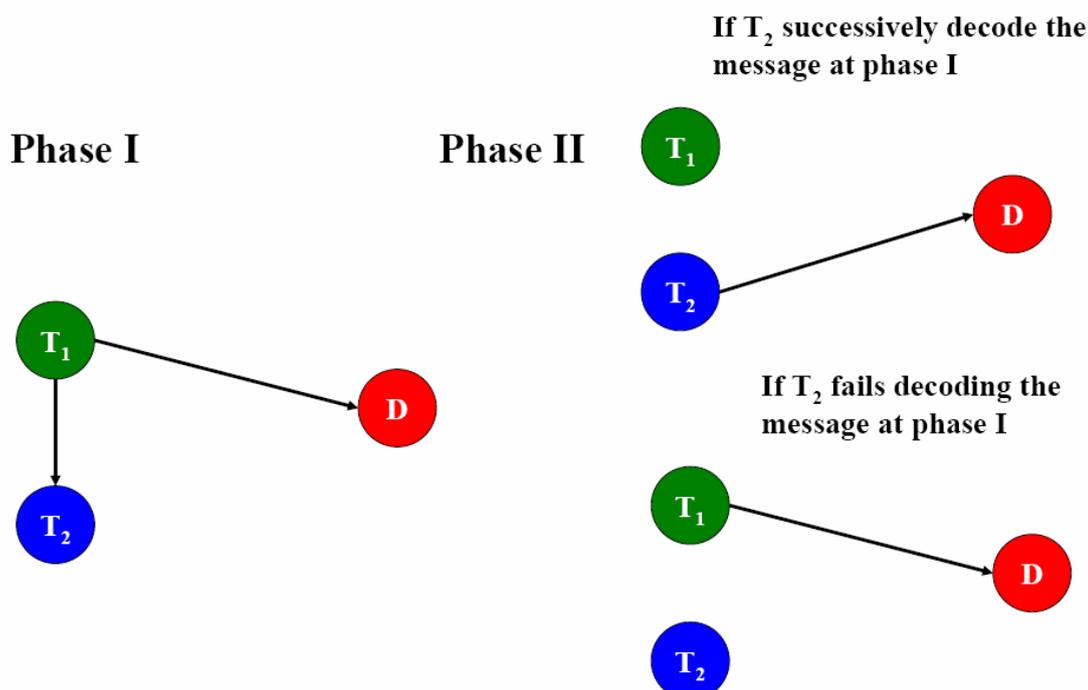
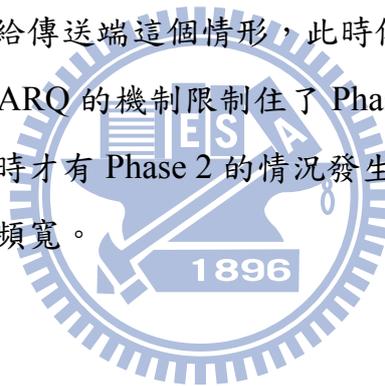


圖 2.3 Selective Relaying Protocol

Selective Relaying 其實是 Selective decode-and-forward Relaying 的簡稱，從名稱則可以看出 Selective Relaying 是建立在 Decode-and-Forward 的基礎上，由圖 2.3 則可以清楚的表示當 Phase 1 的時候，傳送端依舊因為無線網路的關係會將傳送的訊息傳給中繼端以及接收端，然而在 Phase 2 的時候則有可能出現兩種情況，第一種情形是中繼端完整的將傳送端傳來的訊號做完整的解碼，然後將解碼後的結果直接傳送至接收端或是重新編碼後傳送至接收端，這也就是 2.2.1 節中 Decode-and-Forward 的模式，而第二種情形則是中繼端無法將 Phase 1 傳送端傳來的訊號解碼，所以在 Phase 2 時傳送端再度傳送一次訊號給接收端，簡單的說，Selective Relaying 是將 Decode-and-Forward 做升級，去除掉 Decode-and-Forward 在中繼端可能會出現解碼錯誤然後轉送錯誤訊號至接收端的情形。

### 2.2.3 Incremental Relaying

Incremental Relaying 的目標則是改進了 Fixed Relaying 以及 Selective Relaying 會浪費頻寬的缺點，不論是 Fixed Relaying 或是 Selective Relaying 接收端永遠都會在 Phase 2 時收到來自傳送端或是中繼端的訊號，而其實在現今的無線網路傳輸中，即使只有傳送端與接收端兩者之間的傳輸錯誤率已經很低了，在這種情形下 Phase 2 傳送端或中繼端還要傳送一次訊號給接收端等於是浪費頻寬的行為，因此 Incremental Relaying 則是在 Amplify-and-Forward 的傳輸模式下加入了 ARQ (automatic-repeat-request) 的機制，Phase 1 傳送端依舊傳送訊號給接收端，當然中繼端也會收到該傳送訊號，而當接收端收到訊號解碼後發現出錯或是接收端根本收不到訊號時，此時接收端才反應給傳送端這個情形，此時傳送端才請中繼端幫忙轉送訊號至接收端，這種 ARQ 的機限制住了 Phase 2 的行動，在有重新傳送或是幫忙傳送的必要時才有 Phase 2 的情況發生，使用這種方式同時也不會浪費到整體系統的頻寬。



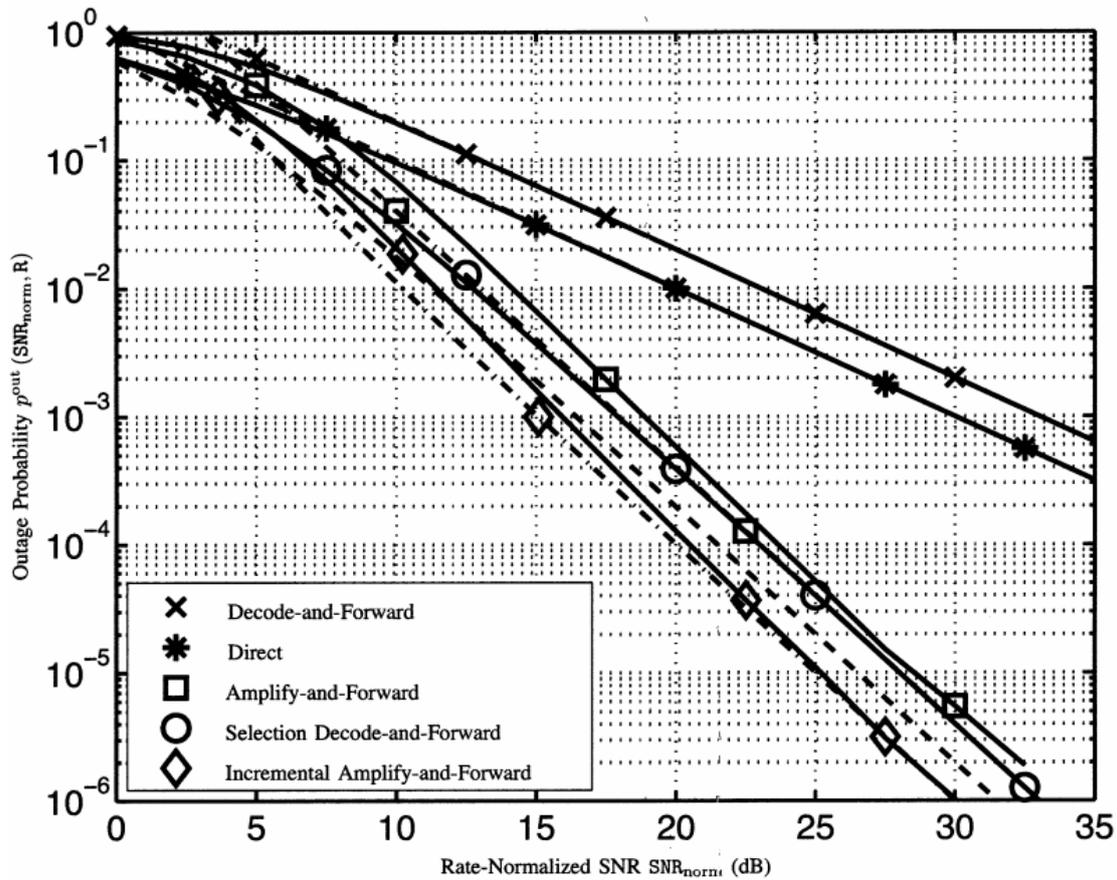


圖 2.4 各種 Relaying Protocol 的 Outage Performance[1]

圖 2.4 是來自文獻[1]中作者利用各種 Relaying Protocol 的 diversity 去分析計算出 Outage Probability 而構成的模擬圖，由圖中可以看出 Decode-and-Forward 的方式所得到的效果是最差的，再來依序是 Amplify-and-Forward、Selective Relaying 以及 Incremental Relaying，而且可以明顯的看出 Decode-and-Forward 的方式比起其他三種模式差很多。

## 2.3 IEEE 802.16j 規範下的 Wireless Relay Network

2.2 節所提到的各種 Relaying Protocol 在實際的情況下，最常被使用的還是 Fixed Relaying 的模式，雖然 Selective Relaying 以及 Incremental Relaying 可以提供更佳的錯誤率以及整體效能，但是 Fixed Relaying 中的 Amplify-and-Forward 以及 Decode-and-Forward 在中繼端的設計上依舊是比其餘兩種 Relaying Protocol 還簡易，因此在 802.16j 的規範中當加入中繼端形成 2-hop 的通訊模式下，還是使用了 Amplify-and-Forward 以及 Decode-and-Forward 這兩種模式當作標準。

一般來說，在 2-hop SISO 的系統下單一時間一頻率的資源只能夠給予一個中繼站來傳送訊號給單一使用者，如圖 2.4 所示，Frame  $i$  與 Frame  $(i+1)$  就如同 2.2 節 Wireless Relay Network 的 Phase 1 與 Phase 2。

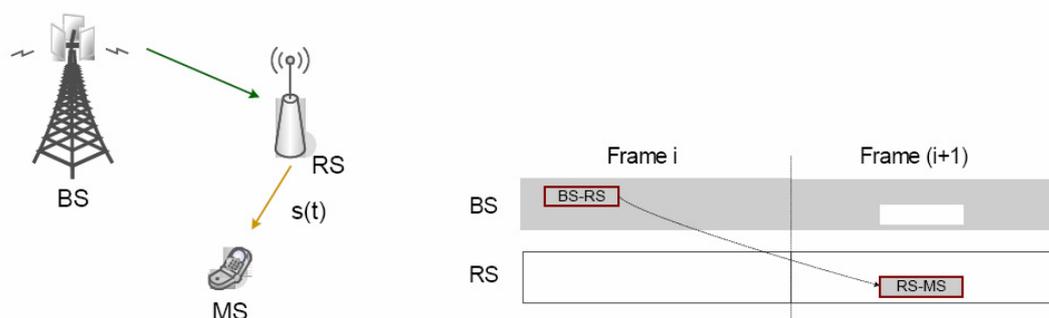


圖 2.5 中繼端站轉送訊號

但是在 OFDMA 的系統架構下，我們可以利用多個終端 (terminal) 在相同時間一頻率的資源下相互合作傳送一組資訊至接收端以增加整個系統的 diversity gain，也就是利用傳送端與中繼端之間的合作關係來增加整個 Wireless Relay Network 的 cooperative diversity gain，進而改善接收端的錯誤率。

在 802.16j 的規範下，我們有三種模式來改善整個 Wireless Relay Network 的 cooperative diversity gain

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

增加 cooperative source diversity 的方式是在使用相同的時間－頻率的資源下，利用多個發射端（包括傳送端與中繼端）同時傳送一組相同的訊號來提昇整個 Wireless Relay Network 的 cooperative diversity gain。而增加 cooperative transmitted diversity 的方式也是在使用相同的時間－頻率的資源下，利用多個發射端（包括傳送端與中繼端）相互合作來傳送一組經過 Space Time Code 編碼之後的訊號。cooperative hybrid diversity 則是結合了增加 cooperative source diversity 以及 cooperative transmitted diversity 的方式來增加整個系統的 cooperative diversity gain。



### 2.3.1 cooperative source diversity

cooperative source diversity 是利用所有的發射端（包括傳送端與中繼端）都傳送相同的訊號，接著我們用三種例子來說明。

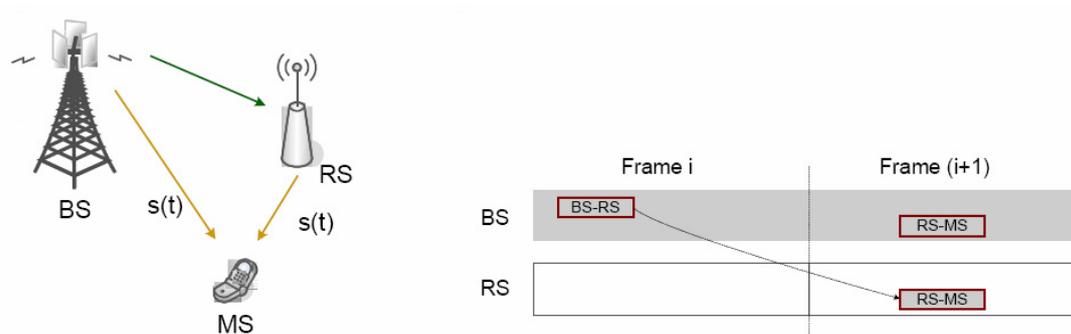


圖 2.6 傳送端與中繼端傳送訊號

圖 2.6 的傳送端與中繼端都是傳送相同的一組訊號，在 Frame i 時傳送端先傳送  $S(t)$  訊號至中繼端，而在 Frame (i+1) 的時候，傳送端與中繼端使用相同時間一頻率的資源將  $S(t)$  傳送至接收端，所以接收端就是藉由從傳送端與接收端獲得相同的訊號增加整體系統的 diversity gain。

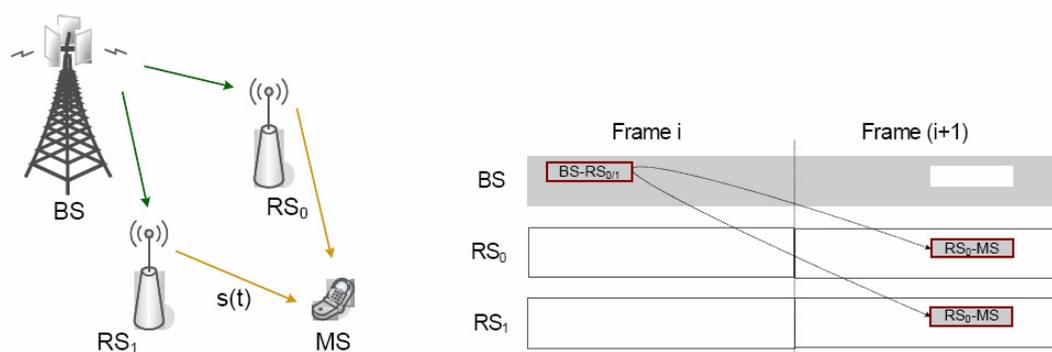


圖 2.7 兩個以上中繼端轉送訊號

圖 2.7 表示在 Frame i 時傳送端先傳送  $S(t)$  訊號至兩個中繼端（RS0 與 RS1），而收到訊號的兩個中繼端在 Frame (i+1) 時將收到的訊號  $S(t)$  使用相同時間一頻率的資源將  $S(t)$  傳送至接收端，但是傳送端在 Frame (i+1) 時

並沒有與兩個中繼端使用相同的時間－頻率的資源將  $S(t)$  傳送至接收端，所以在這個系統下系統是利用兩個中繼端獲得 diversity gain。

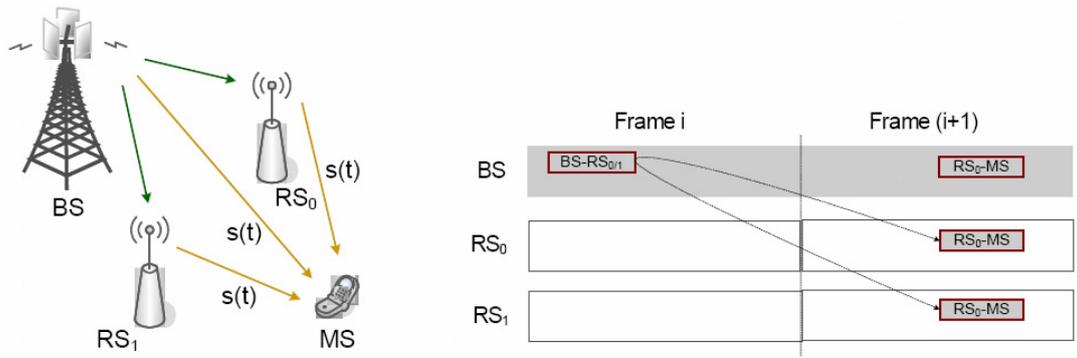


圖 2.8 傳送端與兩個以上中繼端傳送訊號

圖 2.8 表示在 Frame i 時傳送端依舊先傳送  $S(t)$  訊號至兩個中繼端 (RS<sub>0</sub> 與 RS<sub>1</sub>)，但是在 Frame (i+1) 的時候除了收到  $S(t)$  訊號的兩個中繼端使用相同時間－頻率的資源傳送  $S(t)$  至接收端之外，傳送端也使用與兩個中繼端相同時間－頻率的資源將  $S(t)$  訊號傳送至接收端，藉由此種模式增加整個系統的 diversity gain。

## 2.3.2 cooperative transmitted diversity

cooperative transmitted diversity 的方式是利用傳送端與中繼端合作傳送一組 Space Time Code，與 cooperative source diversity 模式最大的不同點在於接收端從不同的發射端（包括傳送端與中繼端）就會收到不一樣的訊號，而每個發射端的角色就如同在 MIMO 系統下傳送端的多根天線，如果 Space Time Code 的編碼是在傳送端執行的話，那個各個中繼端所做的事情就是將從傳送端收到的訊號轉傳送至接收端，如果 Space Time Code 的編碼是在各個中繼端執行的話，如此則會提昇整個系統的頻寬使用率，因為傳送端只需要傳送一次訊號即可，接著舉四種方式來說明 cooperative transmitted diversity 的工作模式。

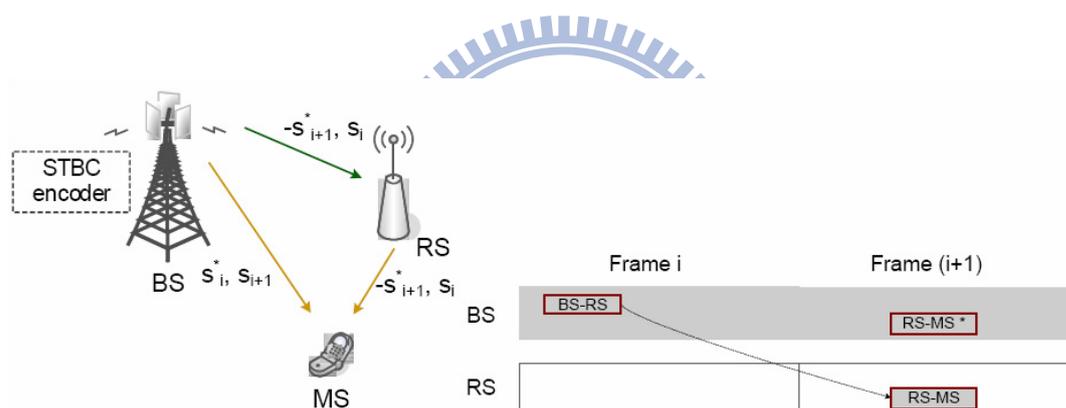


圖 2.9 傳送端執行 STC 編碼並與中繼端合作傳送訊號

圖 2.9 的模式是在傳送端進行 Space Time Code 的編碼，中繼端只需要將收到的訊號轉送至接收端即可，在 Frame  $i$  時，傳送端傳送  $-s_{i+1}^* s_i$  至中繼端，在 Frame  $(i+1)$  時中繼端只是將在 Frame  $i$  時從傳送端收到的  $-s_{i+1}^* s_i$  轉傳送至接收端，而 Frame  $(i+1)$  時的傳送端則是傳送  $s_{i+1}^* s_{i+1}$  至接收端，所以此時接收端就會收到完整的一組 Space Time Code。

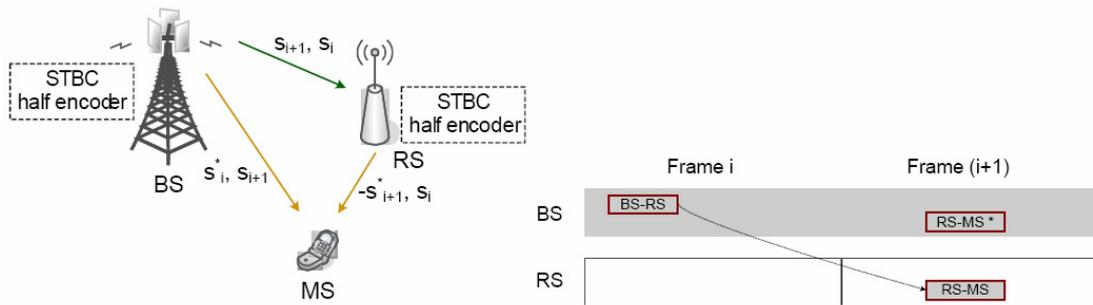


圖 2.10 傳送端與中繼端皆執行 STC 編碼合作傳送訊號

圖 2.10 的方式則是傳送端與中繼端皆執行 Space Time Code 編碼的動作，在 Frame  $i$  時，傳送端傳送  $s_{i+1}$   $s_i$  至中繼端，而在 Frame  $(i+1)$  時傳送端將  $s_{i+1}$   $s_i$  編碼成  $s_{i+1}^*$   $s_i^*$ ，中繼端將收到的  $s_{i+1}$   $s_i$  編碼成  $-s_{i+1}^*$   $s_i$ ，然後傳送端與中繼端使用相同時間一頻率的資源下分別將編碼之後的訊號傳送至接收端，因此對於接收端而言在 Frame  $(i+1)$  同樣的收到一組 Space Time Code。

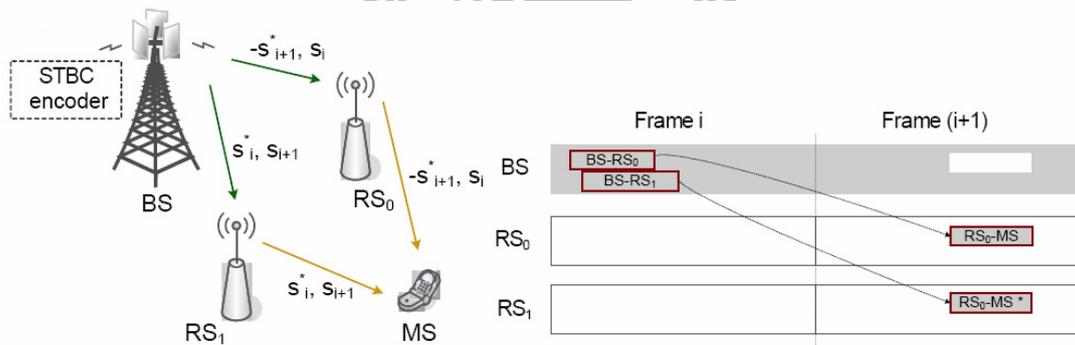


圖 2.11 傳送端執行 STC 編碼讓且兩個以上中繼端合作傳送訊號

圖 2.11 的方式是由傳送端執行 Space Time Code 的編碼，然後傳送端在 Frame  $i$  時將編碼完的 Space Time Code 分別傳送  $-s_{i+1}^*$   $s_i$  至第一個中繼端以及傳送  $s_{i+1}^*$   $s_i^*$  至第二個中繼端，而在 Frame  $(i+1)$  時，兩個中繼端則利用相同時間一頻率的資源將收到的訊號  $-s_{i+1}^*$   $s_i$  與  $s_{i+1}^*$   $s_i^*$  傳送至接收端，因此接收端同樣的在 Frame  $(i+1)$  時收到一組 Space Time Code。

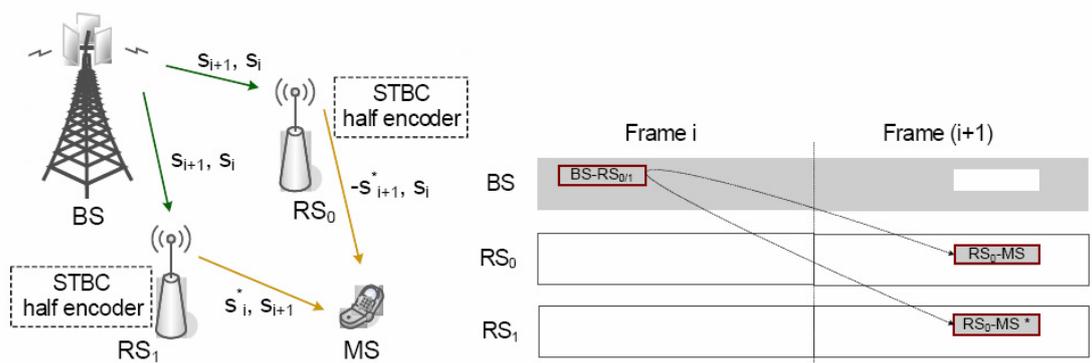


圖 2.12 傳送端傳送後讓兩個以上中繼端進行 STC 編碼合作傳送訊號

圖 2.12 的模式是在中繼端進行 Space Time Code 的編碼，Frame  $i$  時，傳送端只是將要傳送的資訊  $s_{i+1}$   $s_i$  送給兩個中繼端，中繼端收到之後分別將  $s_{i+1}$   $s_i$  編碼成  $-s_{i+1}^*$   $s_i^*$  與  $s_{i+1}^*$   $s_i$ ，然後在 Frame  $(i+1)$  時將編碼之後的資訊傳送至接收端，因此接收端在此種模式下同樣的在 Frame  $(i+1)$  時收到一組 Space Time Code。



### 2.3.3 cooperative hybrid diversity

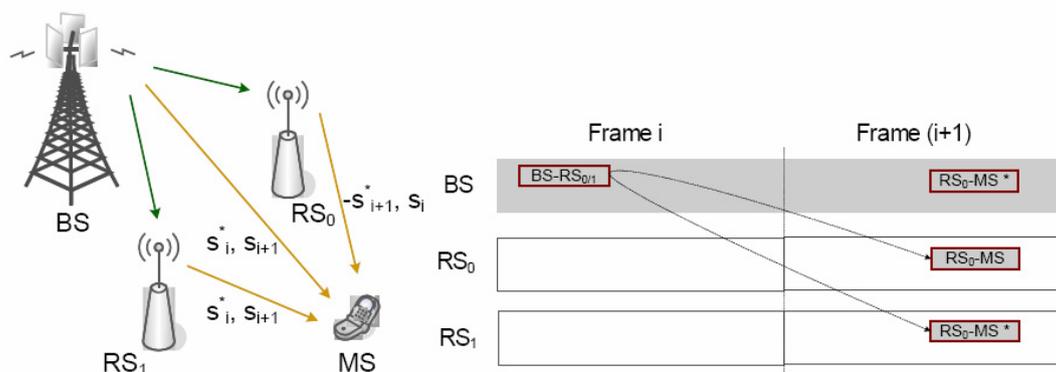


圖 2.13 Cooperative Hybrid Diversity

如圖 2.13 所示，cooperative hybrid diversity 結合了 cooperative source diversity 與 cooperative transmitted diversity 的模式，首先是使用了 cooperative source diversity 的方式在 Frame (i+1) 時利用傳送端與中繼端在相同時間一頻率的資源下同時傳送資訊至接收端，而且如圖所表示的在 Frame(i+1) 時收到了三方的資訊，因此其實在 cooperative transmitted diversity 的模式下除了可以使用 2×2 的 Space Time Code 編碼之外，還可以使用 3×3 的 Space Time Code 編碼方式。

## 第三章 Differential Space Time Code

在 Wireless Relay Network 的環境下，有著 Phase 1 與 Phase 2 的通道響應，比起 MIMO 系統多了一倍的通道估測量，為了解決需要大量通道估測的問題，我們想辦法將不需要通道估測的 Differential Space Time Code 應用在 Wireless Relay Network 上，而本章在 3.1 節從基本的 DPSK 傳輸模式開始進而探討利用矩陣做 Differential Modulation 的 Differential Space Time Code 在 MIMO 系統下的工作方式，而 3.2 節則討論如何將 Differential Space Time Code 應用在 Wireless Relay Network，以及工作在此系統架構的情況下會導致 Differential Space Time Code 在接收端的解調中產生錯誤的各種原因。

### 3.1 在 MIMO 系統中使用 Differential Space Time Code

在文獻[2]中，首先提出 DPSK (Differential Phase Shift Keying) 的傳輸模式，也就是傳送端利用單一天線傳送經過 Differential Modulation 的 symbol，最後由接收端利用收到的 symbol 做 Differential Demodulation，而在文獻的最後將一次只傳送一個 symbol 的模式延伸至利用多根天線傳送經過 Differential Modulation 的整個矩陣形成 Differential Space Time Code。

$$\begin{aligned} s^{(1)} &= u^{(1)} s^{(0)} \\ s^{(2)} &= u^{(2)} s^{(1)} \\ s^{(3)} &= u^{(3)} s^{(2)} \\ &\vdots \\ s^{(\tau)} &= u^{(\tau)} s^{(\tau-1)} \\ &\vdots \end{aligned}$$

DPSK 的傳送方式就是在傳送端將上個時間點傳送至接收端的  $s^{(\tau-1)}$  當

作 reference symbol 與 data symbol  $u^{(\tau)}$  經過 Differential Modulation 後所產生的 difference symbol  $s^{(\tau)}$  在傳送端利用單一天線傳送至接收端，而接收端也是利用單一天線做接收，所以在第  $\tau$  個時間點接收端收到的訊號為

$$y^{(\tau)} = s^{(\tau)}h^{(\tau)} + w^{(\tau)} \quad (7)$$

$h^{(\tau)}$  表示在第  $\tau$  個時間點傳送端與接收端之間的通道響應， $w^{(\tau)}$  則代表接收端的雜訊，假設在前後時間點的通道響應沒有變化，也就是  $h^{(\tau)} = h^{(\tau-1)}$ ，則我們可以將 (7) 改寫

$$\begin{aligned} y^{(\tau)} &= u^{(\tau)} s^{(\tau-1)} h^{(\tau)} + w^{(\tau)} \\ &= u^{(\tau)} s^{(\tau-1)} h^{(\tau-1)} + w^{(\tau)} \\ &= u^{(\tau)} y^{(\tau-1)} + w' \end{aligned}$$

因此我們可以利用接收端在前後時間點收到的訊號  $y^{(\tau)}$  與  $y^{(\tau-1)}$  來對 data symbol  $u^{(\tau)}$  做 ML Detection

$$\arg \min_{u^{(\tau)}} \|y^{(\tau)} - u^{(\tau)} y^{(\tau-1)}\|$$

實際的情形下， $h^{(\tau)} = h^{(\tau-1)}$  是無法成立的，只能在前後時間點時間間隔很小的時候會使得  $h^{(\tau)} \cong h^{(\tau-1)}$ ，然後當前後時間點通道響應的變化過大的時候，以 DPSK 的傳輸模式在接收端做 ML Detection 時就會很容易出現錯誤。

Differential Space Time Code 就是將上述 DPSK 的傳輸模式由單一天線來做傳送與接收的工作延伸至在 MIMO 系統下利用多根天線來完成矩陣的 Differential Modulation。

一般而言我們討論 Differential Space Time Code 時在經過 Differential Modulation 後的矩陣都是以  $M \times N$  為矩陣的大小，亦即在  $M$  個 symbol period 中使用  $N$  根傳送天線在 MIMO 系統中傳送 Differential Space Time

Code，而在本論文中我們是以  $M=N$  的設定下討論如何在 MIMO 系統中使用 Differential Space Time Code。

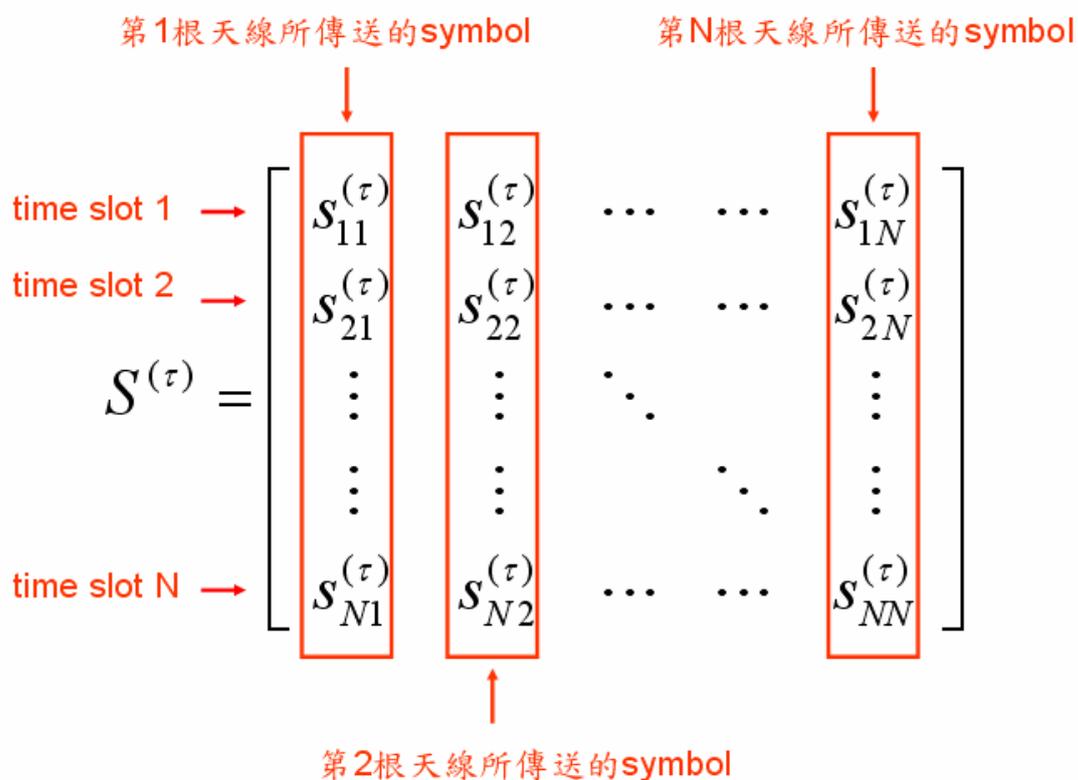


圖 3.1 MIMO 系統中 DSTBC 傳送端的 difference matrix

我們將  $N$  根天線且每根天線傳送  $N$  個 symbol period 的矩陣視為一個時間點 (block time) 所傳送的 difference matrix  $S^{(\tau)}$ ，產生 difference matrix 的方式則與 DPSK 的模式一樣，如果要在第  $\tau$  個時間點傳送 Differential Space Time Code 則必須有 code matrix  $U^{(\tau)}$  以及 reference matrix  $S^{(\tau-1)}$  才能產生所要傳送的 difference matrix  $S^{(\tau)}$ ，而計算的方式則如下

$$\begin{aligned} S^{(1)} &= U^{(1)} S^{(0)} \\ S^{(2)} &= U^{(2)} S^{(1)} \\ S^{(3)} &= U^{(3)} S^{(2)} \\ &\vdots \\ S^{(\tau)} &= U^{(\tau)} S^{(\tau-1)} \\ &\vdots \end{aligned}$$

code matrix  $U^{(\tau)}$  是由第  $\tau$  個時間點傳送端所要傳送的所有 data symbol 編碼而成，而我們使用第  $\tau-1$  個時間點所產生的 difference matrix  $S^{(\tau-1)}$  來當作第  $\tau$  個時間點的 reference matrix，最後讓 code matrix  $U^{(\tau)}$  與 reference matrix  $S^{(\tau-1)}$  做矩陣運算得出第  $\tau$  個時間點的 difference matrix  $S^{(\tau)}$ ，我們讓整個系統最初始的 reference matrix  $S^{(0)} = I_N$ ，並且將  $U^{(\tau)}$  設計為一組 Space Time Code 同時也讓  $U^{(\tau)}$  是一個 unitary matrix，如此計算出來的  $S^{(\tau)}$  矩陣中的各個元素數值才不會越來越龐大。

假設接收端也是利用  $N$  根天線來接收訊號，則我們在第  $\tau$  個時間點的接收端可以收到一個  $N \times N$  的矩陣訊號

$$Y^{(\tau)} = S^{(\tau)} H^{(\tau)} + W^{(\tau)} \quad (8)$$

因為傳送端與接收端皆使用  $N$  根天線分別做傳送與接收的動作，所以通道響應矩陣  $H^{(\tau)}$  的大小則為  $N \times N$ ，我們假設在短時間內前後時間點的通道響應矩陣相同，亦即  $H^{(\tau)} = H^{(\tau-1)}$ ，則我們可以將接收端所收到的矩陣改寫

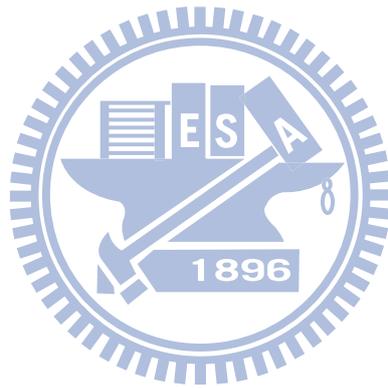
$$\begin{aligned} Y^{(\tau)} &= S^{(\tau)} H^{(\tau-1)} + W^{(\tau)} \\ &= U^{(\tau)} S^{(\tau-1)} H^{(\tau-1)} + W^{(\tau)} \\ &= U^{(\tau)} Y^{(\tau-1)} + W' \end{aligned}$$

$Y^{(\tau-1)}$  是第  $\tau-1$  個時間點接收端所收到的矩陣，而由上述的式子在不考慮雜訊影響的情況下我們可以知道接收端前後時間點所接收到的矩陣之間有著 code matrix  $U^{(\tau)}$  的關聯性，而解出 code matrix  $U^{(\tau)}$  便可以解出 data symbol，因此我們在接收端解調時就是利用此關聯性來做 ML

Detection 得出第  $\tau$  個時間點的 code matrix  $U^{(\tau)}$

$$\hat{U}^{(\tau)} = \arg \min_{U^{(\tau)}} \|Y^{(\tau)} - U^{(\tau)} Y^{(\tau-1)}\|$$

使用 Differential Space Time Code 與其他 Space Time Code 不同的地方在於整個系統不需要做通道估計 (channel estimation) 就可以解出傳送的数据，表示在相同長度的時間內 Differential Space Time Code 比起其他 Space Time Code 可以傳送較多的 data，但這種方式只能適用在前後時間點通道響應變化不大的時候，一旦前後時間點的通道響應產生劇烈變化時就會使得接收端的解調產生錯誤。



### 3.2 Relay-based Differential Space Time Code method A

在 Wireless Relay Network 使用 Differential Space Time Code 時，我們則是讓各個中繼端代替 MIMO 系統中的各根天線來傳送一整組 Differential Space Time Code，並稱為 Relay-based Differential Space Time Code，因此現在的問題就在於 difference matrix  $S^{(\tau)}$  是要在傳送端或是在中繼端產生，如果由傳送端產生 difference matrix  $S^{(\tau)}$  然後將整個  $S^{(\tau)}$  完整的傳送至中繼端，因為  $S^{(\tau)}$  是一個矩陣，所以在相同頻帶下傳送端與中繼端必須使用多根天線來傳送與接收才能在中繼端得到完整的  $S^{(\tau)}$ ，在每一個中繼端都收到完整的  $S^{(\tau)}$  之後，由各個中繼端分配  $S^{(\tau)}$  的行向量最後合作傳送  $S^{(\tau)}$  至接收端再利用 3.1 節的 ML Detection 解出 code matrix  $U^{(\tau)}$  進而得到全部的 data symbol，但是這種作法會增加傳送端與各個中繼端傳送與接收傳送訊號時所使用的天線數目，無法符合 Wireless Relay Network 中繼端天線數目的設定。

因此我們現在的作法則是讓各個中繼端自行產生 difference matrix  $S^{(\tau)}$ ，且將此種做法稱為 Relay-based Differential Space Time Code method A，假設 Wireless Relay Network 中總共有  $N$  個中繼端，而且每個中繼端只使用單一天線來做傳輸與接收，而 Relay-based Differential Space Time Code 的矩陣大小與上一節所討論的 MIMO 系統一樣是  $N \times N$  的矩陣，在每一個中繼端的天線則代替 MIMO 系統中傳送端的  $N$  根天線來傳送 Relay-based Differential Space Time Code。

在各個中繼端自行產生 difference matrix  $S^{(\tau)}$  的條件下，我們必須利用 Decode-and-Forward 的傳輸模式，也就是在傳送端將所有 data symbol 編碼後傳送至各個中繼端，而各個中繼端則將收到的訊號解碼得出第  $\tau$  個時間點傳送端所要傳送的所有 data symbol，當每個中繼端都解出 data

symbol 之後則各自將解出的 data symbol 編碼成 code matrix  $U_n^{(\tau)}$ ，n 表示的是第 n 個中繼端，然後與各個中繼端的 reference matrix  $S_n^{(\tau-1)}$  做矩陣運算得出第  $\tau$  個時間點的 difference matrix  $S_n^{(\tau)}$ ，假設從系統開始運作之後各個中繼端的解調都沒出現錯誤的情況下，則  $U_1^{(\tau)} = U_2^{(\tau)} = \dots = U_N^{(\tau)}$  且  $S_1^{(\tau-1)} = S_2^{(\tau-1)} = \dots = S_N^{(\tau-1)}$ ，因此每個中繼端所計算出來的 difference matrix  $S_n^{(\tau)}$  都相同，而最後第 n 個中繼端則如同在 MIMO 系統中的第 n 根天線依照 symbol period 傳送 Relay-based Differential Space Time Code。

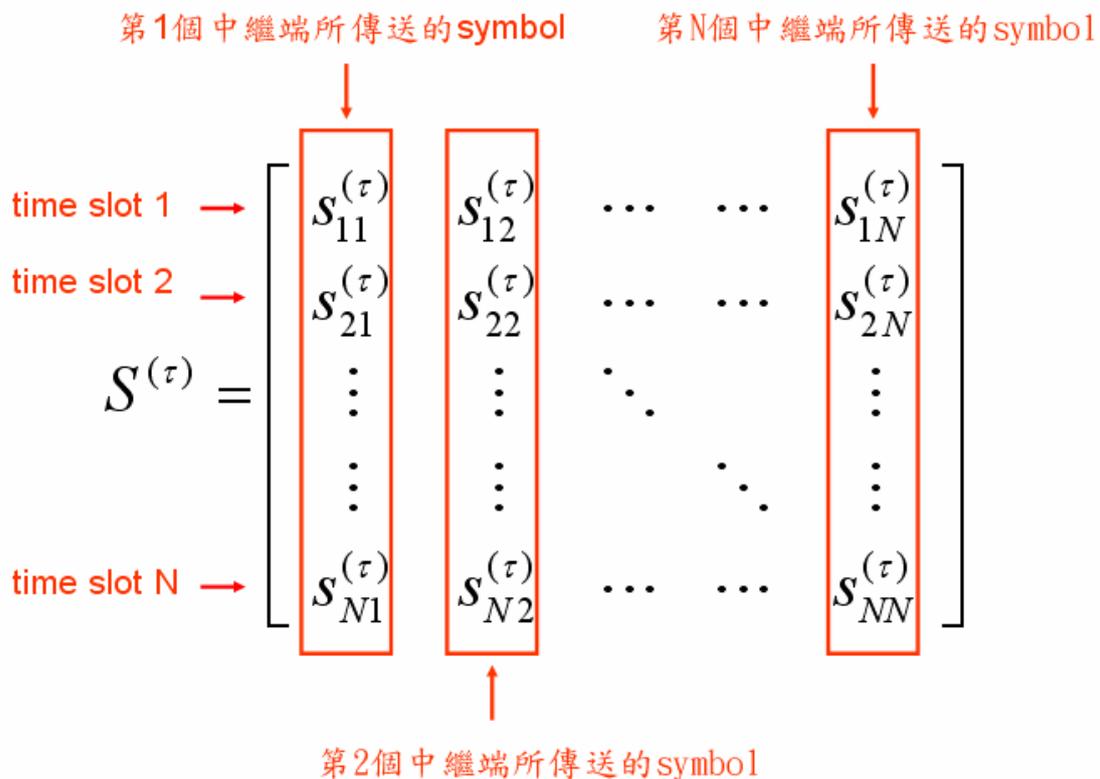


圖 3.2 Wireless Relay Network 中各個中繼端傳送的 symbol

而在 Wireless Relay Network 的接收端，我們假設接收端是一個會移動的 Mobile Station，所以我們使用單一天線來做接收訊號的工作，此時接收端所收到的訊號就不會如同 MIMO 系統的接收訊號是一組  $N \times N$  的矩陣而是一個  $N \times 1$  的向量

$$y^{(\tau)} = S^{(\tau)} H^{(\tau)} + W^{(\tau)} \quad (9)$$

因為接收端使用單一天線，所以在中繼端與接收端之間只有  $N$  個通道，因此  $H^{(\tau)}$  的大小則為  $N \times 1$ ，同樣的我們假設在極短的時間內前後時間點的通道響應相同，亦即  $H^{(\tau)} = H^{(\tau-1)}$ ，則我們可以將 (9) 改寫

$$\begin{aligned} y^{(\tau)} &= S^{(\tau)} H^{(\tau-1)} + W^{(\tau)} \\ &= U^{(\tau)} S^{(\tau-1)} H^{(\tau-1)} + W^{(\tau)} \\ &= U^{(\tau)} y^{(\tau-1)} + W' \end{aligned}$$

由上述的式子我們可以知道接收端前後時間點所接收到的向量之間與 MIMO 系統一樣有著 code matrix  $U^{(\tau)}$  的關聯性，因此我們同樣的在接收端利用 ML Detection 的方式來解出 code matrix  $U^{(\tau)}$

$$\hat{U}^{(\tau)} = \arg \min_{U^{(\tau)}} \|y^{(\tau)} - U^{(\tau)} y^{(\tau-1)}\|$$

與 MIMO 系統有所不同的是在 Wireless Relay Network 中使用 Decode-and-Forward 的模式下，Relay-based Differential Space Time Code 除了中繼端與接收端之間因為通道響應變化劇烈而導致接收端解調錯誤之外，在傳送 data symbol 至中繼端的階段，我們無法保證所有的中繼端都解出正確的 data symbol，因此只要一個中繼端解出錯誤的 data symbol，則該中繼端所產生的 difference matrix  $S^{(\tau)}$  就會與其他的中繼端不相同，因而傳送錯誤的行向量至接收端，導致接收端解調錯誤，並且該中繼端之後所產生的 difference matrix 也會跟著出錯，但如果我們讓 difference matrix 在傳送端產生，則在中繼端就需要使用多根天線接收傳送端訊號，為了解決這個問題，我們在第四章使用 Amplify-and-Forward 的模式傳送 Distributed Differential Space Time Code，在討論完 Distributed Differential Space Time Code 的傳輸方式後，我們也針對 Differential Modulation 是在傳送端或是中繼端進行將 Distributed Differential Space Time Code 的傳輸方式由 Amplify-and-Forward 改為 Decode-and-Forward 做探討及比較。

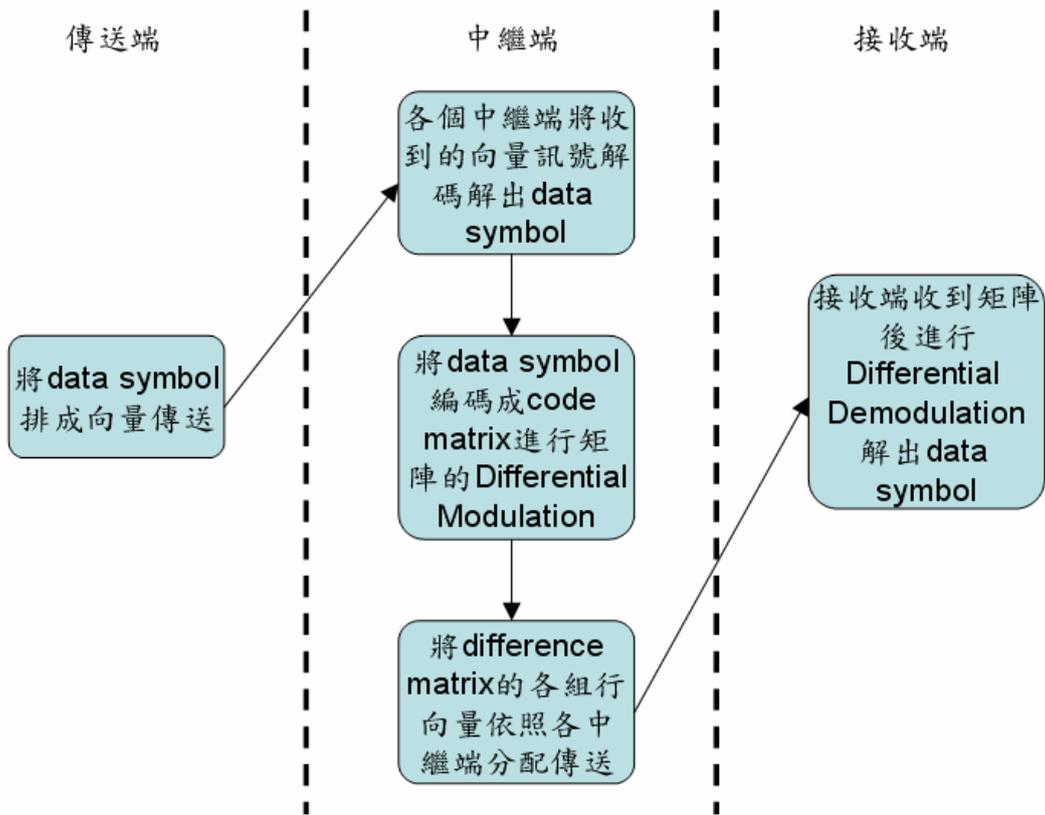
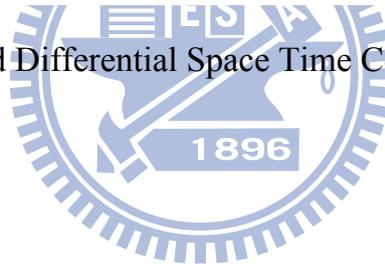


圖 3.3 Relay-based Differential Space Time Code method A 流程圖



# 第四章 Distributed Differential Space Time Code

在第三章的最後，我們探討在 Wireless Relay Network 中利用 Decode-and-Forward 的傳輸模式傳送 Relay-based Differential Space Time Code，方式是由各個中繼端進行 Differential Modulation 計算  $S^{(\tau)}$  再傳送至接收端，本章將會討論在傳送端進行 Differential Modulation 的 Distributed Differential Space Time Code，且針對在傳送端或是中繼端進行 Differential Modulation 的議題將 Distributed Differential Space Time Code 改為 Decode-and-Forward 的傳輸模式做比較。

我們在 4.1 節會讓 Wireless Relay Network 運作在 Amplify-and-Forward 的傳輸模式下，由傳送端傳送 data symbol vector 並利用各個中繼端 Relay Matrix 的設計讓各個分散 (distributed) 的中繼端共同合作傳送一組由 data symbol vector 編碼而成的 Space Time Code 至接收端，也就是 Distributed Space Time Code。而 4.2 節則是建立在 4.1 節的傳輸架構下，傳送時將使用兩層編碼，首先傳送端不再只是傳送原本的 data symbol vector 而改成傳送在傳送端經過 Differential Modulation 編碼後的 difference symbol vector，接著讓各個中繼端將收到的 difference symbol vector 再編碼成一組 Space Time Code，這也是 Distributed Differential Space Time Code 的設計，這種傳輸模式可以讓接收端利用了 Differential Transmission 的最大好處，在不需要 Phase 1 與 Phase 2 通道響應係數的情況下能夠使用 ML Detection 來解調，但對於 Differential Modulation 中 code matrix 以及各個中繼端 Relay Matrix 這兩層編碼的設計上就會有一些特別的條件。4.3 節則是建立在 Distributed Differential Space Time Code 的傳輸架構下並使用相同的編碼方式，只是進行 Differential Modulation 的位置改為在各個中繼端進行，同時也必須利用 Decode-and-Forward 的傳輸模式，與 3.2 節討論的傳輸方式在

Phase 1 相同，只是中繼端對於解出來的 data symbol 使用另一種方式處理，因此我們稱其為 Relay-based Differential Space Time Code method B。而 4.4 節則是介紹了幾種在 Wireless Relay Network 下 Distributed Differential Space Time Code 的編碼方式，包括 Alamouti Code、Square Real Orthogonal Code 以及 Circulant Code。



## 4.1 Distributed Space Time Code

以往在 Wireless Relay Network 中利用各個中繼端相互合作傳送一組 Space Time Code 時，都是各個中繼端各自將從傳送端送來的資訊解碼得出傳送端所要傳送至接收端的 symbol，之後各個中繼端將解碼後的每一個 symbol 再重新編碼成一組 Space Time Code，如果每個中繼端解碼都正確的情況下，則各個中繼端都擁有著相同的一組 Space Time Code，最後依照該組 Space Time Code 的分配方式由每一個中繼端負責傳送 Space Time Code 的某一行，達到各個中繼端合作傳送一組 Space Time Code 的目標，使用這種方式傳送 Space Time Code 的各個中繼端就代替了在 MIMO 系統中傳送端傳送 Space Time Code 所使用的多根天線，而在 Wireless Relay Network 中的接收端在解碼時就直接沿用 MIMO 系統下的解碼方式就可以得到傳送端傳送的資訊。

在文獻[3]中，討論到如何在 Wireless Relay Network 的系統架構下將 Space Time Code 利用 Linear Dispersion 的方式分解出 Space Time Code 的各組行向量，最後讓各個分散(distributed)的中繼端傳送分配到的行向量，藉此達成各個中繼端合作傳送一組 Space Time Code 的效果，而其中最大的好處是各個中繼端不需要將傳送端傳送的資訊先做解碼才能傳送，而是在中繼端直接將傳送端傳來的資訊經過 Linear Dispersion 的矩陣運算後使用 Amplify-and-Forward 的方式將傳送端的資訊傳送至接收端，而接收端也可以沿用 MIMO 系統下的解碼方式獲得傳送端的資訊。

討論利用 Linear Dispersion 的方式在 Wireless Relay Network 使用各個中繼端傳送一組 Space Time Code 之前，我們先從利用 Linear Dispersion 的方式規劃 MIMO 系統中傳送端多根天線的傳輸行向量開始，最後再將多根天線的規劃方式直接應用到多個中繼端即可，在文獻[4]有討論到如何在 MIMO 系統中利用 Linear Dispersion 的方式在傳送端計算出每根天線所要

傳送的向量訊號，任何一個線性的 Space Time Code 都可以用 Linear Dispersion 的方式分解，先從分解各個 symbol 的角度來看

$$S = \sum_{i=1}^N s_i C_i + s_i^* D_i \quad (10)$$

S 是一組已經編碼完成且維度為  $M \times N$  的 Space Time Code， $s_1 \cdots s_N$  表示該組 Space Time Code 的所有 symbol， $C_i$  與  $D_i$  是  $M \times N$  的矩陣，代表的是各個 symbol 在該 Space Time Code 矩陣的位置，藉由  $C_i$  與  $D_i$  以及各個 symbol 的計算方式可以得到一組 Space Time Code，而我們也可以利用 Linear Dispersion 的方式應用在計算 MIMO 系統中傳送端單一天線依照時間所要傳送的 symbol vector

$$S = [\bar{s}_1 \quad \bar{s}_2 \quad \cdots \quad \bar{s}_i \quad \cdots \quad \bar{s}_N]$$

$$\bar{s}_i = A_i \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} + B_i \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \\ \vdots \\ s_N^* \end{bmatrix} \quad i = 1 \cdots N \quad (11)$$

此時的  $i$  表示的是第  $i$  根天線， $\bar{s}_i$  表示 S 的第  $i$  個行向量，同時也是第  $i$  根天線所要傳送的 symbol vector， $A_i$  與  $B_i$  依舊是  $M \times N$  的矩陣，代表計算第  $i$  根天線所要傳送 symbol vector 的 Linear Dispersion 矩陣，例如以使用兩根天線傳輸的 Alamouti Code 為例子，所以我們在計算時會使用兩組矩陣，第一組矩陣會利用在計算第一根天線所要傳送的向量訊號

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_1 = 0$$

而第二組矩陣則為

$$A_2 = 0 \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

現在假設傳送端要傳送一組向量  $s = [s_1 \ s_2]^T$ ，則我們利用第一組矩陣計算得到第一根天線的傳送向量為

$$A_1 s + B_1 \bar{s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + 0 = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

而第二組矩陣計算出來的第二根天線傳送向量則為

$$A_2 s + B_2 \bar{s} = 0 + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} \quad (13)$$

由 (12) 與 (13) 利用矩陣運算計算出來的傳送向量，我們就可以得出利用 2 根天線傳送一組 Alamouti Code 的結果。

了解如何利用 Linear Dispersion 的方式計算出各根天線在 MIMO 系統中所傳送的 symbol vector 之後，我們將這種方式應用在分配 Wireless Relay Network 中繼端所傳送的 symbol vector，藉此達成各個中繼端合作傳送一組 Space Time Code 的效果。

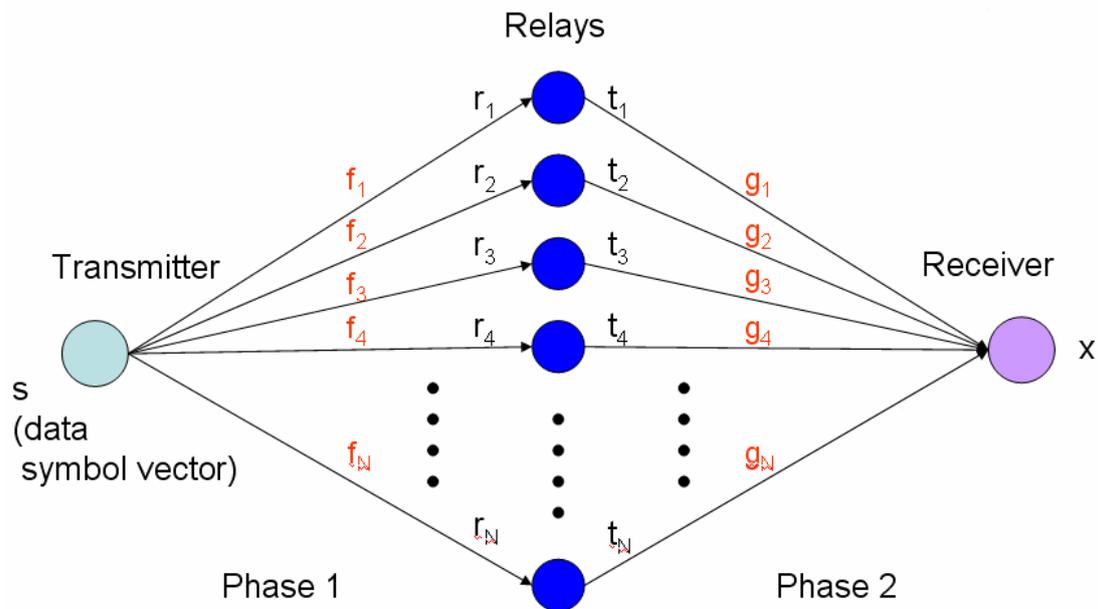


圖 4.1 在各個端點使用單一天線的 Wireless Relay Network

圖 4.1 表示在 Wireless Relay Network 下使用  $N$  個中繼端傳送資訊的系統架構，每一個端點都只使用一根天線來完成傳送與接收的工作，所以對於整個系統的 Phase 1（傳送端至中繼端）與 Phase 2（中繼端至接收端）都各自有著  $N$  個通道， $f$  與  $g$  則分別代表 Phase 1 與 Phase 2 的通道響應係數， $r$  表示各個中繼端收到來自傳送端的資訊， $t$  則表示各個中繼端經過 Linear Dispersion 的方式分配後得到的轉送資訊， $x$  表示接收端收到的向量訊號。

$s$  代表的是 information bits 經過編碼後的 symbol vector，我們將向量  $s$  完整的傳送至接收端所花的時間稱為一個時間點（block time），而在一個時間點內我們要傳送  $T$  個 symbol，所以

$$s = [s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_T]$$

$s$  同時代表著在 Phase 1 我們花費  $T$  個 time slot 來傳送  $T$  個 symbol，假設傳送一個 symbol 傳送端要花費的平均傳送能量為  $P_1$ ，則每個中繼端收到的傳送訊號  $r$  則為

$$r_i = \sqrt{P_1 T} s f_i + v_i \quad i = 1, 2, 3 \cdots N$$

$$v_i \in N(0,1) \quad (14)$$

$r_i$  表示第  $i$  個中繼端收到的向量訊號， $v_i$  則是當每個中繼端收到整組傳送端向量訊號時各個中繼端相互獨立的中繼端雜訊。

計算各個中繼端的轉送向量  $t_i$  時我們不對收到的向量訊號進行解碼，而是讓各個中繼端將收到的向量  $r_i$  利用 Linear Dispersion 的方式計算出每個中繼端所要傳送的轉送向量訊號  $t_i$ ，同時所有中繼端的向量訊號  $t_i$  結合起來就是一組 Space Time Code。而現在我們將 MIMO 系統中多根天線利用 Linear Dispersion 的方式傳送同一組 Space Time Code 的方法應用在 Wireless Relay Network 中的多個中繼端上，所以我們可以得出各個中繼端

的轉送向量訊號為

$$t_i = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} (A_i r_i + B_i \bar{r}_i) \quad i=1,2,3 \dots N \quad (15)$$

$P_2$  表示轉送向量訊號  $t$  在傳送一個 symbol 所使用的平均傳送能量，而  $A_i$  與  $B_i$  則表示各個中繼端各自擁有的各組 Relay Matrix，而各組 Relay Matrix 的設計方式則與 MIMO 系統中各根天線的矩陣設計方式相同，例如我們讓 2 個中繼端合作傳送一組 Alamouti Code 時則設計第一個中繼端的 Relay Matrix 為

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_1 = 0$$

第二個中繼端的 Relay Matrix 則為

$$A_2 = 0 \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

在  $A_i$  與  $B_i$  的設計上，除了配合所要合作傳送的該組 Space Time Code 之外，我們也不讓使用 Relay Matrix 的設計方式使得中繼端轉送的向量訊號需要使用更大的能量來傳輸，因此我們會設計讓 Relay Matrix 的組合當  $A_i$  為 0 的時候  $B_i$  是 unitary matrix，而當  $B_i$  為 0 時  $A_i$  是 unitary matrix。

當各個中繼端各自計算出轉送向量訊號  $t$  之後便各自傳送至接收端，因為接收端使用一根天線接收，所以我們在接收端可以接收到一組向量訊號  $x$  為

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} t_1 & t_2 & \cdots & \cdots & t_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} + W \\
&= \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \hat{r}_1 & \hat{A}_2 \hat{r}_2 & \cdots & \cdots & \hat{A}_N \hat{r}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} + W \\
&= \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1+1}} \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \hat{f}_1 \hat{s}_1 & \hat{A}_2 \hat{f}_2 \hat{s}_2 & \cdots & \cdots & \hat{A}_N \hat{f}_N \hat{s}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} + W \\
&= \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1+1}} \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \hat{s}_1 & \hat{A}_2 \hat{s}_2 & \cdots & \cdots & \hat{A}_N \hat{s}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{f}_1 g_1 \\ \hat{f}_2 g_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \hat{f}_N g_N \end{bmatrix} + W \\
&= \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1+1}} SH + W
\end{aligned} \tag{16}$$

其中  $\hat{A}_i$  表示該中繼端利用  $A_i$  或是  $B_i$  來計算轉送向量  $t_i$ ，而  $\hat{s}_i$  與  $\hat{f}_i$  則是當各個中繼端在計算轉送向量訊號  $t_i$  使用的是  $B_i$  時，則會將該中繼端收到的向量訊號  $r_i$  取複數而造成算式上  $s_i^*$  與  $f_i^*$  產生，因此在算式上我們使用  $\hat{s}_i$  與  $\hat{f}_i$  代替，當  $\hat{A}_i = A_i$  時

$$\hat{f}_i = f_i \quad \hat{s}_i = s \quad B_i = 0$$

當  $\hat{A}_i = B_i$  時

$$\hat{f}_i = \bar{f}_i \quad \hat{s}_i = \bar{s} \quad A_i = 0$$

接著討論雜訊的部份，此時接收端的雜訊除了自己本身的雜訊之外，因為中繼端雜訊包含在轉送訊號向量  $t_i$  中，所以也會受到 Phase 2 的通道響應影響而傳送至接收端，所以綜合雜訊為

$$W = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \sum_{i=1}^N g_i \hat{A}_i \hat{v}_i + w \quad w \in N(0,1) \quad (17)$$

且當  $\hat{A}_i = A_i$  時

$$\hat{v}_i = v_i \quad B_i = 0$$

當  $\hat{A}_i = B_i$  時

$$\hat{v}_i = \bar{v}_i \quad A_i = 0$$

其中  $w$  代表的是接收端本身的雜訊。

因為  $A_i$  與  $B_i$  都是 unitary matrix，所以  $A_i$  與  $B_i$  取 Frobenius norm 之後得到的總能量為 1，加上中繼端雜訊是平均值為 0 且變異數為 1 的高斯分佈，所以我們可以將綜合雜訊寫成

$$W \in N\left(0, 1 + \frac{P_2}{P_1 + 1} \sum_{i=1}^N |g_i|^2 I_N\right)$$

其中  $I_N$  代表的是  $N \times N$  的單位矩陣。而所以在接收端我們可以對訊號向量  $x$  做 ML Detection

$$\arg \min_s \left\| x - \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} S H \right\|$$

然而做 ML Detection 時依照上面的公式，接收端除了必須知道傳送端與中繼端傳送一個 symbol 的平均傳送能量之外，最重要的就是接收端必須知道通道響應  $H$ ，由上面的計算我們可以知道  $H$  為

$$H = \begin{bmatrix} \hat{f}_1 g_1 \\ \hat{f}_2 g_2 \\ \vdots \\ \hat{f}_N g_N \end{bmatrix}$$

因此對於整個系統的通道響應  $H$ ，除了接收端要做中繼端與接收端之間的通道估測 (channel estimation) 之外，中繼端還必須讓傳送端與中繼端之間的通道響應  $f_i$  傳遞至接收端，如此才能夠在接收端得到完整的  $H$  來做 ML Detection，為了解決需要大量通道估測的問題，我們將不需要進行通道估測的 Differential Space Time Code 與使用 Linear Dispersion 的 Distributed Space Time Code 做結合，來減低在 Wireless Relay Network 中 two-phase 的通道響應對接收端進行 ML Detection 的影響。

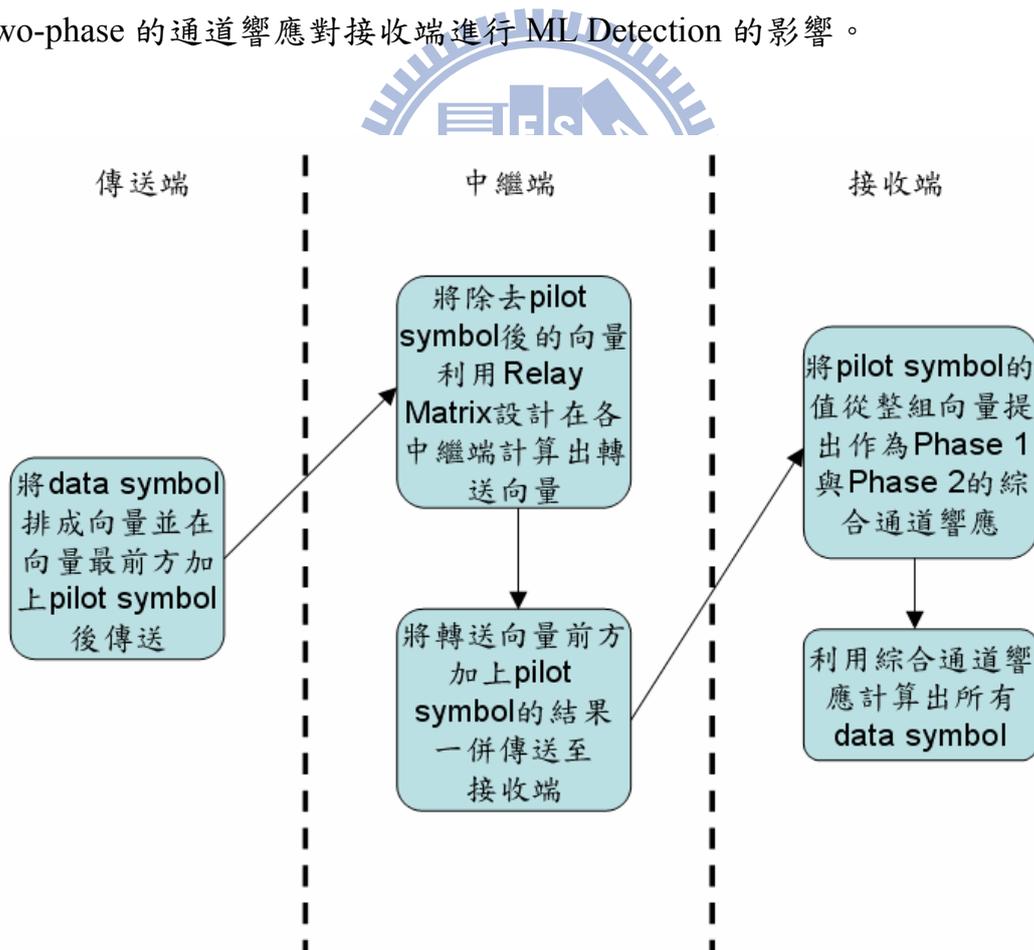


圖 4.2 Distributed Space Time Code 流程圖

## 4.2 Distributed Differential Space Time Code

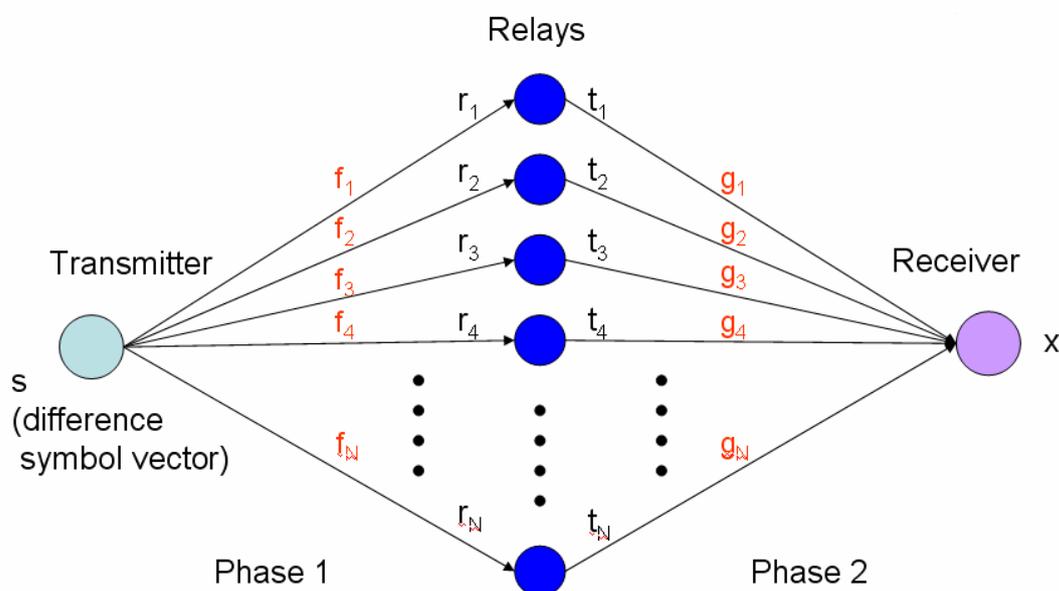


圖 4.3 相同的系統架構下傳送端傳送 difference symbol vector

在本節 Wireless Relay Network 的系統架構同樣是在傳送端、中繼端與接收端都只使用單一根天線來做傳送與接收訊號的工作，而我們讓傳送端傳送向量的長度與整個系統中繼端的個數相同，亦即  $T=N$ ，如此在各個中繼端就可以合作傳送一組 full-diversity 的 Space Time Code。

現在傳送端產生的向量訊號不再是只由 data symbol 所組成，而是利用 Differential Modulation 製造 difference symbol vector，方法是將 information bits 經過 Modulation (BPSK、QPSK 等) 變成 data symbol 後，再將 data symbol 編碼成 code matrix  $U^{(\tau)}$ ，再利用  $U^{(\tau)}$  產生 difference symbol vector  $s^{(\tau)}$

$$s^{(\tau)} = \sqrt{PT}U^{(\tau)}s^{(\tau-1)} \quad (18)$$

$s^{(\tau)}$  是一個  $N \times 1$  的傳送向量，我們使用  $N$  個 time slot 將  $s^{(\tau)}$  傳送至中繼端，而整個  $s^{(\tau)}$  完整的從傳送端經由中繼端轉送至接收端的整個過程我們稱為一個時間點 (block time)，所以  $s^{(\tau)}$  就代表著第  $\tau$  個時間點的 difference

symbol vector，計算方式是由 data symbol 編碼成的 code matrix  $U^{(\tau)}$  與上一個時間點的 difference symbol vector  $s^{(\tau-1)}$  所計算得出， $P_1$  表示在 Phase 1 傳送端傳送一個 symbol 所花費的平均傳送能量，為了不增加傳送能量，所以在設計 code matrix  $U^{(\tau)}$  的時候，我們會讓  $U^{(\tau)}$  為一個 unitary matrix。

4.1 節的 Distributed Space Time Code 是單純的將 data symbol 結合成 symbol vector，然後在各個中繼端利用 Linear Dispersion 的方式合作傳送一組 Space Time Code。而 Distributed Differential Space Time Code 在傳送向量的方式上與 Distributed Space Time Code 傳輸模式相同，只是傳送的向量不再只是由 data symbol 所組成，而是傳送經過 Differential Modulation 的 difference symbol vector  $s^{(\tau)}$ ，當  $s^{(\tau)}$  利用比較安全的 Distributed Space Time Code 傳輸模式完整的傳送至接收端後，對 data symbol 而言等於是經過了兩層的編碼，因此在接收端進行 ML Detection 時無法使用不需要通道響應係數的 Differential Demodulation，所以對於 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  我們在接下來的計算中會有一些特殊的設定，目的是讓接收端在做 ML Detection 的時候不需要先做通道估測。

我們同樣的沿用 Distributed Space Time Code 在 Relay Matrix 上的設計，當  $A_i$  為 0 的時候  $B_i$  是 unitary matrix，而當  $B_i$  為 0 時  $A_i$  是 unitary matrix，所以在第  $\tau-1$  個時間點接收端收到的向量為

$$x^{(\tau-1)} = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \hat{s}_1^{(\tau-1)} & \hat{A}_2 \hat{s}_2^{(\tau-1)} & \dots & \dots & \hat{A}_N \hat{s}_N^{(\tau-1)} \end{bmatrix} H^{(\tau-1)} + W^{(\tau-1)} \quad (19)$$

而在第  $\tau$  個時間點接收端收到的向量則為

$$x^{(\tau)} = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \hat{s}_1^{(\tau)} & \hat{A}_2 \hat{s}_2^{(\tau)} & \dots & \dots & \hat{A}_N \hat{s}_N^{(\tau)} \end{bmatrix} H^{(\tau)} + W^{(\tau)} \quad (20)$$

由於前後時間點的 difference symbol vector 有著一個 code matrix  $U^{(\tau)}$  的關聯性，因此我們可以將 (20) 改寫為

$$x^{(\tau)} = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \left[ \hat{A}_1 \hat{U}^{(\tau)} \hat{s}_1^{(\tau-1)} \quad \hat{A}_2 \hat{U}^{(\tau)} \hat{s}_2^{(\tau-1)} \quad \dots \quad \dots \quad \hat{A}_N \hat{U}^{(\tau)} \hat{s}_N^{(\tau-1)} \right] H^{(\tau)} + W^{(\tau)} \quad (21)$$

$\hat{A}_i$  則代表著 Relay Matrix 有著  $A_i$  與  $B_i$  的選擇，當  $\hat{A}_i = A_i$  時

$$B_i = 0 \quad \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)}$$

當  $\hat{A}_i = B_i$  時

$$A_i = 0 \quad \hat{U}^{(\tau)} = \overline{U^{(\tau)}}$$

如果  $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  成立，或者更明確的表示

$$\begin{aligned} A_i U^{(\tau)} &= U^{(\tau)} A_i \\ B_i \overline{U^{(\tau)}} &= \overline{U^{(\tau)}} B_i \end{aligned} \quad (22)$$

則我們可以將第  $\tau$  個時間點的接收端收到的向量再改寫

$$x^{(\tau)} = U^{(\tau)} \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \left[ \hat{A}_1 \hat{s}_1^{(\tau-1)} \quad \hat{A}_2 \hat{s}_2^{(\tau-1)} \quad \dots \quad \dots \quad \hat{A}_N \hat{s}_N^{(\tau-1)} \right] H^{(\tau)} + W^{(\tau)} \quad (23)$$

假設 Phase 1 與 Phase 2 的通道響應  $f_i$  與  $g_i$  沒有變化，因此我們可以得出前後時間點的通道響應

$$H^{(\tau)} = H^{(\tau-1)}$$

因此第  $\tau$  個時間點的接收向量

$$\begin{aligned} &x^{(\tau)} \\ &= U^{(\tau)} \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \left[ \hat{A}_1 \hat{s}_1^{(\tau-1)} \quad \hat{A}_2 \hat{s}_2^{(\tau-1)} \quad \dots \quad \dots \quad \hat{A}_N \hat{s}_N^{(\tau-1)} \right] H^{(\tau-1)} + W^{(\tau)} \\ &= U^{(\tau)} x^{(\tau-1)} + W^{(\tau)} \end{aligned} \quad (24)$$

其中綜合雜訊為

$$W^{(\tau)'} = W^{(\tau)} - U^{(\tau)}W^{(\tau-1)} \quad (25)$$

由 4.1 節的綜合雜訊計算方式，我們可以知道

$$W^{(\tau)}, W^{(\tau-1)} \in N\left(0, 1 + \frac{P_2}{P_1 + 1} \sum_{i=1}^N |g_i|^2 I_N\right)$$

因此

$$W^{(\tau)'} \in N\left(0, 2\left(1 + \frac{P_2}{P_1 + 1} \sum_{i=1}^N |g_i|^2\right) I_N\right)$$

至於在接收端所使用的 ML Detection 公式則為

$$\arg \min_{U^{(\tau)}} \|x^{(\tau)} - U^{(\tau)}x^{(\tau-1)}\|$$

只要解出 code matrix  $U^{(\tau)}$  後再根據  $U^{(\tau)}$  的編碼方式就可以得到 data symbol，這種傳輸的模式改良了在 4.1 節中 Distributed Space Time Code 在接收端做 ML Detection 時需要 Phase 1 與 Phase 2 的通道響應係數才能完成的缺點，使用 Distributed Differential Space Time Code 時則只要利用前後時間點接收端收到的向量便可以執行 ML Detection，而且在相同時間長度內，使用 Distributed Differential Space Time Code 可以傳送更多的 data，但是與所有的 Differential Demodulation 的缺點一樣，當前後時間點通道響應變化劇烈的時候，接收端的解調就有可能會產生錯誤。

對於整個 Distributed Differential Space Time Code 的設計而言，code matrix  $U^{(\tau)}$  只是整個系統在傳送端製造 difference symbol vector 所使用的編碼矩陣，各個中繼端只是將傳送端產生的 difference symbol vector 利用 Relay Matrix 再編碼成 Distributed Space Time Code，目的是讓 difference symbol vector 能夠安全的傳送至接收端，所以 code matrix  $U^{(\tau)}$  與各個中繼端合作傳送的 Distributed Space Time Code 並非一定是相同的編碼方

式，因為各個中繼端將 difference symbol vector 再加上一層 Distributed Space Time Code 編碼的關係，造成了接收端無法直接利用前後時間點收到的訊號做 Differential Demodulation，變成需要 Phase 1 與 Phase 2 的通道響應才能解調，為了解決這個問題我們才將 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  設計成  $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  的關係式，使得接收端可以將收到的訊號轉換成  $U^{(\tau)}$  與前一個時間點接收訊號的乘積，才能利用 ML Detection 的方式進行不需要通道估測的 Differential Demodulation。

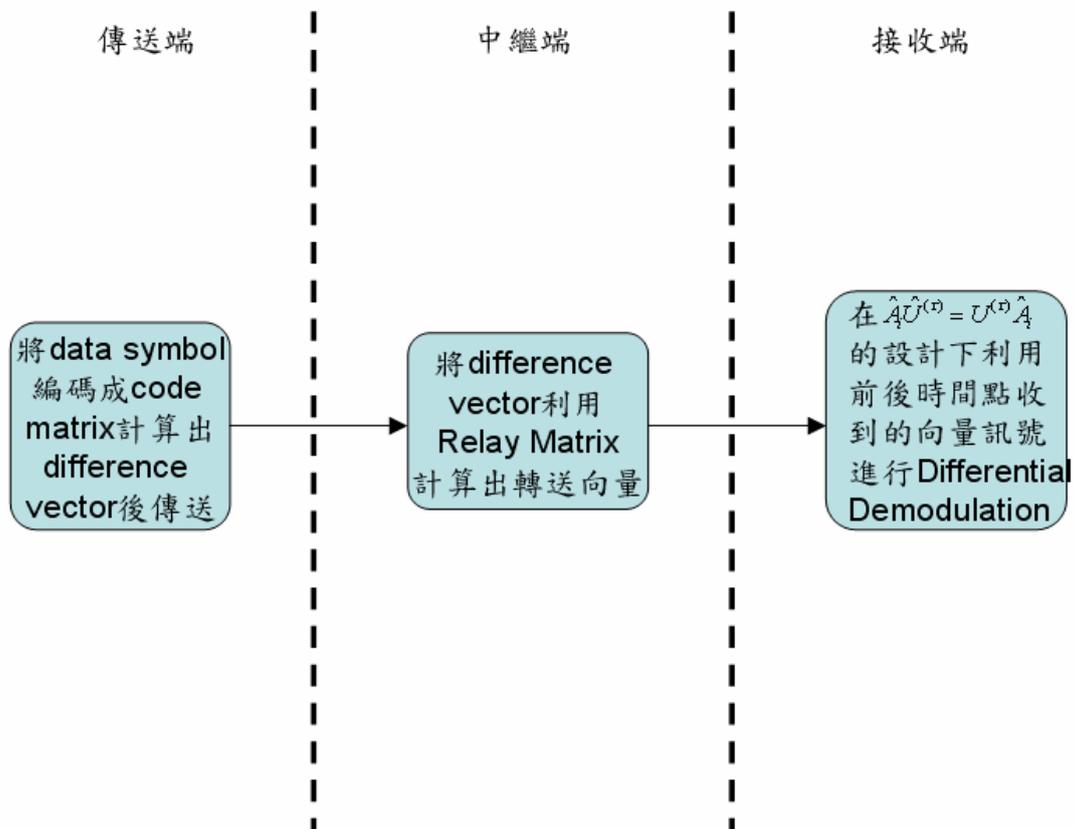


圖 4.4 Distributed Differential Space Time Code 流程圖

### 4.3 Relay-based Differential Space Time Code method B

4.2 節介紹的 Distributed Differential Space Time Code 是對 data symbol 進行兩層編碼，首先是在傳送端將 data symbol 編碼成 code matrix 進行 Differential Modulation 產生 difference symbol vector，接著將 difference symbol vector 利用 Relay Matrix 在各個中繼端編碼成一組 Space Time Code 傳送至接收端，最後利用  $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  的設計在接收端進行 ML Detection。

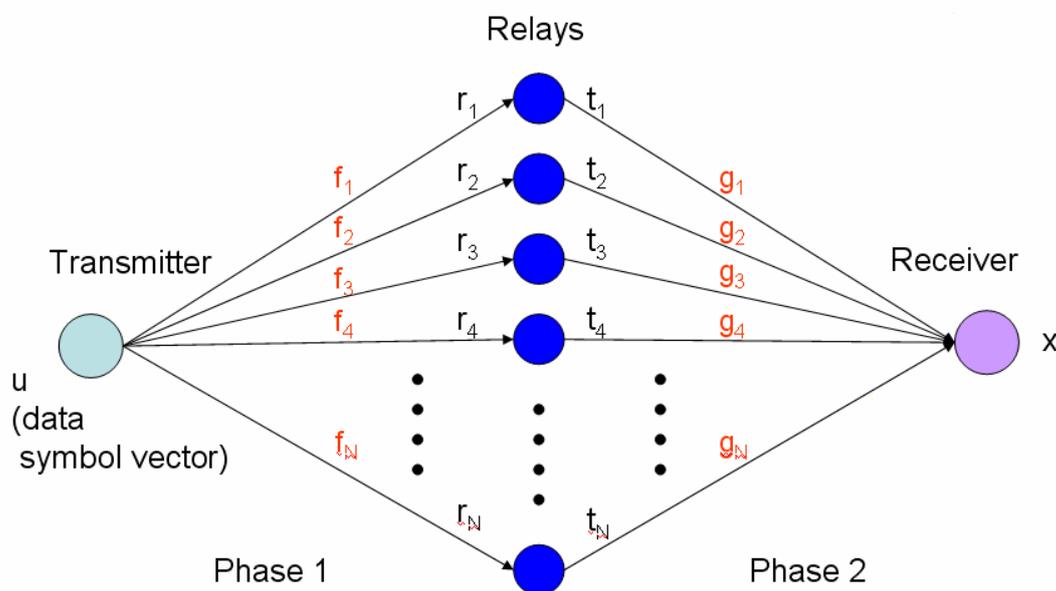


圖 4.5 Relay-based Differential Space Time Code method B

同樣在各個端點只使用單一天線傳送與接收訊號的系統架構下，Relay-based Differential Space Time Code method B 也是對 data symbol 進行兩層編碼，只是使用 Decode-and-Forward 的模式將進行 Differential Modulation 的位置改在各個中繼端進行，一開始傳送端將 data symbol 傳送至各個中繼端，而各個中繼端必須在 Phase 1 進行通道估測之後利用通道估測的結果將 data symbol 解調出來，當各個中繼端解出 data symbol 後就

進行 Differential Modulation 產生 difference symbol vector，假使各個中繼端在 Phase 1 都解調無誤則各個中繼端計算出來的 difference symbol vector 都會相同，最後各個中繼端利用 Relay Matrix 將 difference symbol vector 變為該中繼端所編碼 Space Time Code 的傳送行向量傳送至接收端，當接收端收到訊號之後則與 Distributed Differential Space Time Code 一樣進行相同的 ML Detection 解出 data symbol。

Relay-based Differential Space Time Code method B 在 Relay Matrix 以及 code matrix 都使用與 Distributed Differential Space Time Code 同樣的編碼方式，然而 Relay-based Differential Space Time Code method B 因為使用 Decode-and-Forward 的方式產生 difference symbol vector，所以當一個中繼端在 Phase 1 時解調出錯誤的 data symbol 時，就會產生與其他中繼端不同的 difference symbol vector，導致傳送錯誤訊號給接收端。相較於 Distributed Differential Space Time Code 在接收端解調時需要克服 Phase 1 與 Phase 2 兩組通道的通道變化，Relay-based Differential Space Time Code method B 則因為中繼端在解 data symbol 時已經將 Phase 1 的通道響應消去，所以接收端只會收到 Phase 2 的通道響應，使得接收端利用前後時間點接收訊號解調時只需要克服 Phase 2 的通道響應變化即可。

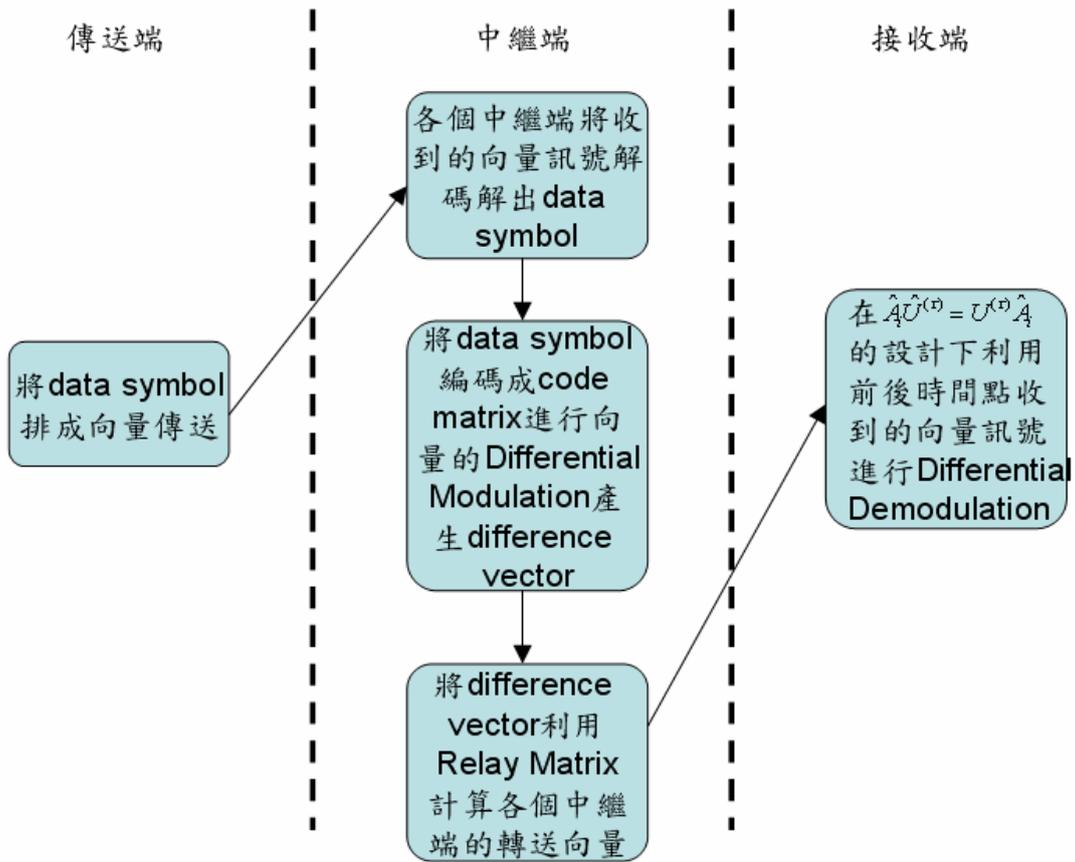


圖 4.6 Relay-based Differential Space Time Code method B 流程圖



## 4.4 雙層時空編碼

Distributed Differential Space Time Code 雖然提供了在接收端解調時不需要 Phase 1 與 Phase 2 通道響應的好處，但問題在於 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  特殊的關係式要成立

$$\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i \quad (26)$$

然而在  $\hat{A}_i$  與  $U^{(\tau)}$  並非一定是相同的編碼方式的情形下，我們只能對  $\hat{A}_i$  與  $U^{(\tau)}$  做一些設計上的規範，關係式中的 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  是將各個中繼端使用的 Distributed Space Time Code 利用 Linear Dispersion 的方式分解而得到的，為了讓關係式成立各個中繼端的  $A_i$  或是  $B_i$  必須其中一個為 0，而  $A_i$  與  $B_i$  分別代表實數向量與複數向量的 Linear Dispersion 矩陣，因此每個中繼端就會依照 Relay Matrix 是  $A_i$  或是  $B_i$  使得傳送向量變成實數向量或是複數向量，在這個條件下在各個中繼端所使用的 Distributed Space Time Code 必須要滿足所有的行向量必須整行是實數或是複數的編碼方式，至於我們在設計 code matrix  $U^{(\tau)}$  時則是依據文獻[2]與文獻[5]中提到當  $U^{(\tau)}$  被設計成一個 full diversity 的 unitary matrix 時可以讓系統未知通道響應的情況下有最佳的錯誤率。

本節我們提供了 Alamouti Code 與 Square Real Orthogonal Code 的設計，以及在最後使用 Circulant Code 的設計方式讓 Distributed Differential Space Time Code 不再只是適用於特定個數的中繼端，而是讓任何個數的中繼端都能使用 Distributed Differential Space Time Code。

### 4.4.1 Alamouti Code

當 Distributed Differential Space Time Code 應用在 2 個中繼端時，我們可以使用 full-diversity 的 Alamouti Code 來作為 code matrix  $U^{(\tau)}$ ，

$$U^{(\tau)} = \frac{1}{\sqrt{|u_1|^2 + |u_2|^2}} \begin{bmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{bmatrix} \quad (27)$$

由於  $U^{(\tau)}$  有將 symbol  $u_1$  與  $u_2$  可能產生的能量除掉維持 unitary matrix 的特性，所以能夠適用於 PSK 與 QAM 的編碼方式，而對於 Distributed Space Time Code 在各個中繼端的設計方式，我們將第一個中繼端的 Relay Matrix 設計成

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_1 = 0$$

第二個中繼端的 Relay Matrix 則設計成

$$A_2 = 0 \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

如此一來在 Alamouti Code 的設計上則維持了  $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  關係式的特性。

## 4.4.2 Square Real Orthogonal Code

在文獻[6]中有提到 Square Real Orthogonal Code 的設計方式，而 Square Real Orthogonal Code 同樣也是一種 full-diversity 的 Space Time Code，在此我們提供了應用在 2 個以及 4 個中繼端的 Square Real Orthogonal Code 當作 code matrix，而在 Relay Matrix 的設計上我們則讓所有中繼端的  $B_i$  皆為 0，先介紹 2 個中繼端的設計方式，code matrix 為

$$U^{(\tau)} = \begin{bmatrix} u_1 & -u_2 \\ u_2 & u_1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

而第一個中繼端的 Relay Matrix

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_1 = 0$$

第二個中繼端的 Relay Matrix 則為

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B_2 = 0$$

在上述的設計方式下， $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  的關係式依舊成立。

而應用在四個中繼端時 Square Real Orthogonal Code 的 code matrix 則設計為

$$U^{(\tau)} = \begin{bmatrix} u_1 & -u_2 & -u_3 & -u_4 \\ u_2 & u_1 & u_4 & -u_3 \\ u_3 & -u_4 & u_1 & u_2 \\ u_4 & u_3 & -u_2 & u_1 \end{bmatrix} \quad (29)$$

而四個中繼端的 Relay Matrix 則設計為

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_i = 0 \quad i = 1, 2, 3, 4$$

同樣的在這種設計方式下， $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$ 的關係式也是成立的。而因為 code matrix 使用的是 Square Real Orthogonal Code，所以在使用上要注意的是傳送端使用的  $u_i$  則必須是實數的編碼方式，例如 BPSK 或是 PAM。



### 4.4.3 Circulant Code

前面所提到的 Alamouti Code 以及 Square Real Orthogonal Code 都是 full-diversity 的編碼方式，雖然在整個系統的效果上能提供良好的表現，但是缺點在於只能夠使用在固定中繼端個數的情況下，如果中繼端的個數並非 2 個或 4 個，或是在系統運作時突然有個中繼端無法使用，就會讓整個系統無法繼續傳送資訊，因此我們提供了利用 Circulant Code 的設計方式來解決這個問題。

對於 Distributed Differential Space Time Code 的設計上，特殊的關係式  $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  是整個設計的重點，為了簡化設計的方式，我們使用與 Square Real Orthogonal Code 在 Relay Matrix 的設計上讓  $B_i$  為 0 的設定，因此此在 Circulant Code 的設計上我們讓所有的 Relay Matrix 都符合

$$\left\{ \begin{array}{l} A_i = A^{i-1} \\ A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right\}$$

$$\text{all } B_i = 0 \quad i = 1, 2, 3 \dots N$$

$\{A_1 \cdots A_N\}$  集合代表的是在 identity matrix  $I_N$  下所有的根，因此各個中繼端在  $A_i$  的設定下轉送向量時都不會影響到轉送向量的的傳輸能量，而 code matrix  $U^{(\tau)}$  則設計成

$$U^{(\tau)} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & u_3 & \cdots & \cdots & u_N \\ u_N & u_1 & u_2 & \cdots & \cdots & u_{N-1} \\ u_{N-1} & u_N & u_1 & \ddots & \cdots & u_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & u_2 \\ u_2 & u_3 & \cdots & \cdots & u_N & u_1 \end{bmatrix} \quad (30)$$

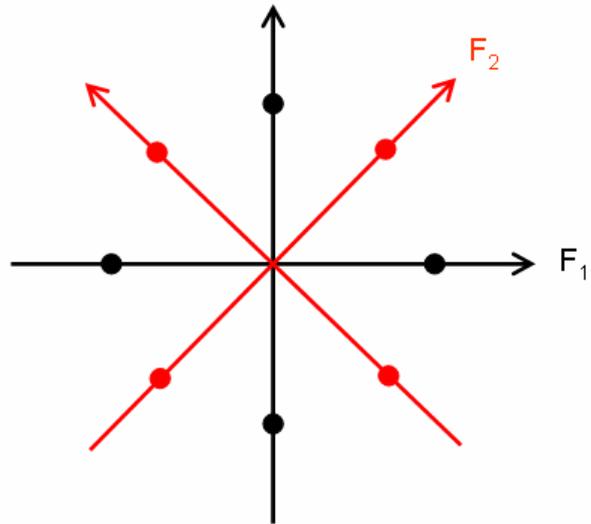
N 代表著中繼端的個數，所以在 Circulant Code 的應用上 Relay Matrix  $A_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  的大小與數值皆隨著中繼端的個數而改變，然而很明顯的 (30) 只是將所有的  $u_i$  擺放成類似 Repetition Code 的方式，為了增加  $U^{(\tau)}$  的 diversity，我們將 code matrix 的每個  $u_i$  皆經過不同仰角  $\theta_i$  的 modulation

$$u_i \in F_i, \quad i=1,2,3,\dots,N$$

而  $F_i$  為 M-PSK 的編碼方式

$$F_i = \left\{ e^{j\theta_i}, e^{j\left(2\pi\frac{1}{M}+\theta_i\right)}, \dots, e^{j\left(2\pi\frac{M-1}{M}+\theta_i\right)} \right\} \quad (31)$$

因為 code matrix  $U^{(\tau)}$  是方陣，所以 N 除了代表著中繼端的個數同時也表示使用幾種 modulation，例如我們讓 code matrix  $U^{(\tau)}$  使用於 2 個中繼端然後是 QPSK 的編碼方式



$F_1$  : 2 Relay QPSK with  $\theta_1 = 0$

$F_2$  : 2 Relay QPSK with  $\theta_2 = \frac{\pi}{4}$

圖 4.7 circulant code 在 2 個中繼端以 QPSK 編碼

所以在 2 個中繼端的分配下，code matrix  $U^{(\tau)}$  為

$$U^{(\tau)} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \\ u_2 & u_1 \end{bmatrix} \quad (32)$$

而且

$$u_1 \in F_1 \quad u_2 \in F_2$$

同時配合上 Relay Matrix

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_2 = 0$$

也符合了  $\hat{A}_i \hat{U}^{(\tau)} = U^{(\tau)} \hat{A}_i$  的關係式。

表 4.1 Circulant Code 在不同個數的中繼端所使用的 modulation

Numbers of Relay	Modulation	Optimal Angles ( all $\theta_1 = 0$ )
N=2	BPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{2}$
	QPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{4}$
N=3	BPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{3} \quad \theta_3 = \frac{2\pi}{3}$
	QPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{9} \quad \theta_3 = \frac{2\pi}{9}$
N=4	BPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{7} \quad \theta_3 = \frac{\pi}{2} \quad \theta_4 = \frac{5\pi}{14}$
	QPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{8} \quad \theta_3 = \frac{2\pi}{8} \quad \theta_4 = \frac{3\pi}{8}$
N=5	BPSK	$\theta_2 = \frac{\pi}{25} \quad \theta_3 = \frac{3\pi}{25} \quad \theta_4 = \frac{7\pi}{25} \quad \theta_5 = \frac{9\pi}{25}$
	QPSK	$\theta_2 = \frac{3\pi}{50} \quad \theta_3 = \frac{6\pi}{50} \quad \theta_4 = \frac{14\pi}{50} \quad \theta_5 = \frac{17\pi}{50}$

表 4.1 列出了在不同的中繼端個數中，code matrix 在傳送端所使用的各種 modulation，同時我們也可以發現當中繼端的個數越多的時候，所需要的 modulation 就越多種，對於傳送端的矩陣運算以及接收端在做 ML Detection 的時候都會提高複雜度。

## 第五章 實驗模擬與結果分析

本章節將會對第三章以及第四章中討論的各種應用在 Wireless Relay Network 的通訊模式利用 MATLAB 來模擬並分析結果。5.1 節會依據 802.16e 在 OFDMA 的規範以及在高速移動 MS(mobile station)的 Rayleigh Fading Channel 整理成本論文在模擬時所使用的各種系統參數，5.2 節則是本論文在第三章與第四章所討論的各種系統模擬，將不再使用前後時間點通道響應不變的設定，而是根據實際情況將 MS 在 Rayleigh Fading Channel 依照變動的移動速度對於通道響應的影響加入，也就是在通道響應會隨著各個時間點些微變化的狀態下討論各種系統的錯誤率，以及當使用不同數目的中繼端時對於系統 diversity 的影響。

### 5.1 系統參數

表 5.1 802.16e 中 OFDMA 系統參數值

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 ( $\mu$ sec)	65	89.6	91.4	182.8	91.4
Guard Time ( $\mu$ sec)	8	11.2	11.4	22.8	11.4
OFDMA Symbol Time ( $\mu$ sec)	72	100.8	102.9	205.7	102.9

本論文的所採用的系統參數將依照 802.16e 中對於 FFT size 以及 Center Frequency 的規範，表 5.1 是在 802.16e 的規範下 OFDMA 系統的各個系統參數，本論文採用的 FFT size 為 2048，Center Frequency 則是 5 GHz，通

道的模型則是 Rayleigh Fading Channel，模擬 Rayleigh Fading Channel 的方式則使用 Jakes Model，表 5.2 則是從文獻[7]中利用 Jakes Model 的方式模擬在移動下 MS 的 Rayleigh Fading Channel 所使用的各種參數，配合上 802.16e 中 FFT size 以及 Center Frequency 就是本論文所使用的 Rayleigh Fading Channel，綜合以上的成為表 5.3，也就是本論文所使用的各種系統參數。

表 5.2 MS 速度為 3 km/hr 時 Rayleigh Fading Channel 系統參數

Tap	Delay(ns)	Avg Power(dB)
1	0	0
2	200	-0.9
3	800	-4.9
4	1200	-8.0
5	2300	-7.8
6	3700	-23.9

表 5.3 本論文的各種參數

Parameter	Value
Center Frequency	5 GHz
FFT size	2048
OFDM Symbol Time	102.9 $\mu$ sec
Modulation Type	BPSK、QPSK
Channel Model	Rayleigh Fading Channel ( Simulated by Jake's Model )
Number of Multi-path	6
MS Speed	120 km/hr

## 5.2 模擬結果與分析

本節將針對使用在 Wireless Relay Network 的系統做模擬分析，我們將模擬的結果分為兩個部份，第一個部份是將第三章與第四章所敘述的四種系統模擬後做比較並分析產生此結果的原因，第二個部份則是針對 Distributed Differential Space Time Code 各種編碼模式做模擬並分析各種編碼在錯誤率上的表現。

首先我們對應用在 Wireless Relay Network 的四種傳輸模式整理，第一種是沒有使用 Differential Transmission 的 Distributed Space Time Code，也就是 4.1 節所提到的將傳送端傳送的数据 symbol vector 利用 Linear Dispersion 的方式設計各個中繼端的 Relay Matrix 讓各個分散的中繼端合作傳送一組 Space Time Code，在這個系統下我們必須去針對 Phase 1 與 Phase 2 的通道做通道估測，最後在接收端利用通道估測的結果以及各個中繼端合作傳送的 Space Time Code 編碼方式利用 ML Detection 去解調。

接著我們針對使用 Differential Transmission 的傳輸模式做整理比較，一個完整的 Differential Transmission 必須包涵 Differential Modulation 以及 Differential Demodulation，本論文中在接收端進行 Differential Demodulation 的模式我們一律使用前後訊號針對 code matrix  $U^{(r)}$  做 ML Detection，然而 Differential Modulation 的模式則分為兩種，一種是製造 difference matrix 後將 difference matrix 直接傳送至接收端，也就是 3.2 節所討論的 Relay-based Differential Space Time Code method A，另一種則是製造 difference symbol vector 後將 difference symbol vector 利用 Relay Matrix 編碼成 Space Time Code 並讓各個中繼端合作傳送，目的是讓 difference symbol vector 能夠利用 Space Time Code 編碼安全的傳送至接收端。

雖然利用 code matrix  $U^{(\tau)}$  以及 reference matrix  $S^{(\tau-1)}$  製造 difference matrix  $S^{(\tau)}$  與將 difference symbol vector 編碼成 Space Time Code 這兩種方式都是在編碼一個傳送矩陣，但是製造 difference matrix 的方式比起使用 Space Time Code 少了矩陣的規律性，也就是矩陣內的元素之間不存在如同 Space Time Code 的正負號或是複數關係。

另外不論是製造 difference matrix 或 difference symbol vector，只要是在中繼端進行 Differential Modulation 就必須使用 Decode-and-Forward 的方式，假使在中繼端不把 data symbol 解出來再進行 code matrix 的編碼則會在進行 Differential Modulation 時將 Phase 1 通道響應算入，導致下個時間點進行的 Differential Modulation 因為把本次 Differential Modulation 的結果當作 reference matrix 跟 reference symbol vector，使得下個時間點進行的 Differential Modulation 結果會帶有上個時間點 Phase 1 的通道響應，時間拉長之後製造 difference matrix 或 difference symbol vector 都會有前幾個時間點的通道響應而製造出錯誤的 difference matrix 以及 difference symbol vector，因此必須在各個中繼端進行 Differential Modulation 就必須將 data symbol 解出來之後才進行 difference matrix 或 difference symbol vector 的計算。

Distributed Differential Space Time Code 以及 Relay-based Distributed Differential Space Time Code method B 都是對 data symbol 進行兩階段的編碼，都是將 data symbol 編碼成 code matrix 利用 Differential Modulation 製造成 difference symbol vector，之後對 difference symbol vector 使用 Relay Matrix 再編碼成各個中繼端合作傳送的 Space Time Code，目的是讓 difference symbol vector 能夠在 Space Time Code 安全的機制下傳送至接收端解調。兩者的不同點在於進行 Differential Modulation 的位置，Distributed Differential Space Time Code 是在傳送端進行 Differential Modulation，因此

當接收端收到訊號後進行 ML Detection 時就必須克服 Phase 1 與 Phase 2 前後時間點的通道響應變化，而 Relay-based Distributed Differential Space Time Code method B 的方式是在中繼端解出 data symbol 之後才進行 Differential Modulation，因此在中繼端就必須先針對 Phase 1 的通道做通道估測，好處是在接收端進行 ML Detection 時只需要克服 Phase 2 前後時間點的通道響應變化即可，缺點是中繼端可能會解調出錯誤的 data symbol 導致計算出與其他中繼端不同的 difference symbol vector 使得接收端收到錯誤的訊號。

同樣是在中繼端先解出 data symbol 後進行 Differential Modulation 的 Relay-based Distributed Differential Space Time Code，依照中繼端處理 data symbol 的方式分為 method A 與 method B，method A 是直接計算出 difference matrix 之後直接讓各個中繼端分配傳送，而 method B 是計算出 difference symbol vector 再利用 Relay Matrix 編碼成各個中繼端合作傳送的 Space Time Code 傳送至接收端，我們將在接下來的模擬結果中看出這兩種 Differential Modulation 在錯誤率上的表現。

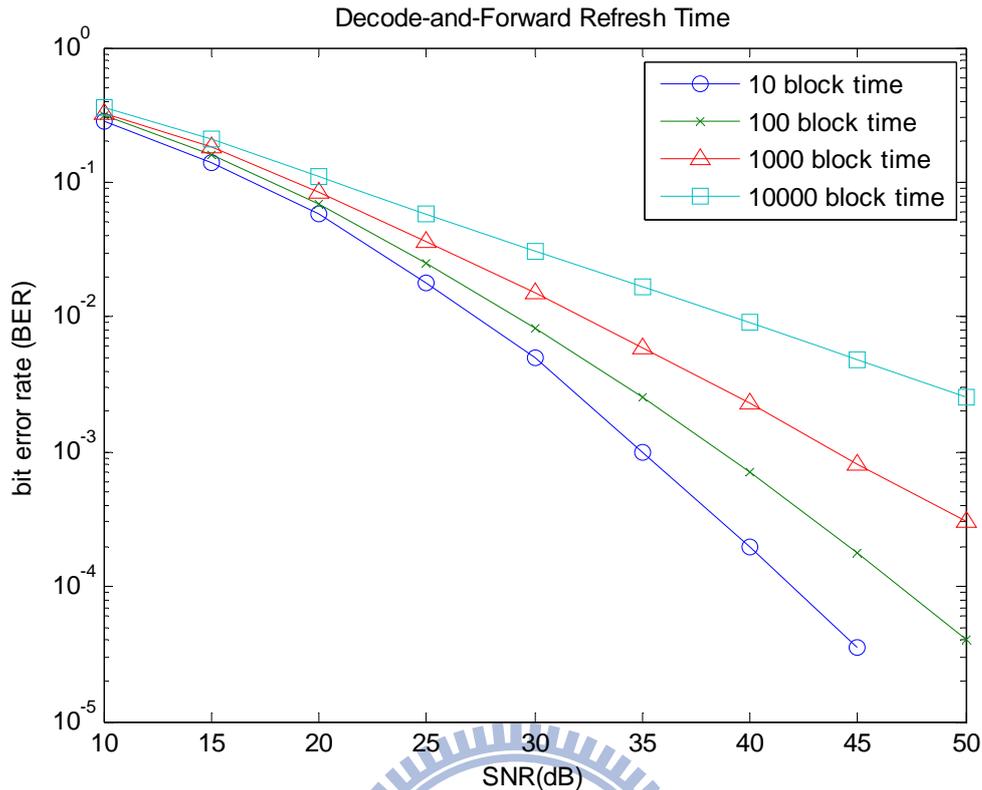


圖 5.1 使用 DF 在各個不同 Refresh Time 傳送

由於使用 Decode-and-Forward 會有錯誤傳遞 (error propagation) 的情況出現，因此我們在傳遞時於每個固定的時間點取重置時間 (refresh time)，也就是以傳送初始 reference symbol 的方式讓各個中繼端進行的 Differential Modulation 重新開始計算，利用此種方式可以降低錯誤傳遞對於整個系統錯誤率的影響。圖 5.1 則是以 Relay-based Differential Space Time Code method A 傳送 code matrix 為 Alamouti Code 編碼當作範例，在傳送端將 information bits 編碼成各個 BPSK symbol 之後，以 2 個 symbol 為一組，而每個時間點皆傳送一組 symbol vector，在每 10、100、1000 以及 10000 個時間點傳送 symbol vector 時都重新傳送初始 reference symbol vector 讓各個中繼端重新進行 Differential Modulation，由圖可以看出當前後重置時間取得越接近其錯誤率也越低，而之後對於 Relay-based Differential Space Time Code method A 與 method B 的模擬我們則在每 1000 個時間點傳送初始 reference symbol。

## 5.2.1 四種系統模擬結果分析

我們將第三章與第四章所提到在 Wireless Relay Network 所使用的四種傳輸模式做模擬比較，在此將四種系統所使用的中繼端個數都設定為兩個，接著我們簡略的介紹四種系統的傳輸方式。

我們在 3.2 節提出在 Wireless Relay Network 利用 Decode-and-Forward 的方式將原本 MIMO 系統中的 Differential Space Time Code 應用在各個中繼端上，因為 Decode-and-Forward 的關係，所以在中繼端就必須進行通道估測，然而 Wireless Relay Network 的傳送端只有一根天線傳輸的情形下，做通道估測時我們在傳送 data symbol vector 前加上了一個 training symbol 來估測通道響應，以 Alamouti Code 當作 code matrix 為例，傳送端在傳送時則要傳送三個 symbol，第一個為 training symbol，其餘則為 data symbol，之後在中繼端利用估測後的通道響應解出 data symbol，當各個中繼端解出 data symbol 後則各自計算 difference matrix 後再各自將中繼端被指定的行向量訊號送至接收端，利用此種方式讓各個中繼端合作傳送 Relay-based Distributed Differential Space Time Code method A。

Distributed Space Time Code 則是在 4.1 節利用 Linear Dispersion 的方式設計各個中繼端的 Relay Matrix 讓各個分散的中繼端合作傳送一組 Space Time Code，在此我們將 Distributed Space Time Code 設定為 Alamouti Code，也就是使用兩個中繼端合作傳送 Alamouti Code，而接收端在解調時我們則是假設接收端擁有 Phase 1 與 Phase 2 完整的 CSI (channel state information)。

4.2 節則是綜合了向量的 Differential Modulation 與 Distributed Space Time Code 的傳輸模式而演變為 Distributed Differential Space Time Code，

在傳送端利用 code matrix  $U^{(\tau)}$  計算出 difference vector，然後在各個中繼端將 difference vector 再編碼成 Distributed Space Time Code 使得 difference vector 可以完整的傳送至接收端，付出的代價則是必須利用 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  的關係式才能在接收端做 Differential Demodulation，同樣的我們將使用的編碼設定為 Alamouti Code，完整的編碼方式包括 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  則是依據 4.4.1 節的模式。

Relay-based Distributed Differential Space Time Code method B 則是將 Distributed Differential Space Time Code 製造 difference symbol vector 的位置從傳送端改變為中繼端，利用中繼端做完通道估測後解出的 data symbol 計算 difference symbol vector，再使用各個中繼端的 Relay Matrix 將 difference symbol vector 安全的送至接收端，同樣的必須利用 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  的關係式才能在接收端做 Differential Demodulation，在此我們將使用的編碼設定為 Alamouti Code，完整的編碼方式包括 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  與 code matrix  $U^{(\tau)}$  也是依據 4.4.1 節的模式。

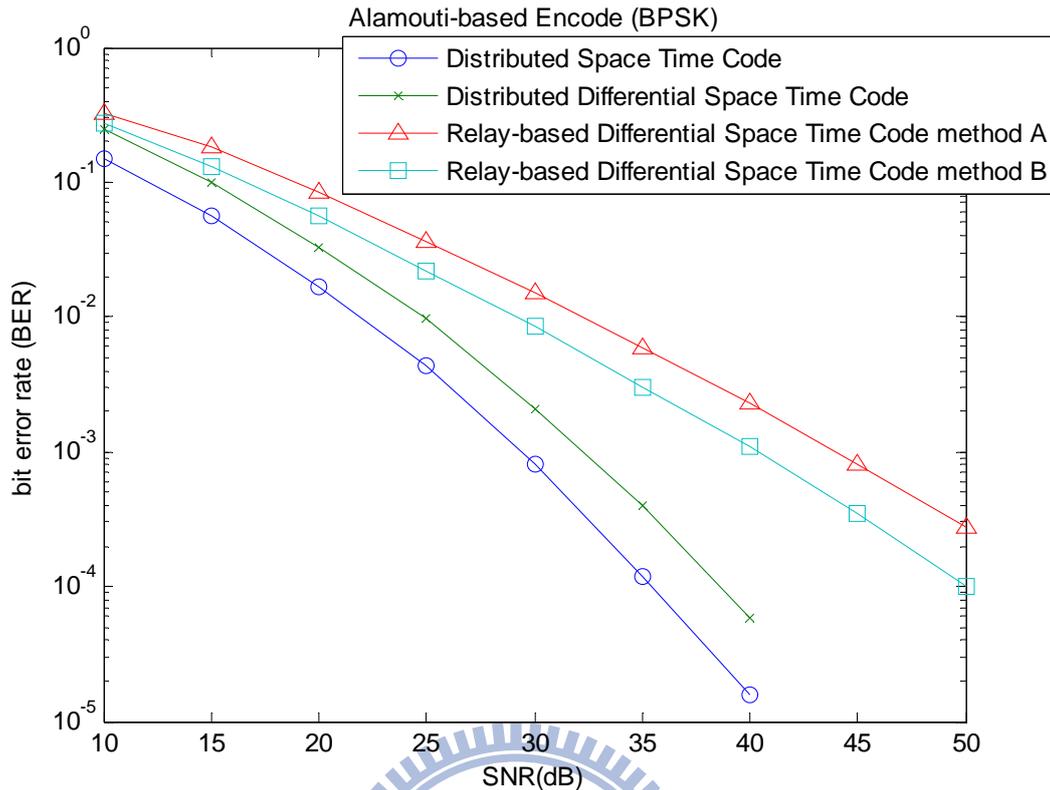


圖 5.2 系統模擬綜合比較(BPSK)

圖 5.2 是將本論文所討論到在 Wireless Relay Network 中所使用的四種傳輸模式利用 MATLAB 模擬後做比較，如同前面所敘述的四種傳輸模式都是在使用兩個中繼端以及 Alamouti Code 為基準的編碼方式，傳送端使用 BPSK modulation 得到 data symbol，我們可以明顯的看出當四種系統皆使用 Alamouti Code 為基準編碼方式的情形下 Distributed Space Time Code 因為有著完整的 CSI 來做 ML Detection，因此有著最低的錯誤率。因為受到使用 Decode-and-Forward 時中繼端在 Phase 1 解調錯誤的影響，使用 Amplify-and-Forward 的 Distributed Differential Space Time Code 比起其他兩種使用 Decode-and-Forward 的 Relay-based Differential Space Time Code 有著較低的錯誤率，即使 Relay-based Differential Space Time Code 在接端只需要克服 Phase 2 的通道響應變化也無法彌補 Decode-and-Forward 模式在 Phase 1 解調時產生的錯誤。而同樣是使用 Decode-and-Forward 的 method A 與 method B，則因為 method A 產生的 difference matrix 比起利用 Space

Time Code 編碼的 difference symbol vector 少了 Space Time Code 所提供的編碼特性，所以錯誤率為最高。

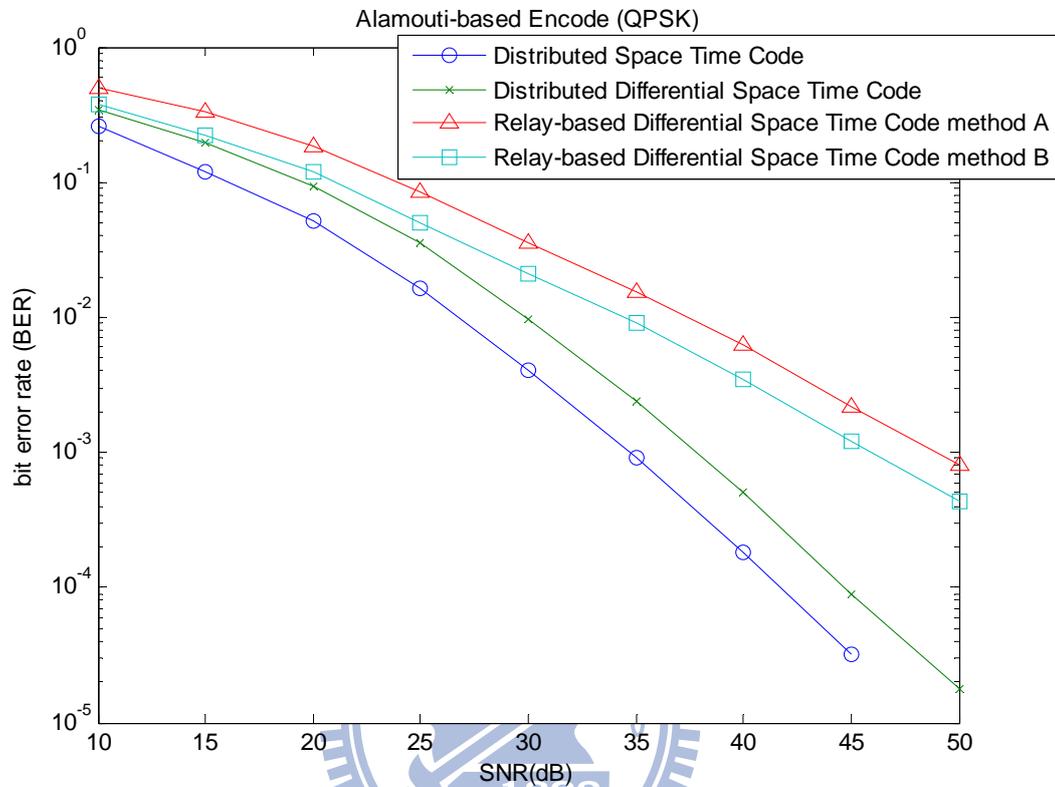


圖 5.3 系統模擬綜合比較(QPSK)

圖 5.3 則是將原本在傳送端使用 BPSK modulation 的 data symbol 改為使用 QPSK modulation，而四種系統在錯誤率上的表現則與使用 BPSK modulation 時相同，都是 Distributed Space Time Code 錯誤率最低，Distributed Differential Space Time Code 其次，而使用 Decode-and-Forward 的兩種 Relay-based Differential Space Time Code 錯誤率最低，其中 method A 錯誤率最高，然而使用 Decode-and-Forward 的關係導致中繼端進行 Differential Modulation 時會有傳遞性錯誤，使得 method A 與 method B 兩種使用 Decode-and-Forward 德傳輸模式在 diversity 上無法趨近於 full diversity。

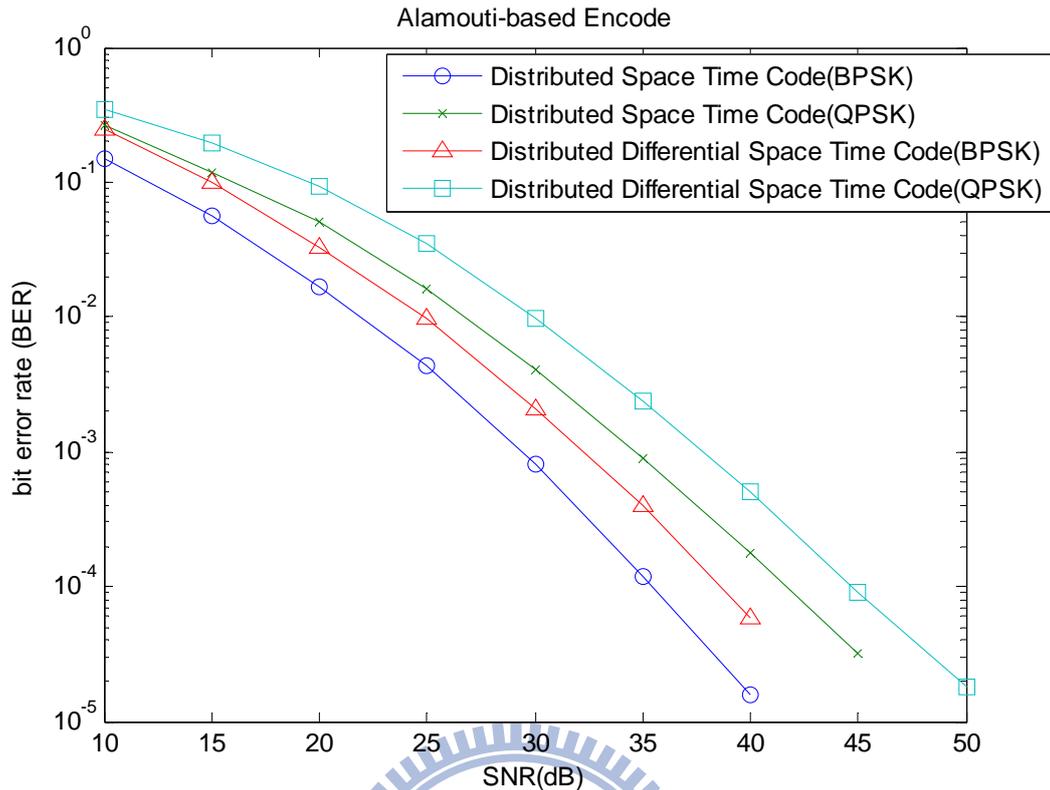


圖 5.4 系統模擬綜合比較(BPSK and QPSK)

圖 5.4 則是將兩種趨近於 full-diversity 的兩種系統做比較，編碼的方式都是使用 Alamouti Code，只是將傳送端送來的 symbol vector 做不同的處理。Distributed Space Time Code 因為接收端有 Phase 1 與 Phase 2 通道估測的結果，所以在相同 data symbol modulation 的錯誤率最低，而 Distributed Differential Space Time Code 則因為在接收端使用 Differential Demodulation 而不做通道估測，因此必須克服兩組通道的通道變化，導致錯誤率比起 Distributed Space Time Code 還來得高。然而 data symbol 所使用的 modulation 也是決定錯誤率的關鍵，從圖可以看出 data symbol 使用 BPSK modulation 的系統皆比使用 QPSK modulation 還要好，最後觀察所有系統的 diversity，因為每個系統都是使用兩個中繼端，而且 Alamouti Code 是最接近 full-diversity 的編碼方式，因此在高 SNR 的時後各個系統的 diversity 並沒有差別。

## 5.2.2 Distributed Differential Space Time Code 模擬結果分析

本節我們將針對 4.4 節中所提到的各種 Distributed Differential Space Time Code 的編碼方式做模擬分析。

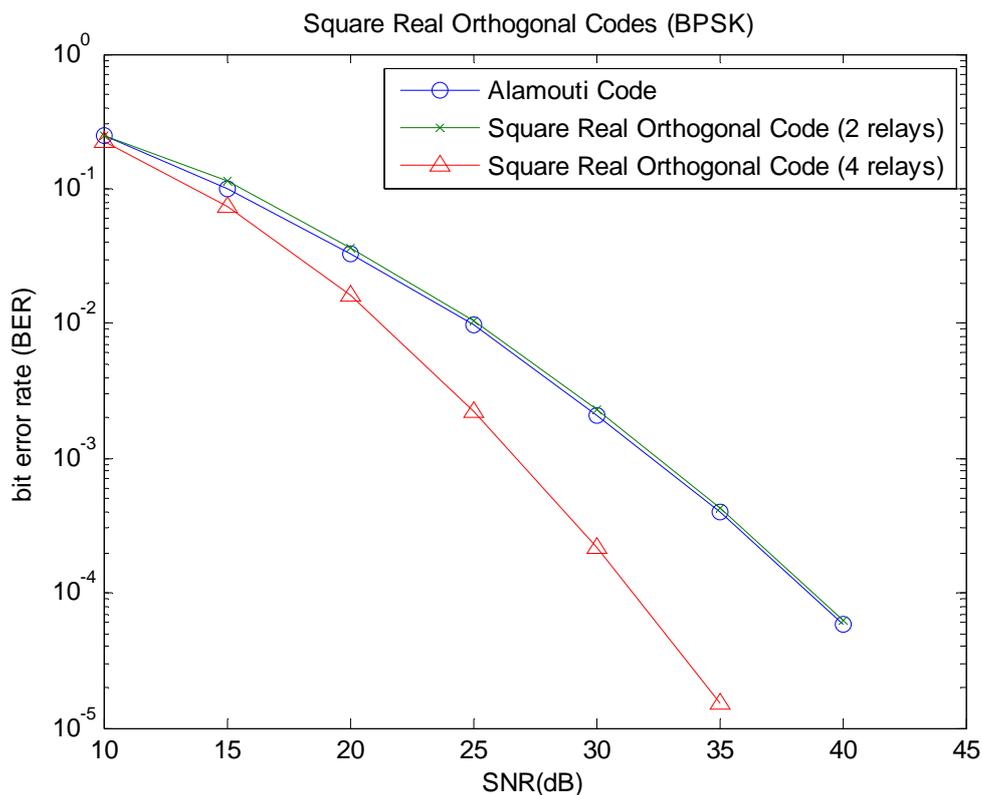


圖 5.5 Square Real Orthogonal Code

圖 5.5 是對使用 4.4.2 節中的 Square Real Orthogonal Code 模擬，data symbol 的 modulation 則是因為使用 Square Real Orthogonal Code 的關係，data symbol 必須使用實數的 modulation，因此我們使用了 BPSK 的方式，由圖我們可以看出因為編碼方式的不同所以分別使用兩個以及四個中繼端做傳輸，在錯誤率的表現上使用四個中繼端的錯誤率比起只使用兩個中繼端做傳輸的模式還要好，而且仔細觀察高 SNR 的線條，明顯的使用兩個中繼端與會四個中繼端有 diversity 的差別。

因為 data symbol 使用 BPSK 做 modulation 的關係，在 code matrix  $U^{(\tau)}$  的編碼上 Alamouti Code 對於經過 BPSK modulation 後的 data symbol 取複數則與原本的相同，因此可以將 Alamouti Code 與  $2 \times 2$  Square Real Orthogonal Code 視為相同 Differential Modulation 的編碼方式

$$\begin{bmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} u_1 & -u_2 \\ u_2 & u_1 \end{bmatrix}$$

同樣的 Alamouti Code 在第二個中繼端對收到的 symbol vector 取複數並不會影響該 symbol vector 的數值，因此也可以將 Alamouti Code 與  $2 \times 2$  Square Real Orthogonal Code 在各個中繼端的 Relay Matrix  $\hat{A}_i$  視為相同的編碼方式，因此在錯誤率的表現上 Alamouti Code 與  $2 \times 2$  Square Real Orthogonal Code 則有著很接近的結果。

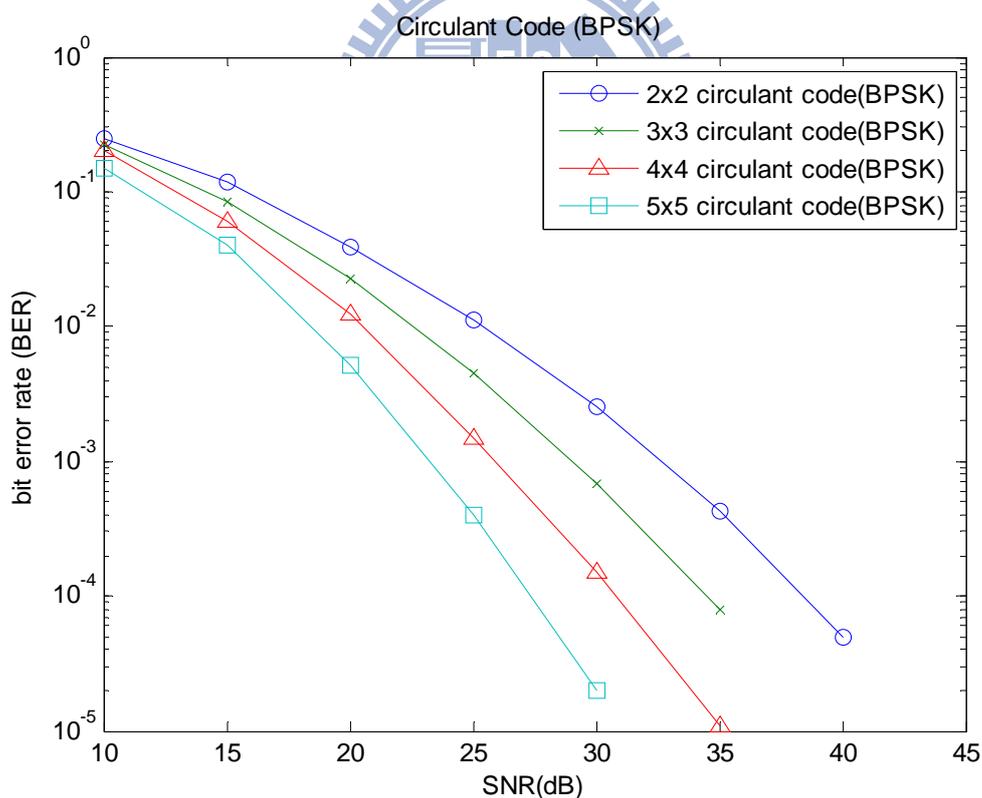


圖 5.6 Circulant Code (BPSK)

圖 5.6 是對使用 4.4.3 節中的 Circulant Code 模擬，在此我們先討論對

data symbol 使用 BPSK modulation 的系統，對於 Circulant Code 在傳送端產生 difference vector 所使用的 code matrix  $U^{(\tau)}$  而言，為了增加  $U^{(\tau)}$  的 diversity，在  $U^{(\tau)}$  的編碼上所使用的各個 data symbol  $u_i$  必須經過不同仰角  $\theta_i$  的 BPSK modulation，而各個  $\theta_i$  的數值則是依照表 4.1 所列舉的方式編碼，在錯誤率的表現上因為中繼端個數的關係使得  $2 \times 2$  Circulant Code 有最高的錯誤率，而  $5 \times 5$  Circulant Code 則有著最低的錯誤率，從整個圖巨觀的去看，當使用的中繼端個數越多的時候就會使得該系統獲得更大的 diversity，尤其在高 SNR 的時候這種情形就越明顯。

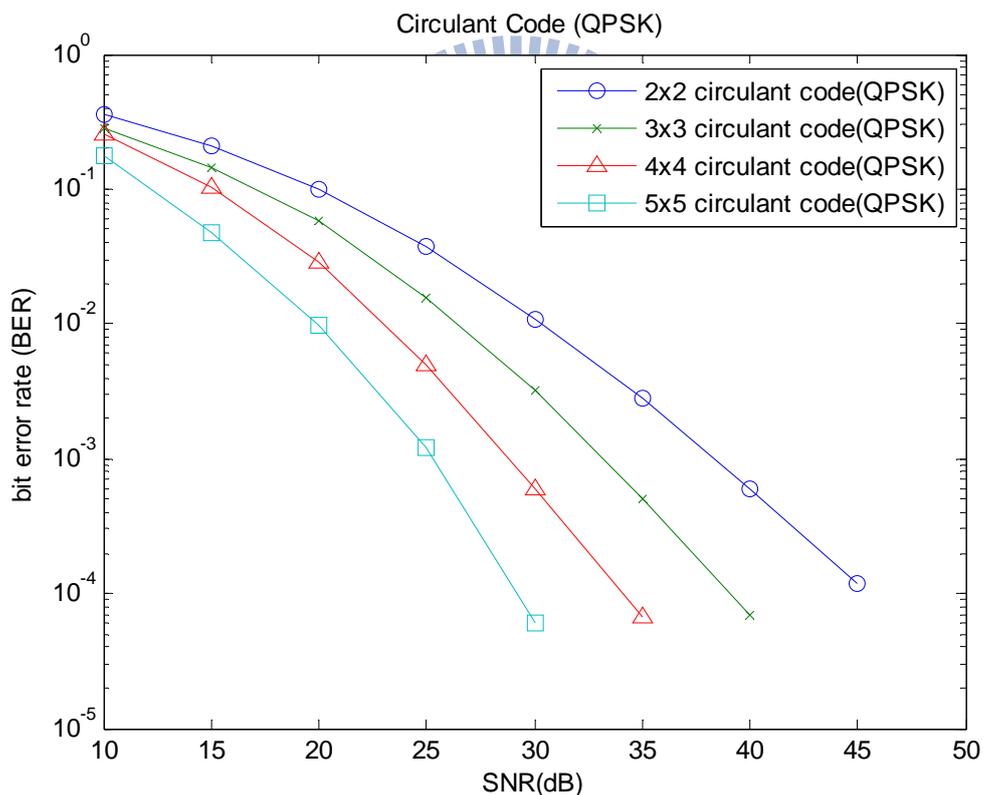


圖 5.7 Circulant Code (QPSK)

圖 5.7 同樣的也是對 4.4.3 節中 Circulant Code 做模擬，不同於圖 5.6 的是 data symbol 使用的是 QPSK modulation，在  $U^{(\tau)}$  的編碼上對於各個 data

symbol  $u_i$  所使用的仰角  $\theta_i$  也是依照表 4.1 中 QPSK modulation 在不同中繼端個數上的設定，將圖 5.7 與圖 5.6 比較會發現使用相同中繼端個數時 QPSK modulation 的結果會比使用 BPSK modulation 的錯誤率還要高，圖 5.7 在錯誤率的表現上  $2 \times 2$  Circulant Code 有最高的錯誤率，而  $5 \times 5$  Circulant Code 則有著最低的錯誤率，而且在高 SNR 時使用越多中繼端個數的系統就會有越高的 diversity。

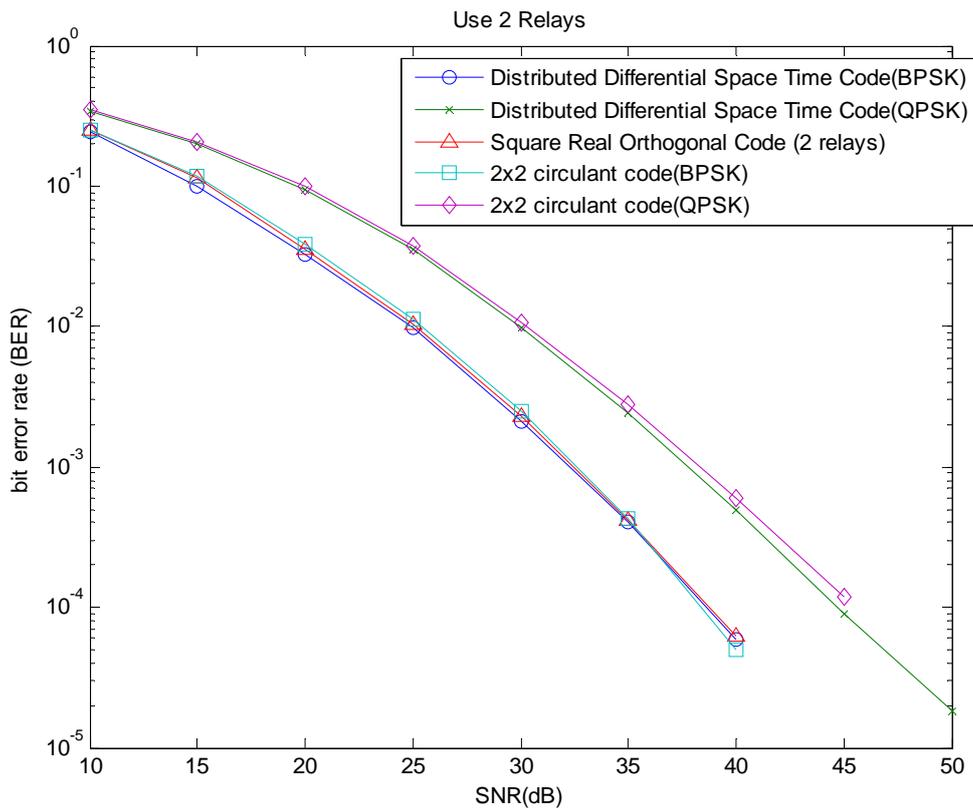


圖 5.8 使用 2 個中繼端的模擬結果

圖 5.8 則是將 4.4 節中使用兩個中繼端編碼的傳輸模式做比較，從圖形可以明顯的看出有兩組錯誤率的線條，一組是傳送端對 data symbol 使用 BPSK modulation，另一組則是使用 QPSK modulation，前面有提到 Alamouti Code 與  $2 \times 2$  Square Real Orthogonal Code 在整體編碼上可以視為相同的編碼方式，因此兩者的錯誤率會很接近，然而從圖形也可以看出 Alamouti Code 與  $2 \times 2$  Circulant Code 不管是使用 BPSK 或是 QPSK 都可以得到相近

的錯誤率，從 diversity 的角度來看，在高 SNR 的時候同樣會因為使用的中繼端個數相同有著很相近的 diversity。

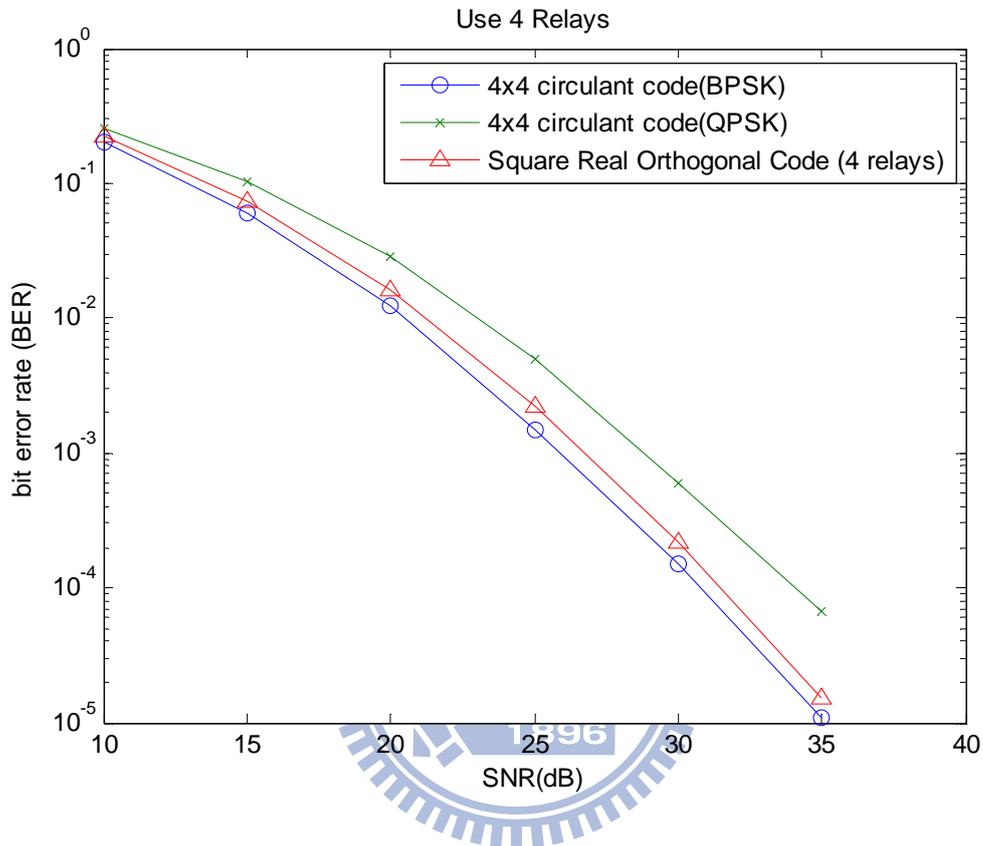


圖 5.9 使用 4 個中繼端的模擬結果

圖 5.9 則是將 4.4 節中使用四個中繼端編碼的傳輸模式做比較，從圖可以看出如同之前所提到的在 Circulant Code 中使用相同個數的中繼端時，使用 QPSK modulation 的結果會比使用 BPSK modulation 的錯誤率還要高，在此我們也加入了 4×4 Square Real Orthogonal Code 做比較，結果發現 4×4 Circulant Code 比起 4×4 Square Real Orthogonal Code 的錯誤率表現還要好一點，至於各個系統的 diversity 在高 SNR 時也會有相近的 diversity。

## 第六章 結論

在本論文中，我們討論了四種應用在 Wireless Relay Network 的傳輸模式，首先是 Distributed Space Time Code，此種傳輸模式利用 Relay Matrix 的設計讓各個中繼端合作傳送一組 Space Time Code，接收端收到訊號後利用 Phase 1 與 Phase 2 通道估測的結果解調，因此解調時受到通道變化的影響最小而有著最低的錯誤率。剩餘的三種傳輸模式都是使用 Differential Space Time Code Transmission，目的是希望能夠在 Wireless Relay Network 上解決需要對 Phase 1 與 Phase 2 的通道進行大量通道估測的問題。

從編碼的角度來看三種差分式傳輸系統的差別在於傳輸時使用的 Relaying Protocol 是 Amplify-and-Forward 或 Decode-and-Forward 以及在 Phase 2 傳送 difference matrix 的方式，而模擬的結果則表示在各個中繼端使用 Amplify-and-Forward 傳輸模式的 Distributed Differential Space Time Code 錯誤率最低，雖然使用 Decode-and-Forward 的兩種 Differential Space Time Code 只需要克服 Phase 2 的通道響應變化，但是整體系統受到各個中繼端在 Phase 1 時解調錯誤導致接收端收到錯誤訊息的影響還是比較嚴重。就兩種使用 Decode-and-Forward 模式傳輸的 Differential Space Time Code 而言差別在於傳送 difference matrix 的方式，method B 因為使用 Code Matrix 與 Relay Matrix 雙層編碼的緣故在 Phase 2 傳輸時保留了 Space Time Code 在編碼上的規律性，因此比起直接製造 difference matrix 後直接傳送的 method A 錯誤率來的低。然而各種系統仍然是有可以改進的地方，例如在 Decode-and-Forward 的傳輸模式下想辦法降低 Phase 1 中繼端解調的錯誤率，以及各個中繼端在轉送訊息時也有同步性的問題待解決，這些也都是未來可以繼續研究下去的方向。

## 參考文獻

- [1] J. Nicholas Laneman, David N. C. Tse and Gregory W. Wornell, “Cooperative Diversity in Wireless Networks Efficient Protocols and Outage Behavior”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062 – 3080, Dec. 2004
- [2] Bertrand Hochwald and Wim Sweldens, “Differential Unitary Space Time Modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 2041 – 2052, Dec. 2000.
- [3] Yindi Jing and Hamid Jafarkhani. “Distributed Differential Space Time Coding for Wireless Relay Networks” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 7, pp. 1092–1100, July 2008
- [4] Babak Hassibi and Bertrand Hochwald, “High-rate Codes that are Linear in Space and Time,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, pp. 1804–1824, July.2002.
- [5] Brian L. Hughes, “Differential Space Time Modulation”, *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, no. 7, pp. 2567–2578, Nov. 2000.
- [6] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, and A. Robert Calderbank, “Space Time Block Codes from Orthogonal Designs,” *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 45, pp. 1456–1467, July 1999.
- [7] IEEE C802.16m-07/086 “Channel Models for IEEE 802.16 Evaluation Methodology Document”, March 2007
- [8] J. Nicholas Laneman and Gregory W. Wornell, “Distributed Space Time Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Network,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 2415–2425, Oct. 2003.

- [9] Qiang Zhao and Hongbin Li, “Performance of Differential Modulation with Wireless Relays in Rayleigh Fading Channels,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, pp. 343–345, Apr. 2005.
- [10] Vahid Tarokh and Hamid Jafarkhani, “A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 1169–1174, July 2000.
- [11] IEEE C802.16j-06/273 “Cooperative Diversity in Relay Downlink”, Apr. 2007

