

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

應用於多基地台合作 MIMO-OFDM 系  
統之渦輪等化

Turbo Equalization for MIMO-OFDM  
Systems with Inter-cell CoMP



研究生：翁育朗

指導教授：吳文榕 博士

中華民國 100 年 6 月

應用於多基地台合作 MIMO-OFDM 系統之渦輪等化

Turbo Equalization for MIMO-OFDM Systems with inter-site  
CoMP

研究生：翁育朗

Student：Yu-Lang Wong

指導教授：吳文榕 博士

Adivsor：Dr. Wen-Rong Wu



A Thesis

Submitted to Institute of Communications Engineering College of Electrical and  
Computer Engineering

National Chiao-Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communications Engineering

July 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 100 年 6 月

# 應用於多基地台合作 MIMO-OFDM 系統之渦輪等化

研究生：翁育朗

指導教授：吳文榕 教授

國立交通大學電信工程學系碩士班

## 摘要

在蜂巢式無線系統中，細胞邊緣的手機使用者常常會受到從其他細胞來的訊號干擾，因此 LTE-A 系統提出協調式多點傳送與接收(coordinated multipoint process; CoMP)之技術被來解決此問題，在 CoMP 中，參與協調的手機使用者與基地台的天線會形成一個大型的多輸入多輸出(multiple-input-multiple-output; MIMO)系統，經由協調我們可以避免干擾或可以把干擾成訊號估計。在本論文中，我們研究 MIMO-OFDM 系統下場域間 CoMP 之渦輪等化，在我們的方法中，接收機包含一個 MIMO 等化器跟一個通道解碼器，隨著等化器與解碼器間的遞迴次數增加，偵測的效能會逐漸的提高，此渦輪等化在遞迴期間可以藉由從其它的基地台資訊交換更進一步被提高。然而，因為基地台是被設置於不同的場域，資料交換變成一個很有挑戰性的問題，本論文提出數種交換策略，使得我們可以在效能與交換資料量上做一個適當的權衡。在很多情況下，我們能用有限的資料交換量來達到很好的效能提升。

# Turbo Equalization for MIMO-OFDM Systems with inter-site CoMP

Student : Yu-Lang Wong

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Institute of Communication Engineering  
National Chiao-Tung University

## Abstract

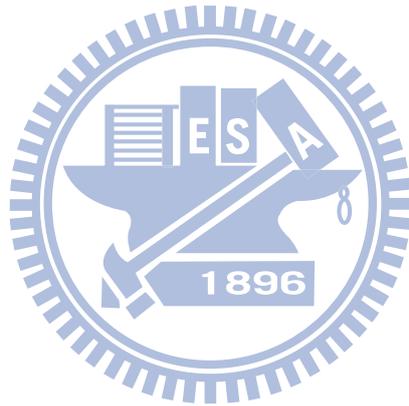
In cellular systems, the users in cell edge often suffer from the interference from interfering cells. In LTE-A, coordinated multipoint processing (CoMP) has been proposed to solve the problem. In CoMP, antennas between involved users and basestations can form a large multiple-input-multiple-output (MIMO) system such that interference can be either avoided or estimated as desired signals via joint processing. In the thesis, we study turbo equalization for MIMO-OFDM systems with inter-site CoMP. In our approach, the receiver consists of an MIMO equalizer and a channel decoder. With the iteration between the equalizer and the decoder, the detection performance can be progressively enhanced. The performance of the turbo equalization can be further improved by exchanging data with other base stations during its iteration. However, since base stations are located in different sites, data exchange becomes a challenging problem. We then propose several exchanging strategies such that the performance and exchanging data can have a good trade-off. In many cases, we can have a great performance enhancement while the amount of data exchanged is limited.

## 誌謝

本篇論文得以順利完成，首先要特別感謝我的指導教授 吳文榕 博士，當我在研究上碰到問題時，老師總是不厭其煩地回答我的問題，給予我正確的觀念。

另外，我要感謝寬頻傳輸與訊號處理實驗室博班學長們在研究上不吝指導，且同時感謝寬頻傳輸與訊號處理實驗室所有同學與學弟妹們的幫忙。特別感謝與我參與同一個計畫的謝弘道學長，還有已經畢業的林育丞學長，在百忙之餘仍撥冗與我討論，並給我許多建議。

最後感謝我的家人，給予我在精神上最大的鼓勵與支持，使得我可以順利地完成碩士學位。



# 目錄

摘要 .....	i
Abstract.....	ii
誌謝 .....	iii
目錄 .....	iv
表目錄 .....	v
圖目錄 .....	v
第一章 簡介 .....	- 1 -
第二章 MIMO-OFDM 系統下之渦輪等化.....	- 3 -
2.1 MIMO-OFDM 系統下之位元解映射 .....	- 3 -
2.1.1 硬式解映射 .....	- 3 -
2.1.2 軟式解映射 .....	- 4 -
2.2 BCJR 演算法 .....	- 5 -
2.3 MIMO-OFDM 系統下之渦輪等化 .....	- 11 -
2.3.1 渦輪等化下利用事前資訊的 MIMO 軟式位元解映射 .....	- 13 -
2.3.2 應用在渦輪等化中迴旋碼解碼器的 BCJR 演算法 .....	- 15 -
第三章 所提出之多基地台合作 MIMO-OFDM 系統之渦輪等化方法 ..	- 20 -
3.1 UL 場域間 CoMP 之介紹 .....	- 20 -
3.2 UL 場域間 CoMP 交換方法一:交換通道資訊與觀測值 .....	- 21 -
3.2.1 交換全部的通道資訊與全部的觀測值 .....	- 22 -
3.2.2 交換全部的通道資訊與部分觀測值 .....	- 23 -
3.3 UL 場域間 CoMP 交換方法二:交換 LLR .....	- 24 -
3.3.1 交換全部的 LLR .....	- 25 -
3.3.2 交換部分的 LLR .....	- 26 -
3.4 UL 場域間 CoMP 交換方法三:交換通道/觀測值與 LLR .....	- 27 -

3.5 所提出之方法的資料交換量分析 .....	- 28 -
第四章 模擬結果 .....	- 33 -
第五章 結論 .....	- 54 -
References .....	- 55 -

## 表目錄

表 3-1: 計算所提出方法資料量參數 .....	- 29 -
表 4-1: 模擬的環境參數 .....	- 33 -
表 4-2: 交錯器參數 .....	- 35 -
表 4-3: QPSK 與 16QAM 天線選擇之交換量(通道交換週期為 5 個 OFDM 符元) .....	- 40 -
表 4-4: 比較 QPSK 與 16QAM 天線選擇在不同的通道交換週期下之交換量	- 41 -
表 4-5: QPSK 天線選擇與交換部分 LLR 之交換量(通道交換週期為 5 個 OFDM 符元) .....	- 45 -
表 4-6: 比較 QPSK 天線選擇與是否交換部分 LLR 在不同通道交換週期下之交換量 .....	- 46 -
表 4-7: 16QAM 天線選擇與交換部分 LLR 之交換量(通道交換週期為 5 個 OFDM 符元) .....	- 49 -
表 4-8: 比較 16QAM 天線選擇與是否交換部分 LLR 在不同通道交換週期之交換量 .....	- 50 -
表 4-9: 比較 QPSK 基地台三天天線交換全部觀測值與基地台六根天線交換部分 LLR 在不同的通道交換週期下之交換量 .....	- 52 -

## 圖目錄

圖 2-1: 傳送系統流程圖 .....	- 5 -
圖 2-2: (a)狀態轉換圖. (b)圖 2-2:(a)的格式圖 .....	- 6 -
圖 2-3: MIMO-OFDM 系統下的渦輪等化流程圖 .....	- 12 -
圖 3-1: UL inter-site CoMP 示意圖 .....	- 20 -
圖 3-2: 交換通道資訊與觀測值之步驟流程圖 .....	- 22 -

圖 3-3: 交換 LLR 之步驟流程圖 .....	25 -
圖 3-4: 交換通道/觀測值與 LLR 之步驟流程圖 .....	28 -
圖 4-1: 迴旋碼編碼器 .....	34 -
圖 4-2: QPSK 交換通道與觀測值 .....	36 -
圖 4-3: 16QAM 交換通道與觀測值 .....	37 -
圖 4-4: QPSK 交換全部 LLR 當遞迴次數為 3 .....	37 -
圖 4-5: 16QAM 交換全部 LLR 當遞迴次數為 3 .....	38 -
圖 4-6: QPSK 交換無量化與量化之觀測值和無量化之通道 .....	39 -
圖 4-7: QPSK 交換無量化與量化之全部 LLR .....	39 -
圖 4-8: QPSK 天線選擇之交換通道與觀測值 .....	41 -
圖 4-9: 16QAM 天線選擇之交換通道與觀測值 .....	42 -
圖 4-10: QPSK 交換全部 LLR 與在不同的門檻值下交換部分 LLR .....	43 -
圖 4-11: QPSK 天線選擇之交換未量化通道/觀測值與全部 LLR .....	47 -
圖 4-12: QPSK 天線選擇之交換量化通道/觀測值與部分 LLR .....	47 -
圖 4-13: 16QAM 天線選擇之交換未量化通道/觀測值與全部 LLR .....	50 -
圖 4-14: 16QAM 天線選擇之交換量化通道/觀測值與部分 LLR .....	51 -
圖 4-15: QPSK 基地台三根天線之交換量化通道/觀測值與基地台二到六根天線之 交換量化全部 LLR .....	53 -
圖 4-16: QPSK 基地台三根天線之交換量化通道/觀測值與基地台二到六根天線之 交換量化部分 LLR .....	53 -



# 第一章 簡介

在傳統的通訊系統中，基地台之間是無法互相傳送接收的資料，所以在每個基地台涵蓋之細胞邊緣的手機使用者，比較容易受到鄰近細胞訊號的干擾，為了提高在細胞邊緣手機使用者的傳輸吞吐量(throughput)，協調式多點傳送與接收(coordinated multipoint process; CoMP) 之技術的概念在 4G 標準 LTE-A 協定中被提出來討論，CoMP 是在 4G 系統中很有可能被實現的一種技術。CoMP 允許基地台之間可以互相傳送彼此接收到的訊號，利用這樣的作法，搭配不同的機制，可以大大提高在細胞邊緣手機使用者的吞吐量。

CoMP 的技術可被區分為兩種，一種是場域內的協調式多點傳送與接收之技術(intra-site CoMP)-即把單一基地台負責通訊的範圍分成多個區段(sector)，每個區段之間互相做協調傳送與接收的動作；另一種是場域間的協調式多點傳送與接收之技術(inter-site CoMP)-即把多個基地台合成一個群組來看，在這個群組中，每個基地台之間互相做協調傳送與接收的動作。在 CoMP 的應用中，如果是手機使用者傳送資料給基地台，稱為上傳協調式多點傳送與接收之技術(UL CoMP)，如果是基地台傳送資料給手機使用者，稱為下傳協調式多點傳送與接收之技術(DL CoMP)。在 UL CoMP 中，同一個群組的使用者與基地台可形成一個大型的多輸入多輸出(multiple-input-multiple-output; MIMO)系統，所有使用者的資料可以同時被偵測出，因此干擾不復存在。

在此篇論文，我們要討論的是在 UL 基地台之間的 CoMP 情境，各個基地台收到訊號之後，基地台之間要如何交換資訊，交換何種資訊，然後再比較各種交換策略下，效能與交換資料量之間關係，為了提高效能我們使用渦輪等化做訊

號的偵測。在本篇論文中我們提出三種資訊的交換方法，第一種方法是各個基地台收到訊號後，交換通道資訊和接收訊號，然後經由渦輪等化的運算，再做訊號的偵測，我們可以把接收訊號全部都互相交換，也可以利用天線選擇(antenna selection)[4]，選擇較少量的天線所接收到的訊號做交換，使用天線選擇交換的資料量可以有效的減少；第二種方法是各個基地台收到訊號後，先經由渦輪等化(Turbo equalization)的運算，再互相交換各自的位元 LLR(log likelihood; LLR)，然後將這些 LLR 做結合之後再做訊號的偵測的動作，我們可以交換全部位元的 LLR，也可以只交換部分位元的 LLR 以減少交換的資料量；第三種方法是第一種與第二種方法的混合，各個基地台收到訊號後，交換通道資訊和接收訊號，經過渦輪等化的運算，然後交換位元的 LLR，將這些 LLR 做結合之後再做訊號的偵測。我們所考慮的調變技術是正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)。

在接下來的第二章，我們會先介紹在 MIMO-OFDM 系統下的渦輪等化，第三章會更詳細說明我們提出的三種方法，並列出三種方法的資料的交換量，第四章會有這三種方法的模擬結果，第五章則是結論。

## 第二章 MIMO-OFDM 系統下之渦輪等化

在 MIMO-OFDM 系統下，我們可以把 MIMO 通道當成是一個內部的編碼器，把前置錯誤更正碼編碼器(forward error control encoder; FEC encoder)當成是一個外部的編碼器，利用遞迴解碼的技術來逼近等化(equalization)和偵測(detection) 共同處理的最佳效能，這樣的技術一般被稱為渦輪等化。這一章，我們假設我們使用的是迴旋碼(convolutional code)的通道編碼，以此來探討 MIMO-OFDM 之渦輪等化，我們會先介紹在 MIMO-OFDM 系統下，硬式位元解映射(hard-bit demapping)與軟式位元解映射(soft-bit demapping)在等化器中的算法，然後探討迴旋碼之最佳的解碼演算法，即 BCJR 演算法[3]，最後我們將完整敘述 MIMO-OFDM 系統下的渦輪等化過程。

### 2.1 MIMO-OFDM 系統下之位元解映射

位元解映射可以被分為硬式與軟式兩種，硬式解映射的作法為直接解出一組解；而軟式解映射可以算出每個傳送位元是 0 與 1 的機率，或是轉換成 LLR，軟式的輸出可以被利用來做其它運算，如位元交錯及解碼。硬式解映射的最佳解即是一般所稱的 ML 解，它是把傳送訊號所有可能的傳送符元向量(symbol vector)都考慮進來做運算，求得最有可能的解，雖然運算複雜度高，但是它是 MIMO 系統之最佳的硬式解。

#### 2.1.1 硬式解映射

令一 MIMO-OFDM 系統傳送之符元向量為 $\tilde{\mathbf{x}}$ ，通道響應矩陣為 $\tilde{\mathbf{H}}$ ，雜訊向量

為 $\tilde{\mathbf{n}}$ ，那麼接收到的訊號為 $\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}$ ，硬式解映射的解如(2.1)所示，亦即在所有可能傳送的符元向量中，能使式子(2.1)等式右邊值最小的那個符元向量就是其解。

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}}_i \in \tilde{\mathbf{x}}} \{ \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{H}} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_i\|^2 \} \quad (2.1)$$

在這裡 $\tilde{\mathbf{x}}$ 為所有可能傳送符元向量的集合。

### 2.1.2 軟式解映射

不同於硬式解映射把符元向量直接解出來，軟式 ML 解映射則是算出每個傳送位元是 0 與 1 的機率，或是轉換成 LLR，軟式的輸出可以被利用來做其它運算。在實際的通訊傳輸中，傳送的位元通常會經過交錯(interleaving)運算後再以符元的型式傳送出去，因此在接收端必須將接收到的符元向量轉換成位元型式再通過反交錯以還原傳送端的位元序列，軟式 ML 等化器即是做此最佳的轉換。令一位元向量 $\mathbf{c}$ 被轉換成一符元向量 $\tilde{\mathbf{x}}$ ，接收端所收到的符元向量為 $\tilde{\mathbf{y}}$ ，亦令 $c_i$ 為此傳送位元序列的第 $i$ 個位元，那麼 $c_i$ 的 LLR 可以被定義如下

$$LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}}) = \log\left(\frac{P_r[c_i = 1|\tilde{\mathbf{y}}]}{P_r[c_i = 0|\tilde{\mathbf{y}}]}\right) = \log\left(\frac{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(1)}} p(\mathbf{c}_j|\tilde{\mathbf{y}})}{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(0)}} p(\mathbf{c}_j|\tilde{\mathbf{y}})}\right) \quad (2.2)$$

$\mathbf{C}_i^{(1)}$  在這裡是一個集合，它指的是所有可能的傳送位元向量中，第 $i$ 個位元為 1 的那些位元序列；同理， $\mathbf{C}_i^{(0)}$  是一個集合，它指的是所有可能的傳送位元序列中，第 $i$ 個位元為 0 的那些位元序列。式子(2.2)即為式子(2.29)，它的計算方法在 2.3.1 中有詳細地說明。

## 2.2 BCJR 演算法

Viterbi 演算法是一種可以使一傳送符元或位元序列發生錯誤機率最小的解碼方法，它適用於迴旋碼；而 BCJR 演算法[3]則可算出每一個編碼位元(coded bit)是 1 或 0 的機率，並使一個符元或位元發生錯誤機率最小的解碼方法，它是一種最佳的解碼方法，並可以輸出軟式解，它適用於迴旋碼或是渦輪碼的解碼。

在此，我們將說明 BCJR 演算法在迴旋碼應用中的推導過程，基於此推導，我們可以將其延至使用在渦輪等化中迴旋碼解碼器的 BCJR 演算法推導，在渦輪等化中，因為迴旋碼解碼器多了事前資訊(prior information)，也就是編碼位元(coded bit)的事前的(prior) LLR，所以會與單純應用在迴旋碼的推導有所不同，我們會在 2.3.1 節中推導使用在渦輪等化中迴旋碼解碼器的 BCJR 演算法。BCJR 演算法在迴旋碼應用中的推導，在文獻[3]有仔細地探討。

我們使用的訊號傳輸模型如下圖所示：

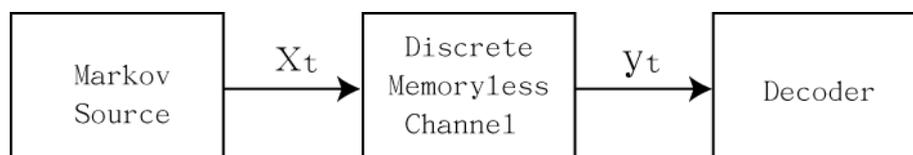


圖2-1: 傳送系統流程圖

假設傳送訊號可模式化為離散時間有限狀態馬可夫過程(discrete-time finite-state Markov process)，通道為離散無記憶通道(discrete memoryless

channel)，總共有  $M$  個 Markov 訊號源狀態(state)，此狀態用指標  $m$  來表示  $m = 0, 1, \dots, M - 1$ ，用  $S_t$  來代表在時間  $t$  的時候此訊號源的狀態，用  $X_t$  來代表在時間  $t$  的時候所對應到的編碼位元輸出。

在此，我們舉一個有 3 個狀態的 Markov 訊號源為例子，下圖為此例子 Markov 訊號源的狀態轉換圖(state transition diagram)與它對應的格式圖(trellis diagram)。

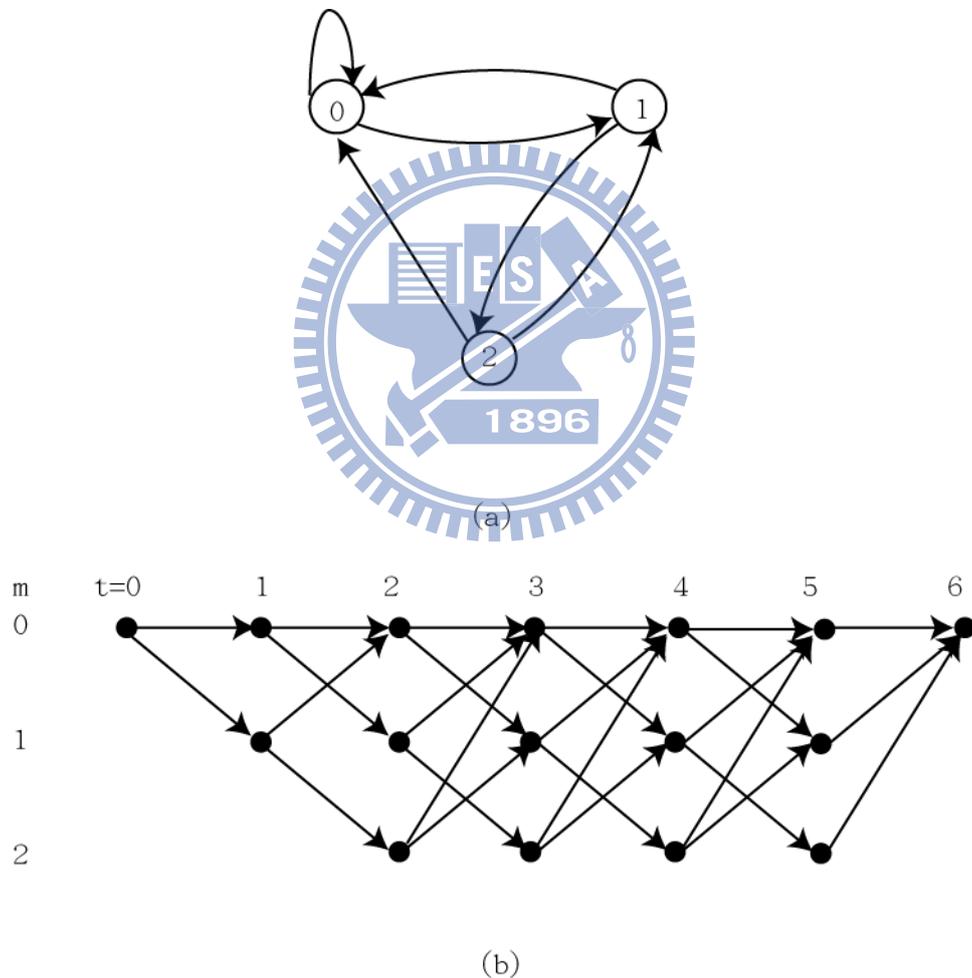


圖2-2: (a)狀態轉換圖. (b)圖2-2:(a)的格式圖

首先，我們假設編碼位元向量為  $\mathbf{x}_1^T$ ， $\mathbf{x}_1^T = x_1, x_2, \dots, x_\tau$ ，經過通道後的接收訊號為  $\mathbf{y}_1^T$ ， $\mathbf{y}_1^T = y_1, y_2, \dots, y_\tau$ ，而且  $1 \leq t \leq \tau$ 。我們想要求取的目標函式為

$$P_r[S_t = m | \mathbf{y}_1^r] = p(S_t = m; \mathbf{y}_1^r) / p(\mathbf{y}_1^r) \quad (2.3)$$

與

$$P_r[S_{t-1} = m'; S_t = m | \mathbf{y}_1^r] = p(S_{t-1}; S_t = m; \mathbf{y}_1^r) / p(\mathbf{y}_1^r) \quad (2.4)$$

令

$$\lambda_t(m) = p(S_t = m; \mathbf{y}_1^r) \quad (2.5)$$

$$\sigma_t(m', m) = p(S_{t-1} = m'; S_t = m; \mathbf{y}_1^r) \quad (2.6)$$

要求出 $\lambda_t(m)$ 與 $\sigma_t(m', m)$ 之前，我們得先定義以下三個函式

$$\alpha_t(m) = p(S_t = m; \mathbf{y}_1^t) \quad (2.7)$$

$$\beta_t(m) = p(\mathbf{y}_{t+1}^r | S_t = m) \quad (2.8)$$

$$\gamma_t(m', m) = p(S_t = m; \mathbf{y}_t | S_{t-1} = m') \quad (2.9)$$

由這三個函式，我們可以得出

$$\begin{aligned} \lambda_t(m) &= p(S_t = m; \mathbf{y}_1^t) \cdot p(\mathbf{y}_{t+1}^r | S_t = m; \mathbf{y}_1^t) \\ &= \alpha_t(m) \cdot p(\mathbf{y}_{t+1}^r | S_t = m) \\ &= \alpha_t(m) \cdot \beta_t(m) \end{aligned} \quad (2.10)$$

上式從第一行轉換到第二行，是利用到馬可夫模式的性質，亦即如果 $S_t$ 已知，那麼在時間 $t$ 之後的事件與 $\mathbf{y}_1^t$ 是獨立的。接著推導 $\sigma_t(m', m)$ 如下：

$$\begin{aligned}
\sigma_t(m', m) &= p(S_{t-1} = m'; S_t = m; \mathbf{y}_1^t) \cdot p(S_{t-1} = m'; S_t = m; \mathbf{y}_{t+1}^\tau) \\
&= p(S_{t-1} = m'; \mathbf{y}_1^{t-1}) \cdot p(S_t = m; \mathbf{y}_t | S_{t-1} = m'; \mathbf{y}_1^{t-1}) \\
&\quad \cdot p(S_{t-1} = m'; S_t = m; \mathbf{y}_{t+1}^\tau) \\
&= p(S_{t-1} = m'; \mathbf{y}_1^{t-1}) \cdot p(S_t = m; \mathbf{y}_t | S_{t-1} = m') \cdot p(S_t = m; \mathbf{y}_{t+1}^\tau) \\
&= \alpha_{t-1}(m') \cdot \gamma_t(m', m) \cdot \beta_t(m)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

上式從第二行轉換到第三行，亦利用到馬可夫模式性質。當  $t = 0$  的時候，起始狀態是從狀態 0 開始，所以

$$\alpha_0(0) = 1, \alpha_0(m) = 0, \text{ for } m \neq 0 \tag{2.12}$$

接著推導  $\alpha_t(m)$ ，當  $t = 1, 2, \dots, \tau$

$$\begin{aligned}
\alpha_t(m) &= \sum_{m'=0}^{M-1} p(S_{t-1} = m'; S_t = m; \mathbf{y}_1^t) \\
&= \sum_{m'=0}^{M-1} p(S_{t-1} = m'; \mathbf{y}_1^{t-1}) \cdot p(S_t = m; \mathbf{y}_t | S_{t-1} = m') \\
&= \sum_{m'=0}^{M-1} \alpha_{t-1}(m') \cdot \gamma_t(m', m)
\end{aligned} \tag{2.13}$$

而當  $t = \tau$  的時候，假設結束狀態是停留在狀態 0，所以

$$\beta_0(0) = 1, \beta_0(m) = 0, \text{ for } m \neq 0 \tag{2.14}$$

接著推導  $\beta_t(m)$ ，當  $t = 1, 2, \dots, \tau - 1$  時

$$\begin{aligned}
\beta_t(m) &= \sum_{m'=0}^{M-1} p(S_{t+1} = m'; \mathbf{y}_{t+1}^\tau | S_t = m) \\
&= \sum_{m'=0}^{M-1} p(S_{t+1} = m'; \mathbf{y}_{t+1} | S_t = m) \cdot p(\mathbf{y}_{t+2}^\tau | S_{t+1} = m'; S_t = m; \mathbf{y}_{t+1}) \\
&= \sum_{m'=0}^{M-1} p(S_{t+1} = m'; \mathbf{y}_{t+1} | S_t = m) \cdot p(\mathbf{y}_{t+2}^\tau | S_{t+1} = m') \\
&= \sum_{m'=0}^{M-1} \beta_{t+1}(m') \cdot \gamma_{t+1}(m, m') \tag{2.15}
\end{aligned}$$

上式從第二行轉換到第三行，亦利用到馬可夫模式性質。接著推導 $\gamma_t(m', m)$

$$\begin{aligned}
\gamma_t(m', m) &= p(S_t = m; \mathbf{y}_t | S_{t-1} = m') \\
&= p(S_t = m | S_{t-1} = m') \cdot p(\mathbf{y}_t | S_{t-1} = m'; S_t = m) \\
&= \sum_{\mathbf{x}} p(\mathbf{x}_t = \mathbf{x}; S_t = m | S_{t-1} = m') \cdot p(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}) \\
&= \sum_{\mathbf{x}} p(S_t = m | S_{t-1} = m') \cdot p(\mathbf{x}_t = \mathbf{x} | S_{t-1} = m'; S_t = m) \\
&\quad \cdot p(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}) \tag{2.16}
\end{aligned}$$

我們在下方歸納出三個步驟以求得 $\lambda_t(m)$ 與 $\sigma_t(m', m)$ 。

- 1) 先利用(2.12)跟(2.14)計算出 $\alpha_0(m)$ 與 $\beta_\tau(m)$ ,  $m = 0, 1, \dots, M - 1$ 。
- 2) 一旦接收到 $Y_t$ ，BCJR 解碼器便利用(2.16)計算 $\gamma_t(m', m)$ ，利用(2.13)計算 $\alpha_t(m)$ ，並將 $\alpha_t(m)$ 的值儲存起來。
- 3) 當 $\mathbf{Y}_1^\tau$ 全部被接收之後，BCJR 解碼器可以利用(2.15)遞迴算出 $\beta_t(m)$ ，接著，

我們便能利用算出的 $\alpha_t(m)$ ，將 $\beta_t(m)$ 與 $\gamma_t(m', m)$ 代入(2.10)跟(2.11)便可求得 $\lambda_t(m)$ 與 $\sigma_t(m', m)$ 。

最後，我們可以利用 $\lambda_t(m)$ 與 $\sigma_t(m', m)$ 求出資訊位元(information bit)與編碼位元是 0 與 1 的機率。我們考慮一個 $k_0/n_0$ 的迴旋碼編碼器，它的限制長度(constraint length)為 $k_0v$ 。在時間 $t$ 時此編碼器的輸入為 $\mathbf{i}_t = (i_t^{(1)}, i_t^{(2)}, \dots, i_t^{(k_0)})$ ，其對應的輸出的編碼位元為 $\mathbf{z}_t = (z_t^{(1)}, z_t^{(2)}, \dots, z_t^{(n_0)})$ ，此編碼器可以藉由 $k_0$ 個移位暫存器來實現，每個移位暫存器的長度是 $v$ ，用 $S_t$ 來代表移位暫存器的狀態。

$$S_t = (s_t^{(1)}, s_t^{(2)}, \dots, s_t^{(k_0v)}) = (\mathbf{i}_t, \mathbf{i}_{t-1}, \dots, \mathbf{i}_{t-v+1}) \quad (2.17)$$

首先，我們先說明解出資訊位元的方法如下，令 $A_t^{(j)}$ 是一個讓 $S_t$ 中 $s_t^{(j)} = 0$ 狀態的集合，從上式(2.17)，我們可以得知

$$s_t^{(j)} = i_t^{(j)}, \quad j = 1, 2, \dots, k_0 \quad (2.18)$$

上式暗示

$$P_r[i_t^{(j)} = 0; \mathbf{y}_1^T] = \sum_{S_t \in A_t^{(j)}} \lambda_t(m) \quad (2.19)$$

藉由正規化 $P_r[\mathbf{y}_1^T] = \lambda_\tau(0)$ ，我們可以得到

$$P_r[i_t^{(j)} = 0 | \mathbf{y}_1^T] = \frac{1}{\lambda_\tau(0)} \sum_{S_t \in A_t^{(j)}} \lambda_t(m) \quad (2.20)$$

接著我們可以解出資訊位元，如 (2.21) 式表示。

$$i_t^{(j)} = \begin{cases} 0 & \text{if } P_r[i_t^{(j)} = 0 | \mathbf{y}_1^T] \geq 0.5 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.21)$$

我們亦可以解出編碼位元，方法如下

$$P_r[z_t^{(j)} = 0; \mathbf{y}_1^T] = \sum_{(m', m) \in B_t^{(j)}} \sigma_t(m', m) \quad (2.22)$$

在這裡  $B_t^{(j)}$  是一個使  $z_t^{(j)} = 0$  的所有轉換狀態  $S_{t-1} = m' \rightarrow S_t = m$  的集合。如果藉由正規化  $P_r[\mathbf{y}_1^T] = \lambda_\tau(0)$ ，我們可以得到

$$P_r[z_t^{(j)} = 0 | \mathbf{y}_1^T] = \frac{1}{\lambda_\tau(0)} \sum_{(m', m) \in B_t^{(j)}} \sigma_t(m', m) \quad (2.23)$$

接著可以解出編碼位元，如(2.24)式所示。

$$z_t^{(j)} = \begin{cases} 0 & \text{if } P_r[z_t^{(j)} = 0 | \mathbf{y}_1^T] \geq 0.5 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.24)$$

## 2.3 MIMO-OFDM 系統下之渦輪等化

傳統的接收機，等化與解碼是分開做的，所以它的效能不是最佳，為了改善傳統接收機的效能，渦輪等化的概念被提出，它是一種把等化與解碼合在一起處理的技術。渦輪等化技術可以大大改善傳統接收器的效能，但它的複雜度會比傳統接收機高許多。圖 2-1 為渦輪等化在 OFDM-MIMO 系統下的過程示意圖。

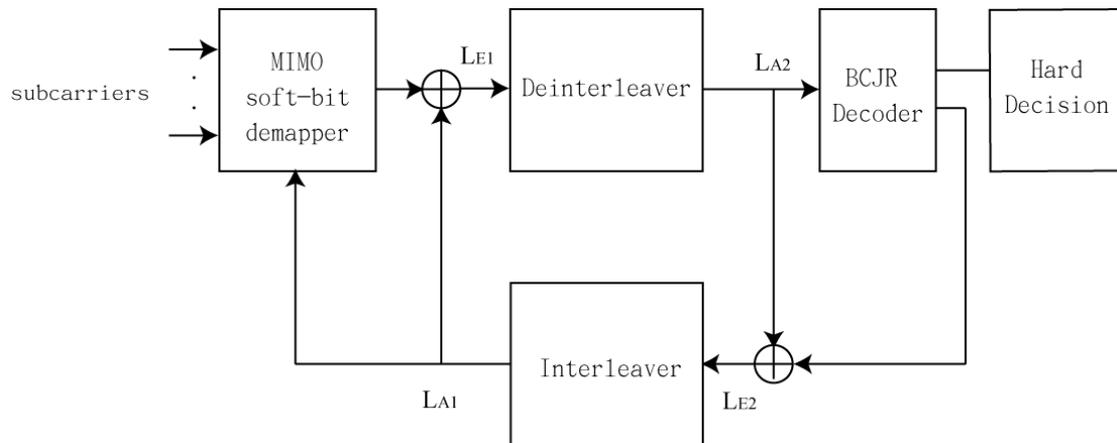


圖2-3: MIMO-OFDM系統下的渦輪等化流程圖

由於是在 MIMO-OFDM 系統下，所以我們將接收的訊號先經過 FFT 的運算轉到頻域上。圖中的  $L_{A1}$ ， $L_{F1}$ ， $L_{A2}$ ， $L_{F2}$  為編碼位元在渦輪等化中不同階段用來做運算的 LLR，在第一次處理還未做遞迴的情況下， $L_{A1}$  為一個全零的矩陣輸入 MIMO 軟式位元解映射，經過 MIMO 軟式位元解映射之後，將求得的編碼位元之 LLR 扣除事前資訊，也就是扣除  $L_{A1}$ ，就會得到要輸送給 BCJR 解碼器的  $L_{F1}$ ， $L_{F1}$  經過反交錯 (deinterleave) 後為  $L_{A2}$ ， $L_{A2}$  即為輸入給 BCJR 解碼器的事前資訊，如果我們不做遞迴，我們可以直接將經過 BCJR 解碼器後求得的編碼位元之 LLR 做決策 (decision)，這樣遞迴的次數被定義為 0，如果要做遞迴，就將經過 BCJR 解碼器後求得的編碼位元之 LLR 扣除事前資訊  $L_{A2}$  得到  $L_{F2}$ ， $L_{F2}$  經過交錯器 (interleaver) 的運算後，就得到下一次給 MIMO 軟式位元解映射的事前資訊  $L_{A1}$ ，繼續上述的步驟至 BCJR 解碼器求得編碼位元之 LLR，即完成一次的遞迴，多次遞迴以此類推。

在這裡，MIMO 軟式位元解映射與 BCJR 解碼器都需要扣除他們各自的事前資訊，因為假如 MIMO 軟式位元解映射求得的編碼位元之 LLR 沒有扣除它的事前資訊  $L_{A1}$  就進入反交錯器 (deinterleaver)，那麼 BCJR 解碼器的事前資訊  $L_{A2}$  就

會受到 $L_{A1}$ 的影響，因而變得不是彼此獨立，遞迴之後 $L_{A2}$ 又會影響到 $L_{A1}$ 。在這樣的情況下，由於 MIMO 軟式位元解映射與 BCJR 解碼器的事前資訊有相關，遞迴後就無法達到效能的改善。一般而言 MIMO 軟式位元解映射與 BCJR 解碼器求得之編碼位元 LLR 的絕對值會隨著遞迴次數快速地加大。

### 2.3.1 渦輪等化下利用事前資訊的 MIMO 軟式位元解映射

在渦輪等化的遞迴過程中，我們必須把解碼器算出的事前資訊反饋給 MIMO 軟式位元解映射，由於有事前資訊的輸入，遞迴愈多次，解碼的效果就會愈好。以下是渦輪等化在有事前資訊的情況下，MIMO 軟式位元解映射運算的推導。

$$LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}}) = \log\left(\frac{P_r[c_i = 1|\tilde{\mathbf{y}}]}{P_r[c_i = 0|\tilde{\mathbf{y}}]}\right) = \log\left(\frac{\sum_{\Psi_j \in S_i^{(1)}} p(\Psi_j|\tilde{\mathbf{y}})}{\sum_{\Psi_j \in S_i^{(0)}} p(\Psi_j|\tilde{\mathbf{y}})}\right) \quad (2.25)$$

假設接收的訊號經過 FFT 運算後為 $\tilde{\mathbf{y}}$ ， $\tilde{\Psi}_j = [\tilde{\psi}_1, \tilde{\psi}_2, \dots, \tilde{\psi}_{N_T}]$ 代表所有在頻域上可能的傳送符元向量， $c_i$ 為編碼位元序列中第 $i$ 個編碼位元， $N_T$ 為傳送天線的總個數， $S_i^{(1)}$ 是一個集合，它指的是所有可能的傳送符元向量中，第 $i$ 個位元為 1 的那些符元向量；同理， $S_i^{(0)}$ 是一個集合，它指的是所有可能的傳送符元向量中，第 $i$ 個位元會為 0 的那些符元向量。接著，我們可以把 $p(\tilde{\Psi}_j|\tilde{\mathbf{y}})$ 改寫成以下型式

$$p(\tilde{\Psi}_j|\tilde{\mathbf{y}}) = \frac{p(\tilde{\Psi}_j; \tilde{\mathbf{y}})}{p(\tilde{\mathbf{y}})} = \frac{p(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\Psi}_j) \cdot p(\tilde{\Psi}_j)}{p(\tilde{\mathbf{y}})} \quad (2.26)$$

在這裡 $p(\tilde{\mathbf{y}})$ 可以不考慮進來，因為 $LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}})$ 的式子中，分子與分母的 $p(\tilde{\mathbf{y}})$ 可以互消；而 $p(\tilde{\Psi}_j)$ 會被編碼位元的 LLR 所決定，也就是被 $\mathbf{c}$ 所決定， $\mathbf{c}$ 為所有編碼位元為 1 與 0 的機率，在還沒做遞迴的情況下，編碼位元為 0 或 1 的機率都是 0.5，經過遞迴之後 $\mathbf{c}$ 會有所改變，由解碼器反饋到 MIMO 軟式位元解映射，當成是

MIMO 軟式位元解映射的事前資訊，而  $p(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\Psi}_j)$  可以由下列的式子表示

$$p(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\Psi}_j) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^{N_r}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{H}} \cdot \tilde{\Psi}_j\|^2\right\} \quad (2.27)$$

我們重寫  $LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}})$  的式子如下

$$LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}}) = \log\left(\frac{P_r[c_i = 1|\tilde{\mathbf{y}}]}{P_r[c_i = 0|\tilde{\mathbf{y}}]}\right) = \log\left(\frac{\sum_{\tilde{\Psi}_j \in S_i^{(1)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\Psi}_j) \cdot p(\tilde{\Psi}_j)}{\sum_{\tilde{\Psi}_j \in S_i^{(0)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\Psi}_j) \cdot p(\tilde{\Psi}_j)}\right) \quad (2.28)$$

如果我們把上式符元向量  $\tilde{\Psi}_j$  轉換成位元向量  $\mathbf{c}_j$ ，把符元向量集合  $S_i^{(1)}$  轉換成位元向量的集合  $\mathbf{C}_i^{(1)}$ ，把符元向量集合  $S_i^{(0)}$  轉換成位元向量的集合  $\mathbf{C}_i^{(0)}$ ，那麼  $LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}})$  可以被重寫為

$$\begin{aligned} LLR(c_i|\tilde{\mathbf{y}}) &= \log\left(\frac{P_r[c_i = 1|\tilde{\mathbf{y}}]}{P_r[c_i = 0|\tilde{\mathbf{y}}]}\right) = \log\left(\frac{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(1)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\mathbf{c}_j) \cdot p(\mathbf{c}_j)}{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(0)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\mathbf{c}_j) \cdot p(\mathbf{c}_j)}\right) \\ &= \log\left(\frac{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(1)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\mathbf{c}_j) \cdot \prod_{k=1}^{k=K} p(\mathbf{c}_k)}{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(0)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\mathbf{c}_j) \cdot \prod_{k=1}^{k=K} p(\mathbf{c}_k)}\right) \\ &= \log\left(\frac{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(1)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\mathbf{c}_j) \cdot \prod_{k=1, k \neq i}^{k=K} p(\mathbf{c}_k)}{\sum_{\mathbf{c}_j \in \mathbf{C}_i^{(0)}} p(\tilde{\mathbf{y}}|\mathbf{c}_j) \cdot \prod_{k=1, k \neq i}^{k=K} p(\mathbf{c}_k)}\right) + LLR(c_i) \\ &= LLR_{ext}(c_i|\tilde{\mathbf{y}}) + LLR(c_i) \end{aligned} \quad (2.29)$$

在這裡  $K$  為  $\mathbf{c}_j$  的總位元數，也就是傳送訊號向量的總位元數。

$LLR(c_i)$  就是我們輸入 MIMO 軟式位元解映射的事前資訊部分，在經過

MIMO 軟式位元解映射之後， $LLR_{ext}(c_i|\tilde{\mathbf{y}})$  會被計算出來輸入 BCJR 解碼器，當成 BCJR 解碼器事前資訊的部分。

### 2.3.2 應用在渦輪等化中迴旋碼解碼器的 BCJR 演算法

在文獻[3]中，介紹了 BCJR 演算法如何使用在一般的迴旋碼的解碼器，以下我們將介紹在渦輪等化應用中，迴旋碼解碼器中 BCJR 演算法的推導。首先，我們令資訊位元為  $\mathbf{I}$ ，在時間  $t$  第  $j$  個資訊位元為  $i_t^{(j)}$ ，且  $i_t^{(j)} \in \{0, 1\}$ ，我們令格式圖 (trellis diagram) 中第  $t$  個時間的狀態 (state) 為  $S_t$ ， $\tilde{\mathbf{y}}$  為頻域上的接收訊號， $\mathbf{c}$  為所有的編碼位元。在此，我們想要使  $P_r[i_t^{(j)}|\tilde{\mathbf{y}}]$  的機率最大，一旦我們知道事後狀態轉換機率 (posterior state transition probability)  $P_r[S_t = m'; S_{t+1} = m|\mathbf{c}]$ ，那麼就可以容易地求出  $P_r[i_t^{(j)}|\tilde{\mathbf{y}}]$ 。我們先計算  $P_r[i_t^{(j)} = 0|\mathbf{c}]$  如下：

$$P_r[i_t^{(j)} = 1|\mathbf{c}] = \sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(1)}} P_r[S_t = m'; S_{t+1} = m|\mathbf{c}] \quad (2.30)$$

在這裡  $S_t^{(j)(1)}$  是一個使  $i_t^{(j)} = 1$  的所有轉換狀態  $S_{t-1} = m' \rightarrow S_t = m$  的集合。以下繼續我們的推導

$$\begin{aligned} P_r[S_t = m'; S_{t+1} = m|\mathbf{c}] &= p(S_t = m'; S_{t+1} = m; \mathbf{c})/p(\mathbf{c}) \\ &= p(S_t = m'; S_{t+1} = m; \mathbf{c}_{l < t}; \mathbf{c}_t; \mathbf{c}_{l > t})/p(\mathbf{c}) \\ &= p(\mathbf{c}_{l > t} | S_t = m'; S_{t+1} = m; \mathbf{c}_{l < t}; \mathbf{c}_t) \\ &\quad \cdot p(S_t = m'; S_{t+1} = m; \mathbf{c}_{l < t}; \mathbf{c}_t)/p(\mathbf{c}) \end{aligned} \quad (2.31)$$

我們假設傳送訊號是離散時間有限狀態馬可夫過程 (discrete-time finite-state Markov process)，通道為離散無記憶通道 (discrete memoryless channel)，由於馬可

夫性質(Markov property)，我們知道在第  $t + 1$  個時間的資訊可以完全取代在第  $t$  個時間的資訊，所以上述式子可以被簡化成

$$\begin{aligned}
 P_r[S_t = m'; S_{t+1} = m | \mathbf{c}] &= p(\mathbf{c}_{l>t} | S_{t+1} = m) \cdot p(S_t = m'; S_{t+1} = m; \mathbf{c}_{l<t}; \mathbf{c}) / p(\mathbf{c}) \\
 &= p(\mathbf{c}_{l>t} | S_{t+1} = m) \cdot p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_t | S_t = m'; \mathbf{c}_{l<t}) \\
 &\quad \cdot p(S_t = m'; \mathbf{c}_{l<t}) / p(\mathbf{c}) \\
 &= p(S_t = m'; \mathbf{c}_{l<t}) \cdot p(\mathbf{c}_{l>t} | S_{t+1} = m) \\
 &\quad \cdot p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_t | S_t = m') / p(\mathbf{c}) \tag{2.32}
 \end{aligned}$$

我們令

$$p(S_t = m'; \mathbf{c}_{l<t}) = \alpha_t(m') \tag{2.33}$$

$$p(\mathbf{c}_{l>t} | S_{t+1} = m) = \beta_{t+1}(m) \tag{2.34}$$

$$p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_t | S_t = m') = \gamma_t(m', m) \tag{2.35}$$

我們可以由上面的推導得出

$$\begin{aligned}
 P_r[i_t^{(j)} = 1 | \mathbf{c}] &= \sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(1)}} P_r[S_t = m'; S_{t+1} = m | \mathbf{c}] \\
 &= \frac{1}{p(\mathbf{c})} \sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(1)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m', m) \tag{2.36}
 \end{aligned}$$

同理，我們可以推得

$$\begin{aligned}
P_r[i_t^{(j)} = 0 | \mathbf{c}] &= \sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(0)}} P_r[S_t = m'; S_{t+1} = m | \mathbf{c}] \\
&= \frac{1}{p(\mathbf{c})} \sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(0)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m', m) \quad (2.37)
\end{aligned}$$

在這裡  $S_t^{(j)(0)}$  是一個使  $i_t^{(j)} = 0$  的所有轉換狀態  $S_{t-1} = m' \rightarrow S_t = m$  的集合。以下我們再把  $\alpha_t(m')$ ,  $\beta_{t+1}(m)$  與  $\gamma_t(m', m)$  做一些轉換

$$\begin{aligned}
\gamma_t(m', m) &= p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_t | S_t = m') \\
&= p(\mathbf{c}_t | S_t = m'; S_{t+1} = m) \cdot p(S_{t+1} = m | S_t = m') \quad (2.38)
\end{aligned}$$

一般來說，我們可以假定輸入訊號 1 跟 0 的機率是一樣的，所以令等式右邊

$p(S_{t+1} = m | S_t = m') = \frac{1}{Q}$ ， $Q$  代表的意思是，當  $S_t = m'$  的情況下， $S_{t+1}$  有  $Q$  種可能的狀態(state)。接著計算  $\alpha_t(m')$ ,  $\beta_{t+1}(m)$ ，我們利用遞迴的技巧可得：

$$\begin{aligned}
\alpha_{t+1}(m) &= p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_{l < (t+1)}) \\
&= \sum_{m=1}^M p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_t; S_t = m'; \mathbf{c}_{l < t}) \\
&= \sum_{m=1}^M p(S_{t+1} = m; \mathbf{c}_t | S_t = m') \cdot p(S_t = m'; \mathbf{c}_{l < t}) \\
&= \sum_{m=1}^M \gamma_t(m', m) \cdot \alpha_t(m') \quad (2.39)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\beta_t(m') &= p(\mathbf{c}_{l>(t-1)} | S_t = m') \\
&= \sum_{m'=1}^M p(\mathbf{c}_{l>t}; \mathbf{c}_t; S_{t+1} = m | S_t = m') \\
&= \sum_{m'=1}^M p(\mathbf{c}_{l>t} | S_{t+1} = m) \cdot p(\mathbf{c}_t; S_{t+1} = m | S_t = m') \\
&= \sum_{m'=1}^M \beta_{t+1}(m') \cdot \gamma_t(m', m)
\end{aligned} \tag{2.40}$$

在這裡  $M$  代表在時間  $t + 1$  的時候，總共有  $M$  個狀態。由上面的推導結果，我們可以求得資訊位元的 LLR 如下

$$\begin{aligned}
LLR(i_t^{(j)} | \mathbf{c}) &= \log\left(\frac{P_r[i_t^{(j)} = 1 | \mathbf{c}]}{P_r[i_t^{(j)} = 0 | \mathbf{c}]}\right) \\
&= \log\left(\frac{\sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(1)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m', m)}{\sum_{(m', m) \in S_t^{(j)(0)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m', m)}\right)
\end{aligned} \tag{2.41}$$

也可求得編碼位元的 LLR 如下

$$\begin{aligned}
LLR(c_t^{(k)}|\mathbf{c}) &= \log\left(\frac{P_r[c_t^{(k)} = 1|\mathbf{c}]}{P_r[c_t^{(k)} = 0|\mathbf{c}]}\right) \\
&= \log\left(\frac{\sum_{(m',m)\in C_i^{(k)(1)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m',m)}{\sum_{(m',m)\in C_i^{(k)(0)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m',m)}\right) \\
&= \left(\log\left(\frac{\sum_{(m',m)\in C_i^{(k)(1)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m',m)}{\sum_{(m',m)\in C_i^{(k)(0)}} \alpha_t(m') \cdot \beta_{t+1}(m) \cdot \gamma_t(m',m)}\right) - \log\left(\frac{p(c_t^{(k)} = 1)}{p(c_t^{(k)} = 0)}\right)\right) \\
&\quad + \left(\log\left(\frac{p(c_t^{(k)} = 1)}{p(c_t^{(k)} = 0)}\right)\right) \\
&= LLR_{ext}(c_t^{(k)}|\mathbf{c}) + LLR(c_t^{(k)}) \tag{2.42}
\end{aligned}$$

在這裡， $c_t^{(k)}$  為在時間  $t$  第  $k$  個編碼位元，且  $c_t^{(k)} \in \{0, 1\}$ ，而  $C_t^{(k)(0)}$  是一個使  $c_t^{(k)} = 0$  的所有轉換狀態  $S_{t-1} = m' \rightarrow S_t = m$  的集合。 $LLR(c_t^{(k)})$  為 BCJR 解碼器的事前資訊，而  $LLR_{ext}(c_t^{(k)}|\mathbf{c})$  將反饋到 MIMO 軟式位元解映射，當成是 MIMO 軟式位元解映射的事前資訊。

### 第三章 所提出之多基地台合作 MIMO-OFDM 系統之渦輪等 化方法

#### 3.1 UL 場域間 CoMP 之介紹

如同一開始所說，場域間 CoMP 即把多個基地台合成一個群組來看，在這個群組中，每個基地台之間互相做協調傳送與接收的動作，也就是說，在這個群組裡的基地台，彼此之間具有溝通的能力，在場景 4(scenario 4)[21]的環境下，基地台之間可以利用光纖傳輸互傳資訊。本章主要探討的是 UL 場域間 CoMP 的技術。

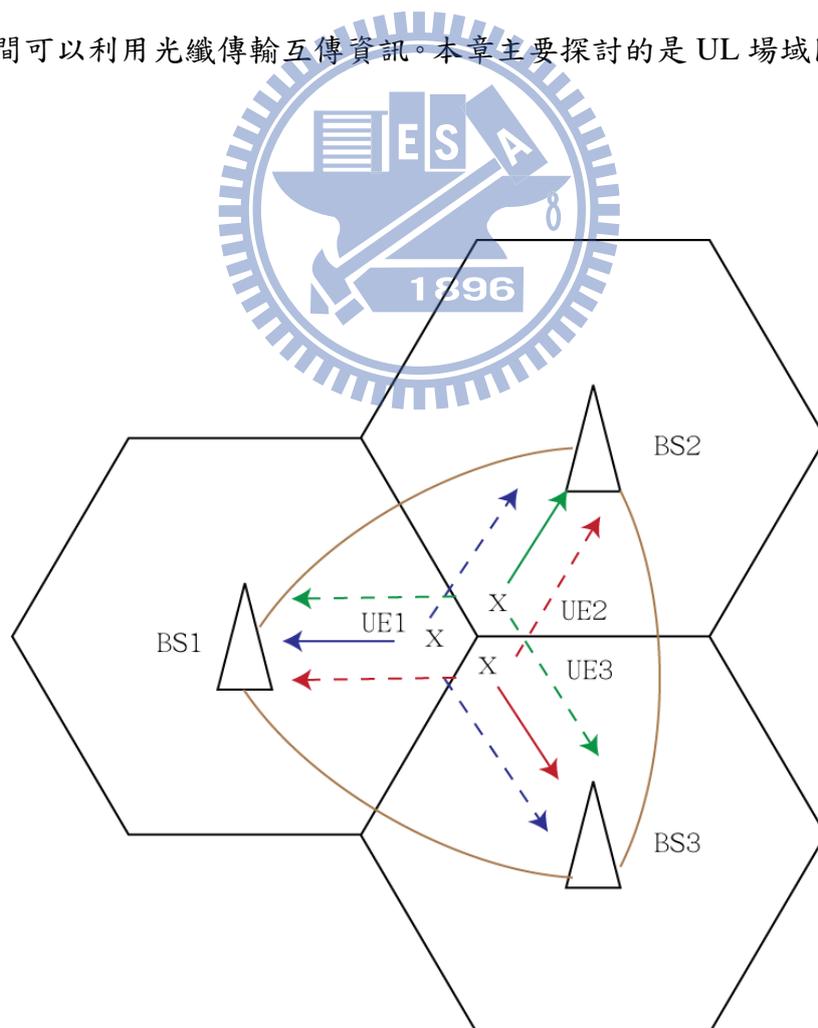


圖3-1: UL inter-site CoMP示意圖

在此，我們將利用圖 3-1 來說明 UL 場域間的 CoMP，圖中三角形代表基地台，x 代表手機使用者，基地台間的連線為光纖，有三個基地台 BS1，BS2，BS3，三個基地台各自在其服務範圍內，都有一個手機使用者，分別為 UE1，UE2，UE3，實際上 UE1，UE2，UE3 並不一定要集中在三個基地台的中間點附近，只要三個手機使用者位置在符合實行 UL 場域間 CoMP 的範圍內就可以。為了方便起見，第四章的模擬的場景會假設和圖 3-1 一樣，亦即三個基地台同時服務三個手機使用者，且三個手機使用者皆在三個基地台的中間點附近。

當在同一個時間 UE1 要上傳資料給 BS1，UE2 要上傳資料給 BS2，UE3 要上傳資料給 BS3，由於使用同一個頻道，BS1 不會只有收到 UE1 上傳的訊號，它會收到 UE1，UE2 與 UE3 混合的訊號，對於 BS1 來說 UE2 與 UE3 的傳送訊號是它要解 UE1 傳送訊號的干擾。這種干擾的狀況在細胞邊緣時會更嚴重，使得手機使用者傳送速率變得很低，所以我們要利用場域間的 CoMP 的作法，讓基地台之間可以互相交換資訊以形成一網路 MIMO 系統，干擾因此就變成要偵測的訊號，如此一來，手機的使用者在細胞邊緣的傳輸率可以有效的提升。上述是以 BS1 為例子，當然，以 BS2 與 BS3 來說明也有同樣的情形。

以下我們提出在 UL 場域間的 CoMP 情況下，利用三種不同交換資訊的方法，來提高接收機的效能，第一種為交換通道與觀測值，第二種為交換編碼位元的 LLR，第三種方法是把第一種與第二種方法混合使用，最後我們會做三種方法傳輸資料量的分析。

### 3.2 UL 場域間 CoMP 交換方法一:交換通道資訊與觀測值

此方法之步驟流程如下圖 3-2 所示(以 BS1 為例，BS2 與 BS3 以此類推)

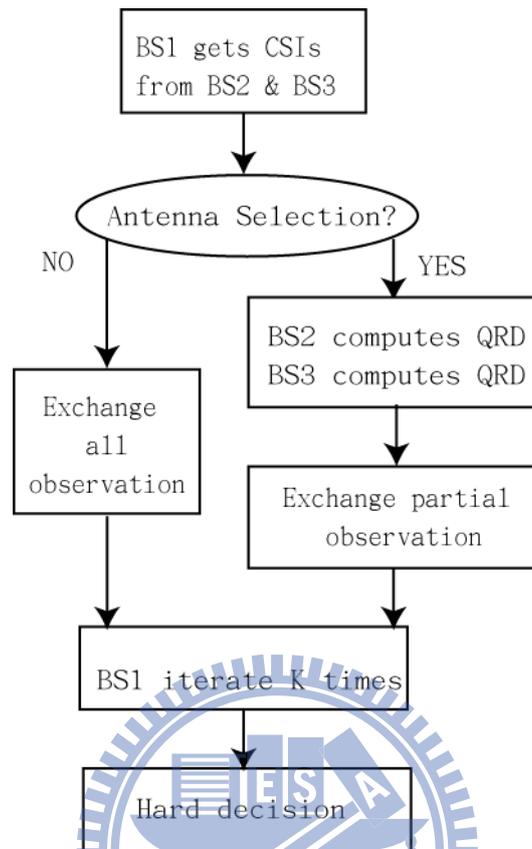


圖3-2: 交換通道資訊與觀測值之步驟流程圖

### 3.2.1 交換全部的通道資訊與全部的觀測值

各個基地台收到觀測值之後，將觀測值與估計出來的通道資訊互相交換，接著做各自做渦輪等化的運算，遞迴數次後做解碼的動作，以圖 3-1 來說明的話，假設每個手機使用者有一根傳送天線，而每個基地台有三根接收天線，那麼在觀測值與通道資訊互相交換之後，每個基地台會由原本 3x3 的 MIMO 系統，變為等效 3x9 的 MIMO 系統，由於等效接收天線從三根變為九根，所以每個基地台在解訊號的效能會比原來只有三根天線的時候好上許多。3x3 的 MIMO 如式子 (3.1) 所示，3x9 的 MIMO 如式子 (3.2) 所示。

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} & \tilde{h}_{12} & \tilde{h}_{13} \\ \tilde{h}_{21} & \tilde{h}_{22} & \tilde{h}_{23} \\ \tilde{h}_{31} & \tilde{h}_{32} & \tilde{h}_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \\ \tilde{n}_3 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \cdot \\ \tilde{y}_8 \\ \tilde{y}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} & \tilde{h}_{12} & \tilde{h}_{13} \\ \tilde{h}_{21} & \tilde{h}_{22} & \tilde{h}_{23} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \tilde{h}_{81} & \tilde{h}_{82} & \tilde{h}_{83} \\ \tilde{h}_{91} & \tilde{h}_{92} & \tilde{h}_{93} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \\ \cdot \\ \tilde{n}_8 \\ \tilde{n}_9 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

因為觀測值大幅增加，MIMO 偵測的效能也會有效的提升，值得注意的是本來訊號之間的干擾現在可以一起估計。

### 3.2.2 交換全部的通道資訊與部分觀測值

需交換的資料包含通道資訊以及觀測值，由於通道並不會快速的變動，因此通道的資料量通常並不會很大，觀測值的資料量是主要部分，因此如何減少觀測值的交換是主要的課題。在 MIMO 系統中，接收天線越多效能當然會越好，不過並不是每根天線對效能的貢獻都是一樣的，例如訊號微弱的天線對效能的貢獻度可能就較低，因此交換這些天線的觀測值的資料就比較沒效益。基於這樣的原理，我們嘗試不要交換全部的觀測值，只交換部分的觀測值，希望以最少的資料量能達到最大的效益。實際的作法如下，當各個基地台收到觀測值之後，將估計出來的通道資訊互相交換，有了這些通道資訊後，我們利用天線選擇(antenna selection)的作法，選擇對各基地台最有利的一些天線(數目小於 9)，然後將這些被選擇的天線的觀測值互相交換，接著再做渦輪等化的運算，遞迴數次後做解碼的動作。天線選擇有多種方法，不同的接收機有不同的最佳選擇，最近有人提出針對 ML 偵測器所做的選擇方法，主要的作法是將選擇的天線所構成的通道矩陣做 QR 分解，找出能讓最小的 r 值最大化的通道矩陣，詳細的作法可參考[4]。以

下我們利用圖 3-1 舉一個天線選擇的例子，我們先令 BS1 的天線編號為天線 1~3，BS2 的天線編號為天線 4~6，BS3 的天線編號為天線 7~9，假如 BS1 想要從 BS2 與 BS3 的天線 4~9 六根天線中選出四根對它最有利的天線，而做完 QR 天線選擇後，選擇到的四根天線為天線 4，天線 6，天線 7，天線 8 的話，那麼等效 3x7 的 MIMO 系統會如式子(3.3)所示。

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_4 \\ \tilde{y}_6 \\ \tilde{y}_7 \\ \tilde{y}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} & \tilde{h}_{12} & \tilde{h}_{13} \\ \tilde{h}_{21} & \tilde{h}_{22} & \tilde{h}_{23} \\ \tilde{h}_{31} & \tilde{h}_{32} & \tilde{h}_{33} \\ \tilde{h}_{41} & \tilde{h}_{42} & \tilde{h}_{43} \\ \tilde{h}_{61} & \tilde{h}_{62} & \tilde{h}_{63} \\ \tilde{h}_{71} & \tilde{h}_{72} & \tilde{h}_{73} \\ \tilde{h}_{81} & \tilde{h}_{82} & \tilde{h}_{83} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \\ \tilde{n}_3 \\ \tilde{n}_4 \\ \tilde{n}_6 \\ \tilde{n}_7 \\ \tilde{n}_8 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

跟(3.2)比較觀測值少了兩個，因此交換的資訊也變少，但理論上 MIMO 偵測的效能也會跟著下降，不過因為天線是經過選擇，效能的下降可以控制到最少。選擇的天線數也可當做一個系統變數，使資料交換量與效能間做一個彈性的調整。

### 3.3 UL 場域間 CoMP 交換方法二:交換 LLR

此方法之步驟流程如下圖 3-3 所示(以 BS1 為例，BS2 與 BS3 以此類推)

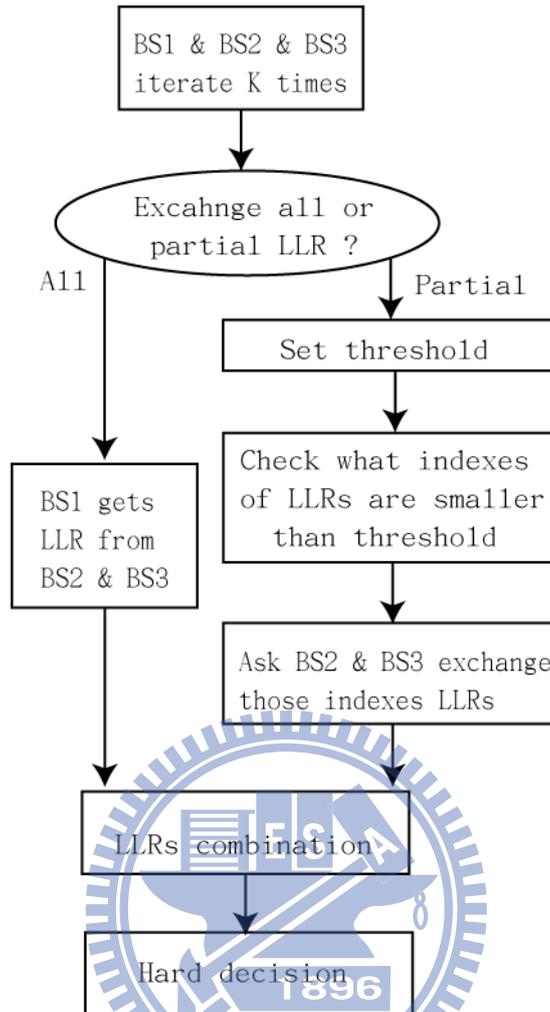


圖3-3: 交換LLR之步驟流程圖

### 3.3.1 交換全部的 LLR

各個基地台在收到觀測值之後，各自先做渦輪等化的運算遞迴數次，每個基地台因此可以算出編碼位元的 LLR 後，再互相交換 LLR，每個基地台收到別的基地台傳過來的 LLR 後，將這些 LLR 做結合，由於 LLR 怎麼做結合會有最佳的效果並不是我們要探討的重點，所以為了簡化，在此我們是直接將每個基地台的 LLR 資訊相加，再將這個相加過後的 LLR 做解碼的動作。交換 LLR 的概念主要是來自於 LLR 的位元數比較少，交換的資料量因此可以比較少。以下我們利用一個只有 4 個編碼位元的簡單例子，來說明在三個基地台之間如何把全部

LLR 做交換結合。假如 BS1 收到 4 個編碼位元的訊號之後，求得此 4 個編碼位元訊號的 LLR 如式子(3.4)所示，BS2 收到 4 個編碼位元的訊號之後，求得此 4 個編碼位元訊號的 LLR 如式子(3.5)所示，同樣地，BS3 求得此 4 個編碼位元訊號的 LLR 如式子(3.6)所示，三個基地台之間直接交換 LLR 後相加的結果會如式子(3.7)所示，此時，三個基地台都會得到式子(3.7)的 LLR 資訊，即完成交換全部 LLR 此方法的動作。

$$[ L_{a1} \quad L_{a2} \quad L_{a3} \quad L_{a4} ] \quad (3.4)$$

$$[ L_{b1} \quad L_{b2} \quad L_{b3} \quad L_{b4} ] \quad (3.5)$$

$$[ L_{c1} \quad L_{c2} \quad L_{c3} \quad L_{c4} ] \quad (3.6)$$

$$[ L_{a1} + L_{b1} + L_{c1} \quad L_{a2} + L_{b2} + L_{c2} \quad L_{a3} + L_{b3} + L_{c3} \quad L_{a4} + L_{b4} + L_{c4} ] \quad (3.7)$$

LLR 的資料量取決於 QAM 的星狀點多寡與量化的位元，一般而言 LLR 的量化無需太多的位元表示，因此當 QAM 的星狀點較少時 LLR 所需交換的資料量會比觀測值低很多。

### 3.3.2 交換部分的 LLR

LLR 的絕對值大小，可以代表編碼位元為 1 或 0 的可靠程度，數值越大代表解出的編碼位元的越可靠，所以對一個基地台而言，如果此基地台所解出的某些編碼位元的 LLR 其絕對值已經夠大，那就不需要從別的基地台獲取那些編碼位元的 LLR，因此我們可以設一個門檻值(threshold)，當某些編碼位元的 LLR 的絕對值小於此門檻時，才要求別的基地台傳送這些編碼位元的 LLR 給此基地台，這樣的作法，可以大大減少交換的資料量，而且還是可以達到跟 LLR 全部交換一樣的效能。以下我們亦利用一個只有 4 個編碼位元的簡單例子，來說明在三個基地台之間如何把部分 LLR 做交換結合。與上述交換全部 LLR 例子的假設

一樣，BS1，BS2，BS3 求得的 4 個編碼位元 LLR 分別為式子(3.4)，(3.5)，(3.6) 所示，我們考慮 BS1 想要從 BS2，BS3 獲得部分 LLR 的情況，設門檻值為 4 且 式子(3.4)中 4 個元素(element)的絕對值小於門檻值的有 $L_{a1}$ 與 $L_{a3}$ ，那麼 BS1 從 BS2 與 BS3 獲得部分 LLR 做相加的結果，會如下式(3.8)所示。如果是考慮 BS2 或 BS3 想要從另兩個基地台獲得部分 LLR 的情況，方法也會與上述的說明一樣。

$$[ L_{a1} + L_{b1} + L_{c1} \quad L_{a2} \quad L_{a3} + L_{b3} + L_{c3} \quad L_{a4} ] \quad (3.8)$$

在交換部分 LLR 之前，我們必須額外增加一些資料量來告訴別的基地台需要交換的是哪幾個編碼位元的 LLR，由於編碼位元的個數通常很多，所以我們必須視情況使用全部或部分的交換方法，如果需要交換的編碼位元的 LLR 比率很高，當其資料量超過交換全部的 LLR 時，我們就交換全部的 LLR，如果需要交換的編碼位元的 LLR 比率很低，我們可以使用部分的交換，假設編碼位元總共有 $N_1$ 個，每個需要交換的指標用 $\log_2 N_1$ 位元來紀錄，如果總共有 $N_2$ 個編碼位元需要被交換，那麼用來紀錄這些指標需要 $N_2 \cdot \log_2 N_1$ 個位元，如果 LLR 用 $L$ 個位元來表示，則全部交換需 $L \cdot N_1$ 位元，部分交換需 $L \cdot N_2 + N_2 \cdot \log_2(N_1)$ 位元。

### 3.4 UL 場域間 CoMP 交換方法三:交換通道/觀測值與 LLR

此方法之步驟流程如下圖 3-4 所示(以 BS1 為例，BS2 與 BS3 以此類推)

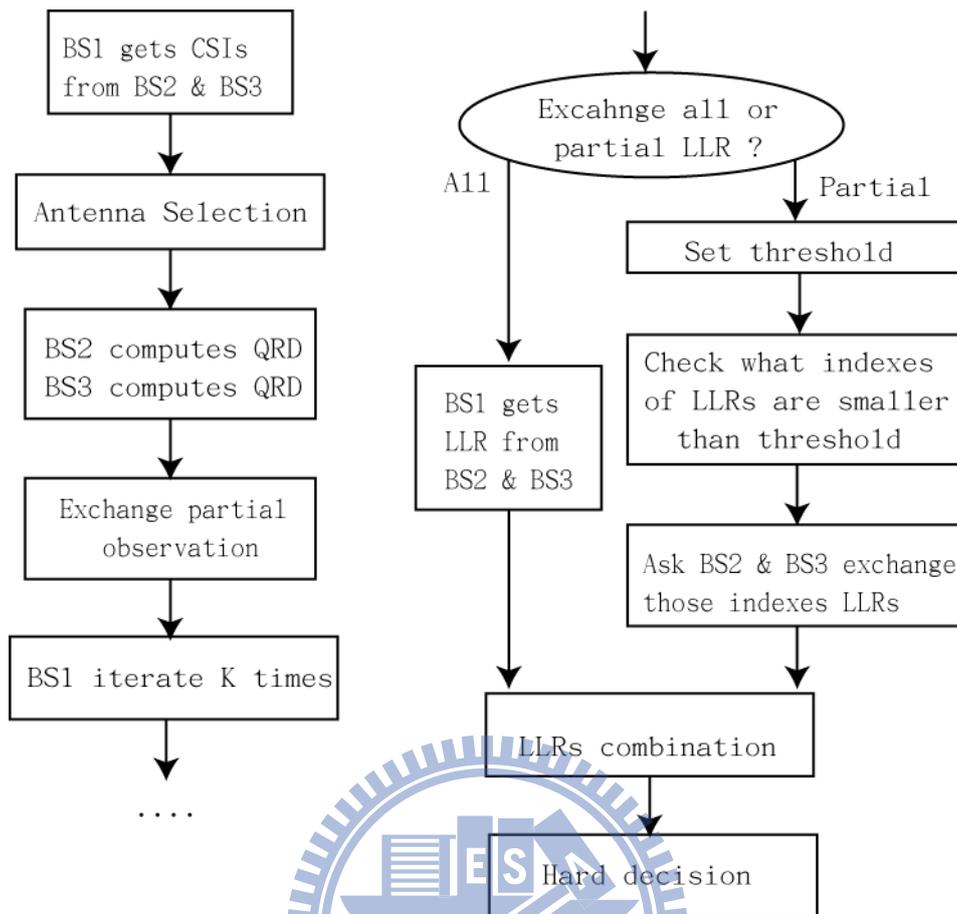


圖3-4: 交換通道/觀測值與LLR之步驟流程圖

我們可以把上述兩種交換方法混合在一起運用，當各個基地台收到觀測值後，先交換觀測值與通道資訊，然後做渦輪等化的運算，接著交換 LLR 做結合，最後再做解碼的動作。而如果想要減少交換的資料量的話，我們可以做天線選擇以及只交換部分的 LLR，接下來會對上述各種方法的交換資料量進行分析。

### 3.5 所提出之方法的資料交換量分析

以下，我們為了計算上述方法所需要的交換資料量，先定義參數如下

Notation	Meaning
----------	---------

$N_{UE}$	The UE number of UL inter-site CoMP
$N_{BS}$	The BS number of UL inter-site CoMP
$N_{UE\_B}$	The number of bit streams for one UE in UL inter-site CoMP. For convenience, we assume that all UE have the same number of uplink bit streams
$N_{BS\_A}$	The number of antenna for one BS
$R_{AS}$	(Number of BS antennas which are really exchanged)/(Number of total BS antennas which can be exchanged )
$R_{LLR}$	The exchange ratio of coded bits LLR from other BS; (Number of coded bits LLR which are really exchanged)/(Number of total coded bits LLR which can be exchanged )
$N_{tone}$	Number of subcarriers for transmission data per OFDM symbol
$N_{period}$	Period for CSI exchange (OFDM symbols)
$B_{LLR}$	The number of bits for quantizing one coded bit LLR
$B_Y$	The number of bits for quantizing real or imaginary part of observation
$B_H$	The number of bits for quantizing real or imaginary part of channel
$H_{overhead}$	The total number of exchanging data bits about channel which are from other BS are retrieved by one BS
$Y_{overhead}$	The total number of exchanging data bits about observation which are from other BS are retrieved by one BS
$LLR_{overhead}$	The total number of exchanging data bits about coded bits LLR which are from other BS are retrieved by one BS

表3-1: 計算所提出方法資料量參數

$$M = \begin{cases} 4 & ,\text{if } QPSK \\ 16 & ,\text{if } 16QAM \\ 64 & ,\text{if } 64QAM \end{cases} \quad (3.9)$$

以下的資料量計算為一個基地台從別的基地台所收到的全部的資料量

#### UL 場域間 CoMP 交換通道資訊與觀測值：

在此，我們量化通道資訊與觀測值都是使用線性量化。

$$H_{overhead} = N_{UE} \cdot N_{UE-B} \cdot (N_{BS} - 1) \cdot N_{BS-A} \cdot N_{tone} \cdot B_H \cdot 2 \quad (3.10)$$

$$Y_{overhead} = R_{AS} \cdot (N_{BS} - 1) \cdot N_{BS-A} \cdot N_{tone} \cdot N_{period} \cdot B_Y \cdot 2 \quad (3.11)$$

當  $R_{AS} = 1$  的時候，就是交換全部的觀測值，當  $R_{AS} < 1$  的時候，就是交換部分的觀測值。

第一種方法的交換量為

$$Method1_{overhead} = H_{overhead} + Y_{overhead} \quad (3.12)$$

#### UL 場域間 CoMP 交換 LLR：

由於LLR是一個log的值，當LLR的絕對值愈大，那麼它所提供給我們的資訊就愈小，所以使用均勻量化並無法有效量化出LLR帶給我們的資訊，在此，我們利用文獻[5]中對LLR簡易的量化方法

$$\Lambda(x) = \tanh(L(x)/2) \quad (3.13)$$

$L(x)$ 代表要被量化的LLR，原始的 $L(x)$ 分佈範圍為 $[\infty, -\infty]$ ，經過上式的轉換後， $\Lambda(x)$ 的分佈範圍為 $[-1, 1]$ ，我們對 $\Lambda(x)$ 做均勻量化之後，再利用上式轉換回量化LLR的型式。

$$LLR_{overhead} = \lceil R_{LLR} \cdot N_{UE} \cdot N_{UE.B} \cdot (N_{BS} - 1) \cdot N_{tone} \cdot N_{period} \cdot \log_2(M) \cdot B_{LLR} \rceil \quad (3.14)$$

當 $R_{LLR} = 1$ 的時候，就是交換全部編碼位元的LLR，當 $R_{LLR} < 1$ 的時候，就是交換部分編碼位元的LLR，此時還需要額外的資料量來紀錄需要交換的編碼位元的指標，讓此資料量為 $I_{C\_overhead}$ 。為求得 $I_{C\_overhead}$ ，我們令

$$I' = N_{UE} \cdot N_{UE.B} \cdot N_{tone} \cdot N_{period} \cdot \log_2(M) \quad (3.15)$$

$$I_1 = (N_{BS} - 1) \cdot I' \quad (3.16)$$

$$I_2 = \lceil (\lceil \log_2(I') \rceil \cdot I_1 \cdot R_{LLR}) \rceil \quad (3.17)$$

那麼

$$I_{C\_overhead} = \begin{cases} 0 & , \text{if } R_{LLR} = 1 \\ I_1 & , \text{if } R_{LLR} < 1, \text{ and } I_1 < I_2 \\ I_2 & , \text{if } R_{LLR} < 1, \text{ and } I_2 < I_1 \end{cases} \quad (3.19)$$

第二種方法的所需的交換量為

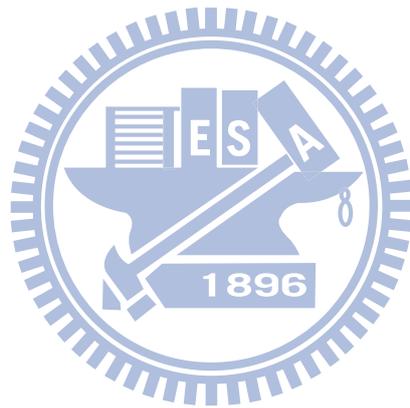
$$Method2_{overhead} = LLR_{overhead} + I_{C\_overhead} \quad (3.20)$$

## UL 場域間 CoMP 交換通道/觀測值與 LLR：

第三種方法的所需的交換量為

$$\begin{aligned} Method3_{overhead} &= H_{overhead} + Y_{overhead} + LLR_{overhead} + I_C_{overhead} \\ &= Method1_{overhead} + Method2_{overhead} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$R_{AS}$  以及 LLR 門檻值的設定，取決於效能與交換資料量之間的權衡，最佳的設定將根據不同的應用有所不同。



## 第四章 模擬結果

在本章中，我們使用模擬來評估所提出的場域間 CoMP 演算法的效能，所用模擬的環境與參數設定如下表所示：

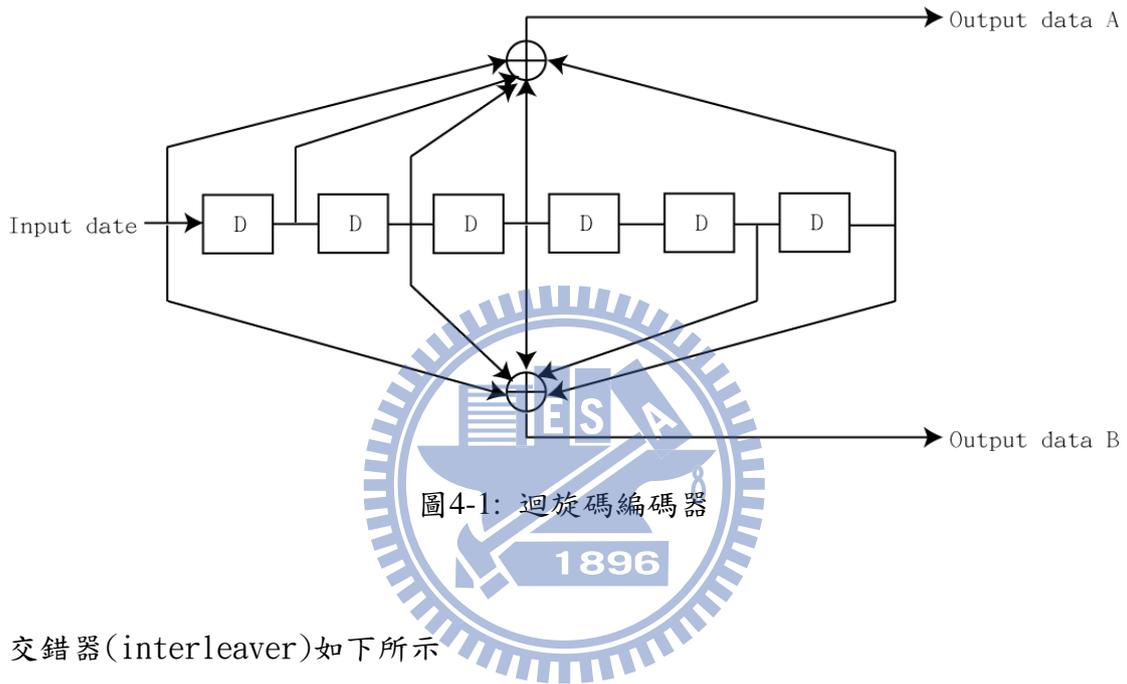
Parameters	Setting
CoMP Type	UL inter-site CoMP
Channel Model	SCM Channel Model, Uncorrelated
Number of channel taps	Successive 6 taps
Encoder	Convolutional encoder
Number of UE	3
Number of BS	3
Number of UE antennas	1
Number of BS antennas	3, 4, 5, 6
Number of layers per UE	1
Equalizer	MIMO soft-bit demapper
Decoder	BCJR decoder
OFDM size	64
OFDM symbols per packet	2
Period for CSI exchange (OFDM symbols)	5,10,20
Quantization bits for LLR	2, 3, 4
Quantization bits for observation	5, 6
Quantization bits for CSI	5

表4-1: 模擬的環境參數

其中迴旋碼的生成多項式(generation polynomial)如下所示

$$g^{(1)} = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6 \quad (4.1)$$

$$g^{(2)} = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 \quad (4.2)$$



交錯器(interleaver)如下所示

第一次交換為

$$i = N_{ROW} \cdot (k \bmod N_{COL}) + \lfloor k/N_{COL} \rfloor$$

$$k = 0, 1, \dots, N_{CBPSS} - 1 \quad (4.3)$$

第二次交換為

$$j = s(i_{ss}) \cdot \lfloor i/s(i_{ss}) \rfloor + (i + N_{CBPSS} - \lfloor N_{COL} \cdot i/N_{CBPSS} \rfloor) \bmod s(i_{ss})$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{CBPSS} - 1 \quad (4.4)$$

第三次交換為

$$r = (j - ((i_{ss} - 1) \cdot 2) \bmod 3 + 3 \cdot \lfloor (i_{ss} - 1)/3 \rfloor \cdot N_{ROT} \cdot N_{BPSCS}) \bmod N_{CBPSS}$$

$$j = 0, 1, \dots, N_{CBPSS} - 1 \quad (4.5)$$

(4.3)到(4.5)的參數說明如下

Notation	Setting
$N_{CBPSS}$	The length of coded bits
$N_{BPSCS}$	$2 \cdot \log_2 M$ , $M = \begin{cases} 4 & \text{for } QPSK \\ 16 & \text{for } 16QAM \\ 64 & \text{for } 64QAM \end{cases}$
$N_{ROW}$	$4 \cdot N_{BPSCS}$
$N_{COL}$	13
$N_{ROT}$	11
$N_{ss}$	The number of UE
$i_{ss}$	1, 2, ..., $N_{ss}$
$s(i_{ss})$	$\max(1, N_{BPSCS}/2)$

表4-2: 交錯器參數

效能的評估標準是以區塊錯誤率(block error rate;BLER)，在此我們使用一個封包(packet)當做是一個區塊，一個區塊內如果有一個位元發生錯誤，此區塊就被認為是錯誤，接著我們將呈現各種模擬結果，並說明各模擬圖所顯示的意義，有些模擬結果是對有些資訊做量化的，如果是這種情形的話我們會特別標示量化使用多少個位元數。如果沒有特別說明的話，基地台天線個數為3。圖4-2與圖4-3為交換通道資訊和觀測值後，渦輪等化遞迴一次，二次，三次的結果，圖4-2為QPSK調變，圖4-3為16QAM調變，由圖中我們可以得知在此情況下遞迴一次，二次，三次的效果差異不大，但16QAM遞迴的效果會比QPSK好一些，在實際應用上，如果想要減低運算複雜度，或許可以選擇遞迴一次即可。

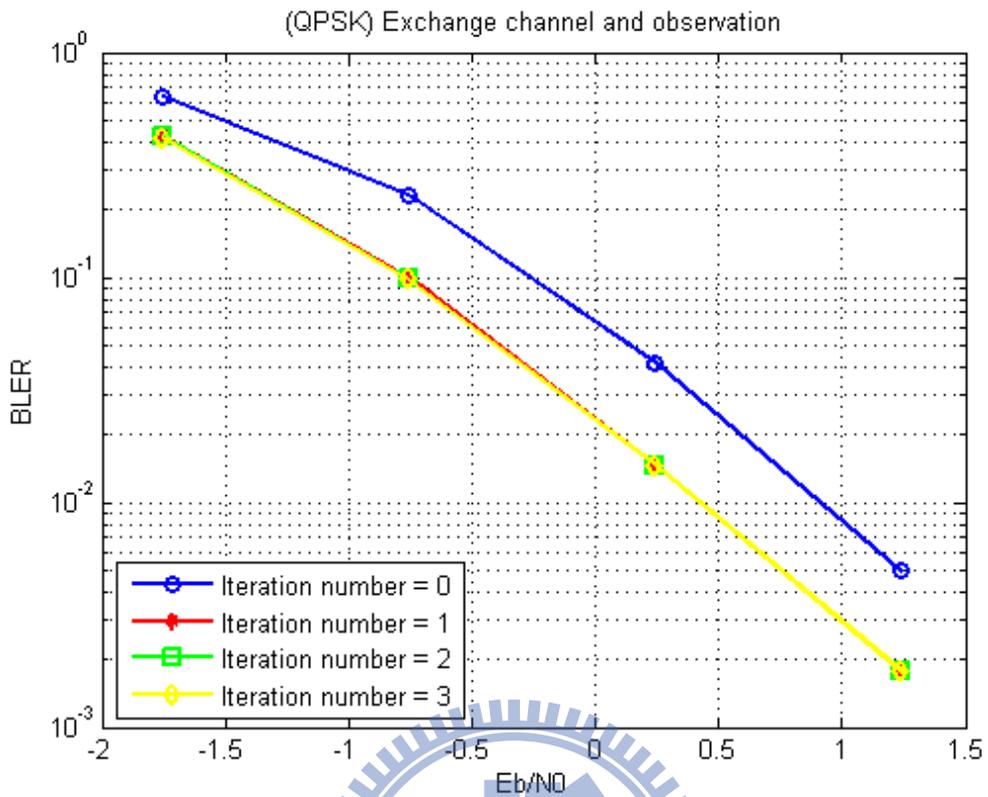


圖4-2: QPSK交換通道與觀測值

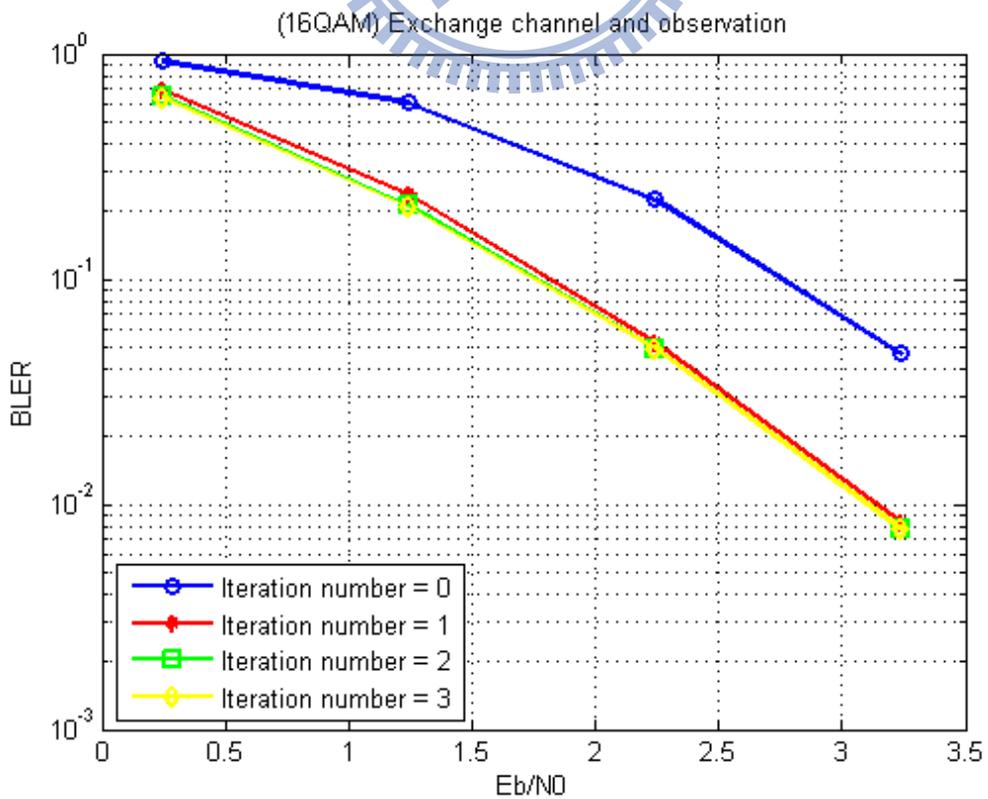


圖4-3: 16QAM交換通道與觀測值

圖 4-4 與圖 4-5 為各個基地台先做渦輪等化遞迴三次後再互換 LLR 的結果，圖 4-4 為 QPSK 調變，圖 4-5 為 16QAM 調變，由圖中我們可以看出在互換 LLR 之前，遞迴一次，二次，三次都會增加效能，但隨著遞迴次數愈高，增加的效能比率就愈少，且 16QAM 遞迴的效果會比 QPSK 好一些，而在互換 LLR 之後效能都有大幅度的提升。

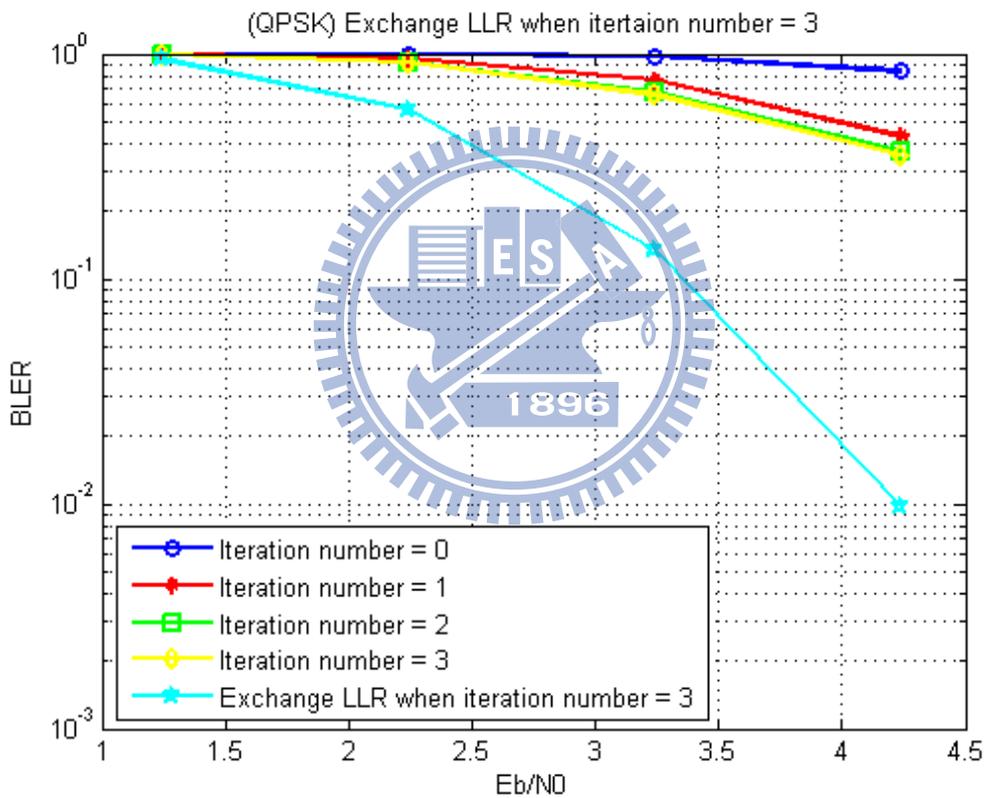


圖4-4: QPSK交換全部LLR當遞迴次數為3

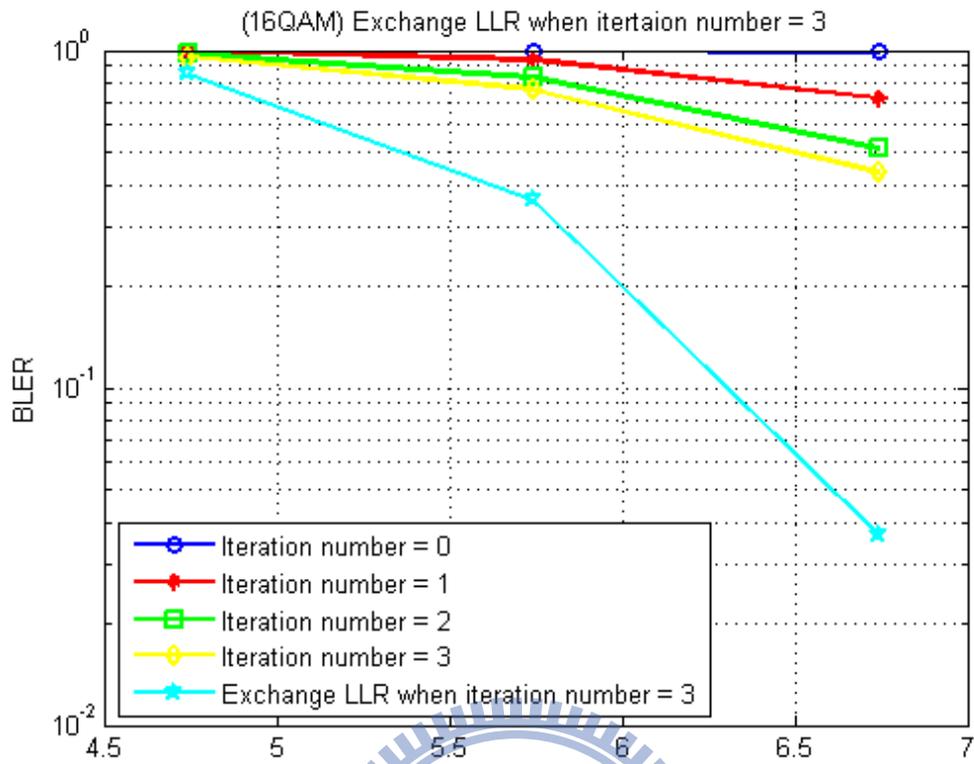


圖4-5: 16QAM交換全部LLR當遞迴次數為3

圖 4-6 為 QPSK 調變下交換通道資訊和觀測值後，渦輪等化遞迴三次無量化與有量化觀測值的結果。由圖中我們可以看出，使用 6 個位元數來量化觀測值的實部或虛部與無量化觀測值的效能幾乎是一樣的。圖 4-7 為在渦輪等化遞迴三次後，用不同的量化位元數來量化 LLR，然後再交換全部 LLR 的結果，由圖中我們可以看出，使用 3 或 4 個位元來量化 LLR，可以有效接近 LLR 未經量化即交換的效能，同時我們也可以得知交換通道資訊和觀測值後的效能大幅優於只交換 LLR，以 BLER 為  $10^{-3}$  來看差別約有 3.5dB。

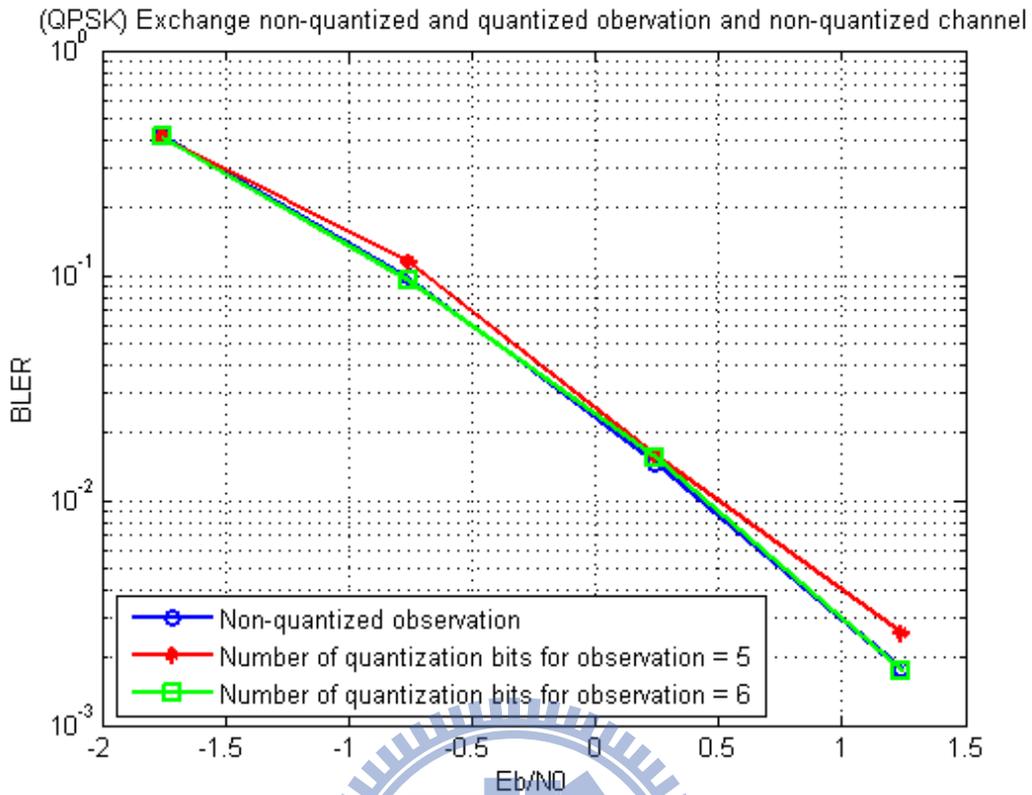


圖4-6: QPSK交換無量化與量化之觀測值和無量化之通道

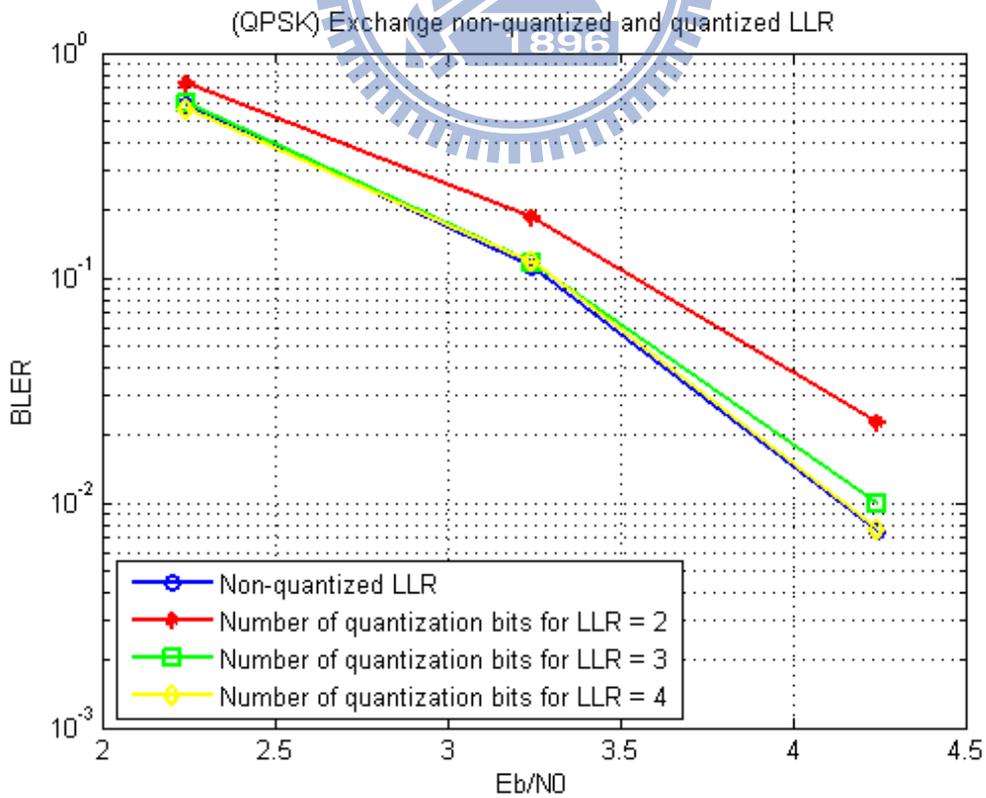


圖4-7: QPSK交換無量化與量化之全部LLR

圖 4-8 與圖 4-9 為在交換通道資訊後沒有做 QR 天線選擇與有做 QR 天線選擇的比較，天線選擇是從其他基地台 6 根天線中選擇 3 根與 4 根天線，然後交換觀測值，圖 4-8 為 QPSK 調變，圖 4-9 為 16QAM 調變。很明顯的交換的觀測值天線數愈多，效能就會愈好，從這兩圖中可知，選擇 3 根天線效能大概會降低 1.5 dB，選擇 4 根天線效能大概會降低 0.5 dB。接者我們在此計算此三種方法所需要的資訊交換量，我們使用 5 個位元量化通道資訊，6 個位元來量化觀測值的實部或虛部，以此模擬條件代入式子(3.12)，QPSK 與 16QAM 下求得交換量皆如表 4-3 所示。如果把模擬環境的參數代入式子(3.11)除以 $R_{AS}$ 的值愈大，那麼使用天線選擇可以減少的位元交換量就會愈多。從表 4-3 所示可知，通道資料量佔的全部資料量的比重跟交換的週期有關，如果週期長的話天線選擇可以顯著的減少的交換的資料量。表 4-4 為資料交換量的比較，從此表中我們可以發現，在我們的模擬條件下，當天線選擇三根且通道交換週期為 5 時，其資料的交換量降為原先的 66.7%，而當通道交換週期變為 20 時，其資料的交換量降為原先的 55.6%。

Effective antenna number	Number of bits for exchanging bits
9	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1) = H_{overhead} + Y_{overhead}$ $= 9360 + 18720 = 28080$
(3+3)=6	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1/2) = H_{overhead} + Y_{overhead}$ $= 9360 + 9360 = 18720$
(3+4)=7	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 2/3) = H_{overhead} + Y_{overhead}$ $= 9360 + 12480 = 21840$

表4-3: QPSK與16QAM天線選擇之交換量(通道交換週期為5個OFDM符元)

Effective antenna number	Period for channel exchange	The total number of bits for	(The total exchanging bits) / (The total exchanging bits when effective antenna number is 9) at the same period for

	(OFDM symbol)	exchanging	channel exchange
9	5	28080	100%
(3+3)=6	5	18720	66.667%
(3+4)=7	5	21840	77.778%
9	10	46800	100%
(3+3)=6	10	28060	59.957%
(3+4)=7	10	34320	73.333%
9	20	84240	100%
(3+3)=6	20	46800	55.556%
(3+4)=7	20	59280	70.370%

表4-4: 比較QPSK與16QAM天線選擇在不同的通道交換週期下之交換量

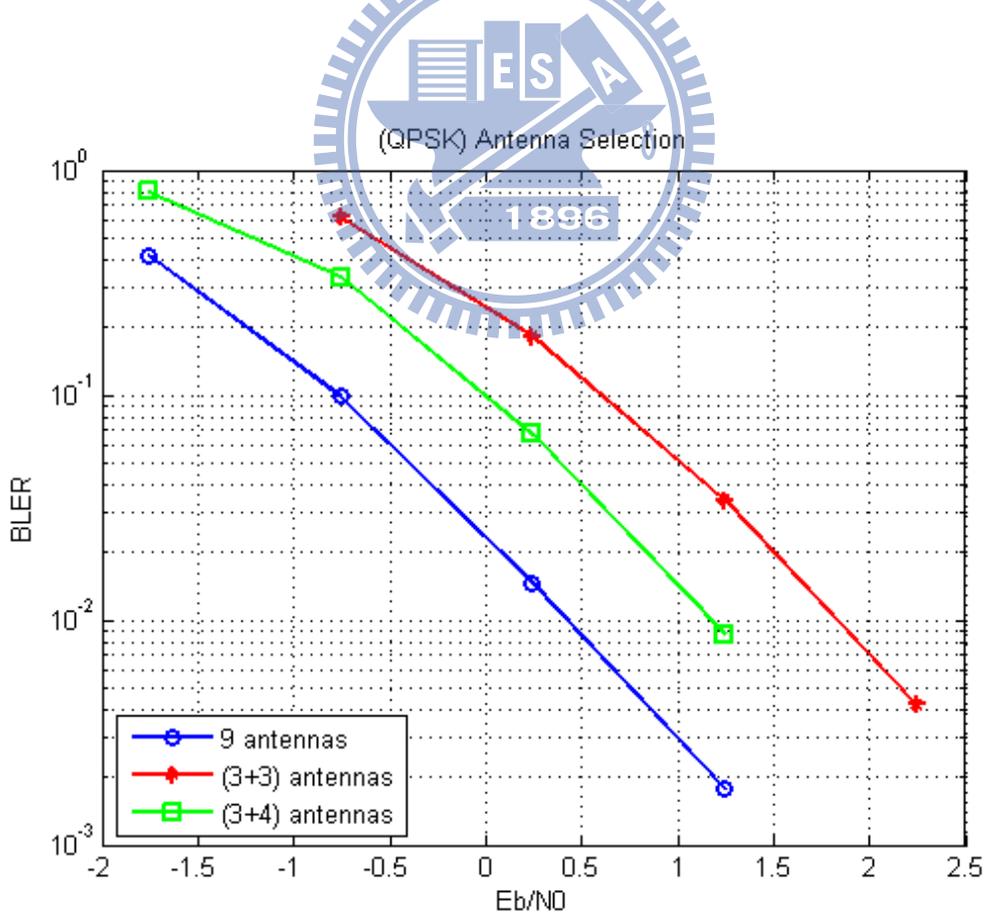


圖4-8: QPSK天線選擇之交換通道與觀測值

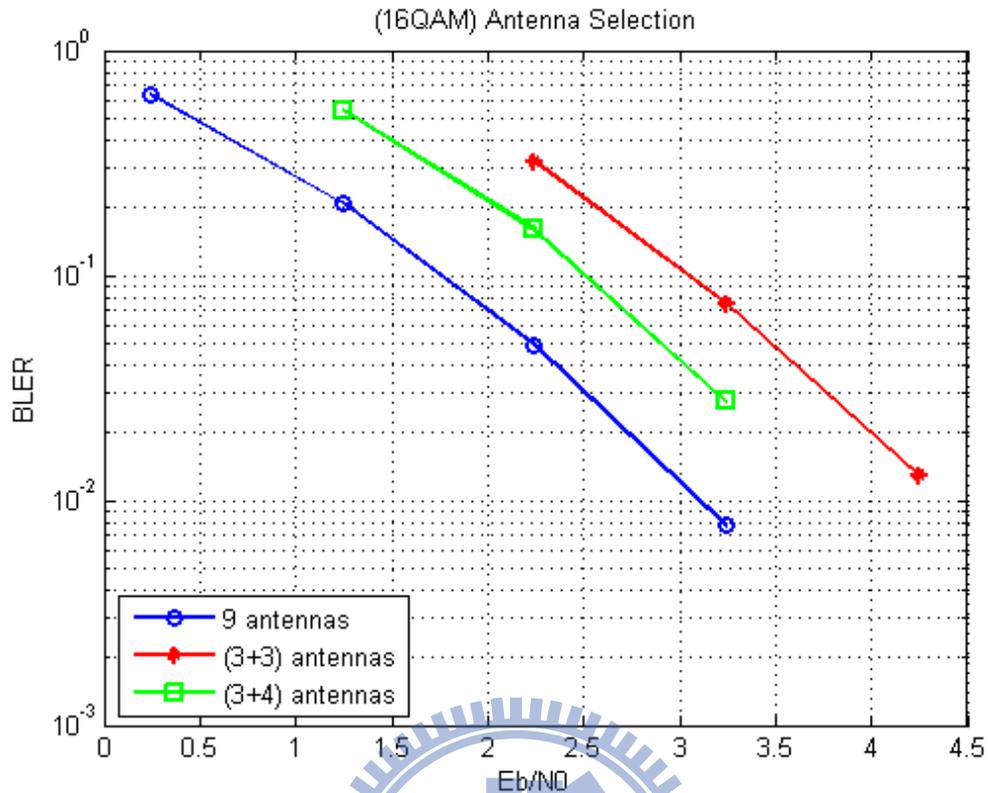


圖4-9: 16QAM天線選擇之交換通道與觀測值

圖 4-10 為 QPSK 調變下，經過渦輪等化遞迴三次後，交換全部 LLR 與部分 LLR 的結果，交換部分 LLR 的門檻值分別設為 2，3，4，LLR 用三個位元來量化，由圖中可看出交換部分 LLR 的情況下，門檻值設為 4 的時候與交換全部 LLR 的效能最為接近，且從模擬中可發現在交換部分 LLR 的情況下，門檻值設為 4 時 LLR 需要交換的比率，只比門檻值設為 3 時稍高，因此增加的交換量是很小的，所以接下來我們的模擬會把交換部分 LLR 的門檻值設為 4。

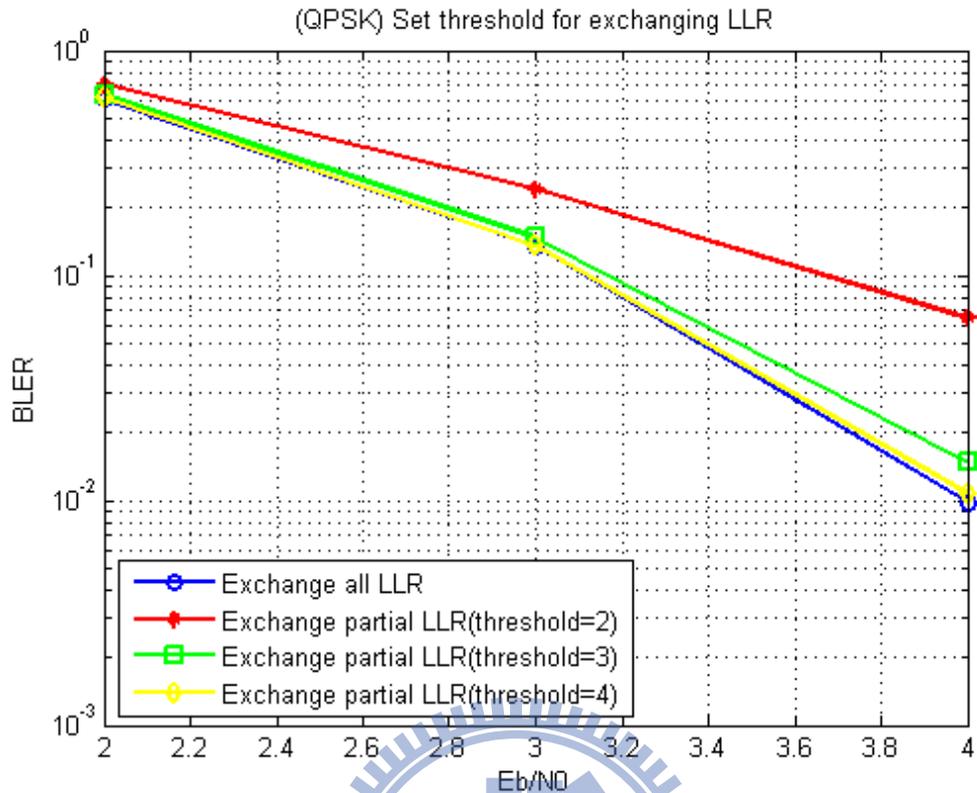


圖4-10: QSPK交換全部LLR與在不同的門檻值下交換部分LLR

圖 4-11 為在 QPSK 調變下，交換九根天線觀測值，從六根與四根天線交換觀測值，以及做完天線選擇交換觀測值後再交換全部的 LLR 的效能比較，交換 LLR 後效能可以再提升，但對選擇三根天線的情況改善較多。而圖 4-12 與圖 4-11 類似，不同的是圖 4-11 將觀測值的實部與虛部用 6 個位元量化，且做部分 LLR 的交換(門檻值設為 4, LLR 量化位元數為 3)，從這兩圖可以看出，做部分的 LLR 交換其效能與全部交換差別不大。接者我們計算圖 4-12 五種方法所需要的交換量，利用式子(3.12)，(3.19)，(3.20)求得交換量如下表所示，由於在不同的 SNR 情況下，交換部分 LLR 的比率  $R_{LLR}$  會不一樣，所以會影響到需要的交換量，在此模擬環境下，天線選擇一根且  $E_b/N_0 = [1 \ 2 \ 3] + 0.242$  時，LLR 的交換比率約為  $[0.3883 \ 0.1572 \ 0.0517]$ ，天線選擇二根且  $E_b/N_0 = [0 \ 1 \ 2] + 0.242$  時，LLR 的交換比率約為  $[0.2964 \ 0.0854 \ 0.0215]$ ，天線選擇三根且  $E_b/N_0 = [-2 \ -1 \ 0 \ 1] + 0.242$  時，LLR 的交換比率約為

[0.7188 0.3499 0.0947 0.0178]，而天線選擇四根且 $E_b/N_0 = [-2 \ -1 \ 0 \ 1] + 0.242$ 時，LLR 的交換比率約為[0.4918 0.1604 0.0332 0.0047]，表 4-5 的交換量為計算當 $E_b/N_0 = 1.242$ 的情況且通道交換週期為 5 個 OFDM 符元，在此假設通道資訊的實部或虛部之量化位元為 5。由 4-5 表的結果我們可以知道，當 $E_b/N_0$ 高到一定的程度以上時 $R_{LLR}$ 會變得很小，因此，交換部份的 LLR 只需很少的資料量，六根天線選擇一根天線與選擇二根天線與選擇三根天線交換量變得很接近。表 4-6 比較通道交換週期為 5，10，20 個 OFDM 符元情況下的交換量，由表中可以發現，由於在某一個 $E_b/N_0$ 值下，天線選擇選愈少根天線時，交換部分 LLR 的交換量比率就會愈高，導致六根天線選一根再交換部分 LLR 的交換量會與六根天線選三根天線的交換量差不多，但效能卻差很多，所以如果想減少交換量而使用六根天線選一根時，就不能再搭配交換部分 LLR 的方法。隨著通道交換週期 OFDM 符元變大，通道佔全部交換量的比率會愈少，但交換部分 LLR 所需要交換量比率卻變高了，這是因為通道交換週期 OFDM 符元愈大，那麼就需要愈多位元來紀錄需要交換 LLR 的位置，例如當通道交換週期為 5 個 OFDM 符元時，使用天線選擇選三根天線再交換部分 LLR，交換部分 LLR 需增加 2.77%的交換量，而當通道交換週期為 20 個 OFDM 符元時，使用天線選擇選三根天線再交換部分 LLR，交換部分 LLR 卻需增加 4.22%的交換量。

Effective antenna number	Exchanging partial LLR	Number of bits for exchanging bits
9	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1) = 28080$
(3+1)=4	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1/6) = 12480$
(3+2)=5	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1/3) = 15600$
(3+3)=6	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1/2) = 18720$
(3+4)=7	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 2/3) = 21840$

(3+1)=4	YES	$Method3_{overhead}(R_{AS} = 1/6, R_{LLR} = 0.3883)$ $= Method1_{overhead} + Method2_{overhead}$ $= Method1_{overhead} + LLR_{overhead} + I_{C\_overhead}$ $= 12480 + 3635 + 3120$ $= 19235$
(3+2)=5	YES	$Method3_{overhead}(R_{AS} = 1/3, R_{LLR} = 0.0854)$ $= Method1_{overhead} + Method2_{overhead}$ $= Method1_{overhead} + LLR_{overhead} + I_{C\_overhead}$ $= 15600 + 800 + 2931$ $= 19331$
(3+3)=6	YES	$Method3_{overhead}(R_{AS} = 1/2, R_{LLR} = 0.0178)$ $= Method1_{overhead} + Method2_{overhead}$ $= Method1_{overhead} + LLR_{overhead} + I_{C\_overhead}$ $= 18720 + 167 + 611$ $= 19498$
(3+3)=7	YES	$Method3_{overhead}(R_{AS} = 2/3, R_{LLR} = 0.0047)$ $= Method1_{overhead} + Method2_{overhead}$ $= Method1_{overhead} + LLR_{overhead} + I_{C\_overhead}$ $= 21840 + 44 + 162$ $= 22046$

表4-5: QPSK天線選擇與交換部分LLR之交換量(通道交換週期為5個OFDM符元)

Effective antenna number	Exchange partial LLR	Period for channel exchange (OFDM symbol)	The total number of bits for exchanging	(The total exchanging bits) / (The total exchanging bits when effective antenna number is 9) at the same period for channel exchange
9	NO	5	28080	100%
(3+1)=4	NO	5	12480	44.444%
(3+2)=5	NO	5	15600	55.556%
(3+3)=6	NO	5	18720	66.667%
(3+4)=7	NO	5	21840	77.778%
(3+1)=4	YES	5	19235	68.501%
(3+2)=5	YES	5	19331	68.843%

(3+3)=6	YES	5	19498	69.437%
(3+4)=7	YES	5	22046	78.511%
9	NO	10	46800	100%
(3+1)=4	NO	10	15600	33.333%
(3+2)=5	NO	10	21840	46.667%
(3+3)=6	NO	10	28060	59.957%
(3+4)=7	NO	10	34320	73.333%
(3+1)=4	YES	10	29409	62.840%
(3+2)=5	YES	10	29679	63.417%
(3+3)=6	YES	10	29727	63.519%
(3+4)=7	YES	10	34760	74.274%
9	NO	20	84240	100%
(3+1)=4	NO	20	21840	25.926%
(3+2)=5	NO	20	34320	40.741%
(3+3)=6	NO	20	46800	55.556%
(3+4)=7	NO	20	59280	70.370%
(3+1)=4	YES	20	48858	57.999%
(3+2)=5	YES	20	49998	59.352%
(3+3)=6	YES	20	50355	59.776%
(3+4)=7	YES	20	60219	71.485%

表4-6: 比較QPSK天線選擇與是否交換部分LLR在不同通道交換週期下之交換量

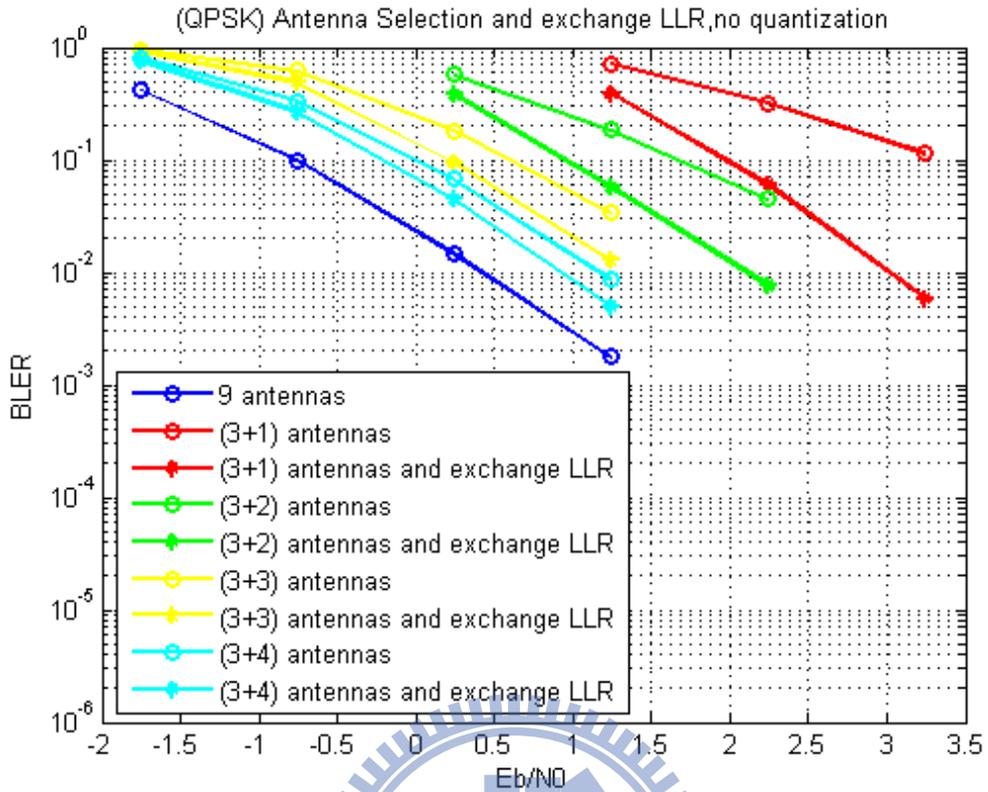


圖4-11: QPSK天線選擇之交換未量化通道/觀測值與全部LLR

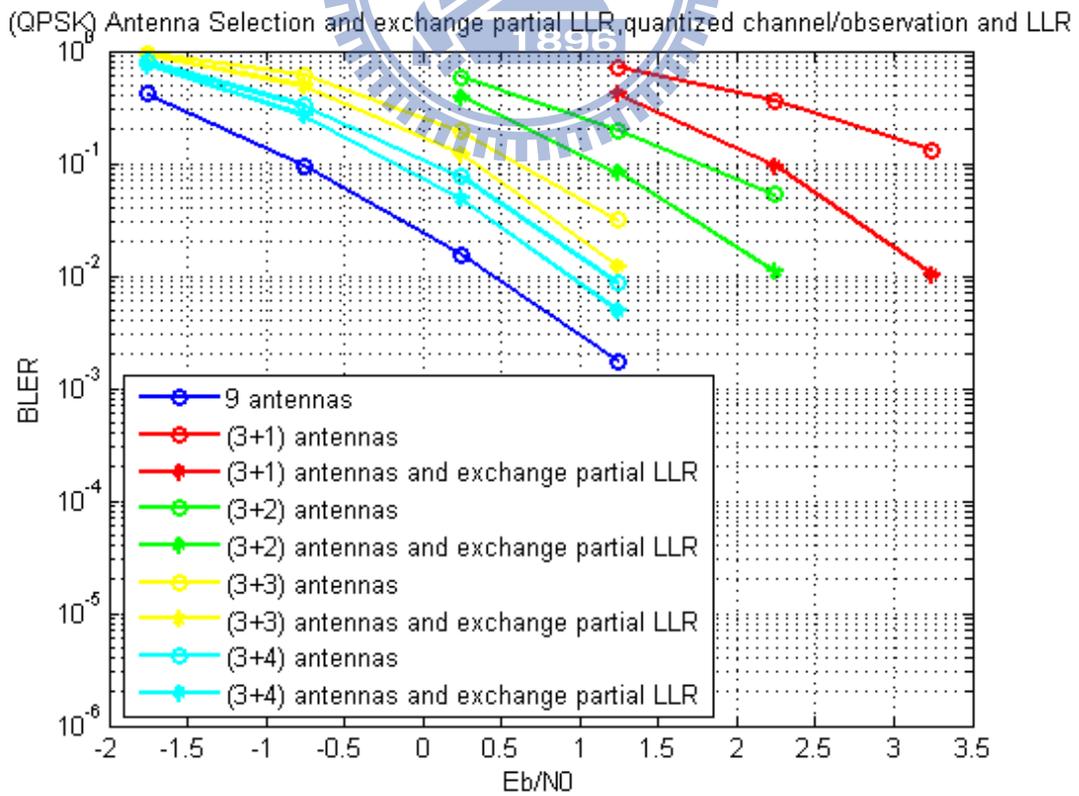


圖4-12: QPSK天線選擇之交換量化通道/觀測值與部分LLR

圖 4-13 為在 16QAM 調變下，交換九根天線觀測值，從六根天線選擇三根與四根天線交換觀測值，以及做完天線選擇交換觀測值後再交換全部的 LLR 的效能比較。而圖 4-14 與圖 4-13 類似，不同的是圖 4-14 有將觀測值的實部與虛部用 6 個位元量化，交換部分 LLR(門檻值設為 4)，以及將 LLR 用 3 個位元量化。我們也此計算圖 4-14 五種方法所需要的交換量，利用式子(3.12)，(3.19)，(3.20)求得交換量如下表 4-7 所示，由於在不同的 SNR 情況下，交換部分 LLR 的比率  $R_{LLR}$  會不一樣，因此會影響到需要的交換量，在此模擬環境下，天線選擇三根且  $E_b/N_0 = [1.5 \ 2.5 \ 3.5] + 0.242$  時，LLR 的交換比率約為  $[0.2498 \ 0.0733 \ 0.0147]$ ，另外經由其他的模擬結果顯示，當  $E_b/N_0 = [3.242]$  時 LLR 的交換比率約為  $[0.0288]$ ，而天線選擇四根且  $E_b/N_0 = [1 \ 2 \ 3] + 0.242$  時，LLR 的交換比率約為  $[0.2215 \ 0.0589 \ 0.0131]$ 。表 4-7 的交換量是在  $E_b/N_0 = 3.242$  的情況且通道交換週期為 5 個 OFDM 符元下計算的，並假設用 5 個位元做量化通道資訊的實部或虛部。表 4-8 的結果我們可以知道，當  $E_b/N_0$  高到一定的程度以上  $R_{LLR}$  會變得很小，因此，選擇六根天線且交換部分 LLR 與選擇七根天線且交換部分 LLR 的交換量會變得很接近，以此模擬環境下  $E_b/N_0 = 3.242$  為例，從六根天線交換部分 LLR 到七根天線交換部分 LLR，我們只需要增加 5.876~6.906% 的交換量，就可以有效地降低錯誤率(在我們的模擬圖 4-14，當通道交換週期為 2 個 OFDM 符元時，兩種方法約差距 0.7dB)，另一方面來看，從九根天線到七根天線交換部分 LLR，雖然會有些微的效能差距(此差距在我們的模擬圖 4-14，當通道交換週期為 2 個 OFDM 符元時，兩種方法約差距 0.3dB)，不過卻可以減少 18~23% 的交換量。

Effective antenna number	Exchange partial LLR	The total number of bits for exchanging
9	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1) = 28080$

(3+3)=6	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 1/2) = 18720$
(3+4)=7	NO	$Method1_{overhead}(R_{AS} = 2/3) = 21840$
(3+3)=6	YES	$Method3_{overhead}(R_{AS} = 1/2, R_{LLR} = 0.0228)$ $= Method1_{overhead} + Method2_{overhead}$ $= Method1_{overhead} + LLR_{overhead} + I_{C\_overhead}$ $= 18720 + 427 + 1708$ $= 20855$
(3+3)=7	YES	$Method3_{overhead}(R_{AS} = 2/3, R_{LLR} = 0.0131)$ $= Method1_{overhead} + Method2_{overhead}$ $= Method1_{overhead} + LLR_{overhead} + I_{C\_overhead}$ $= 21840 + 246 + 981$ $= 23067$

表4-7: 16QAM天線選擇與交換部分LLR之交換量(通道交換週期為5個OFDM符元)

Effective antenna number	Exchange partial LLR	Period for channel exchange (OFDM symbol)	The total number of bits for exchanging	(The total exchanging bits) / (The total exchanging bits when effective antenna number is 9) at the same period for channel exchange
9	NO	5	28080	100%
(3+3)=6	NO	5	18720	66.667%
(3+4)=7	NO	5	21840	77.778%
(3+3)=6	YES	5	20855	74.270%
(3+4)=7	YES	5	23067	82.146%
9	NO	10	46800	100%
(3+3)=6	NO	10	28060	59.957%
(3+4)=7	NO	10	34320	73.333%
(3+3)=6	YES	10	32614	69.688%
(3+4)=7	YES	10	36937	78.925%

9	NO	20	84240	100%
(3+3)=6	NO	20	46800	55.556%
(3+4)=7	NO	20	59280	70.370%
(3+3)=6	YES	20	56476	67.042%
(3+4)=7	YES	20	64839	76.970%

表4-8: 比較16QAM天線選擇與是否交換部分LLR在不同通道交換週期之交換量

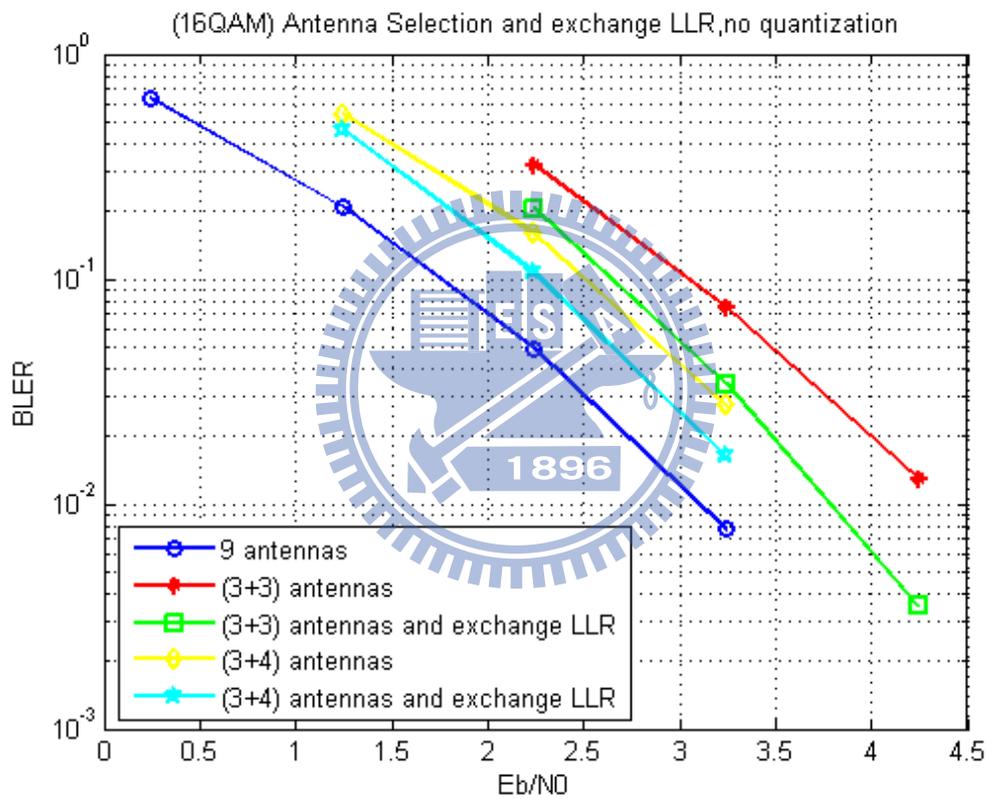


圖4-13: 16QAM天線選擇之交換未量化通道/觀測值與全部LLR

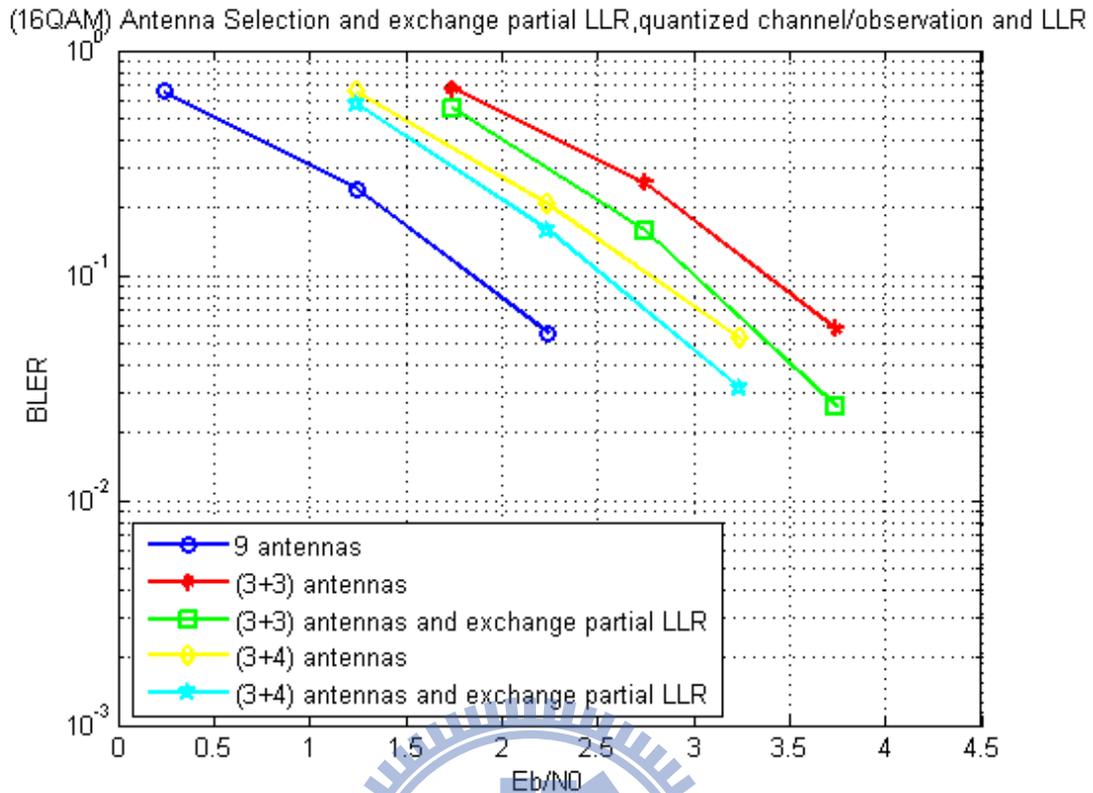


圖4-14: 16QAM天線選擇之交換量化通道/觀測值與部分LLR

從前面的結果來看，我們知道如果通道更新的週期短的話，通道資訊的交換量將會很大，交換 LLR 的好處是無需通道資訊，但效能較差，LLR 所攜帶的資訊會隨著基地台的天線數的增加而增加，因此我們可能會想知道，每一基地台的天線要增加到多少根，效能才會跟原先基地台三根天線且交換所有的通道資訊的系統(即等效 3x9 的系統)一樣。圖 4-15 為在 QPSK 調變下，等效 3x9 的系統以及基地台分別為三根，四根，五根，六根天線且交換全部 LLR 的系統之效能比較。而圖 4-16 與圖 4-15 類似，差別在於在圖 4-16 只交換部分 LLR，從這些圖可以發現當基地台有六根天線時，只靠交換 LLR 之效能就可以優於原先 3x9 的系統。圖 4-15 與圖 4-16 的觀測值的實部與虛部用 6 個位元量化，通道資訊的實部或虛部用 5 個位元量化，LLR 用 3 個位元量化，交換部分 LLR 的門檻值設為 4。由於在不同的 SNR 情況下，交換部分 LLR 的比率  $R_{LLR}$  會不一樣，會影響到需要的交換量，在此模擬環境下，基地台有六根天線且  $E_b/N_0 = [-2 \ -1 \ 0 \ 1] + 0.242$

時，LLR 的交換比率約為[0.8454 0.5044 0.2072 0.0410]。當 $E_b/N_0 = 0.242$ 時，基地台三根天線交換觀測值的交換量與基地台六根天線交換部分 LLR 的交換量如下表 4-9 所示。由此結果可知，我們在實際應用上，可以使用交換觀測值或交換部分 LLR 這兩種方法達到所要的效能，交換觀測值需要較多的資料交換量，交換部分 LLR 的資料量較少但需基地台有較多的天線數，也就是我們是在交換資料量與基地台天線數之間做取捨。

Antenna number	Exchanging method	Period for channel exchange (OFDM symbol)	The total number of bits for exchanging	(The total exchanging bits) / (The total exchanging bits for exchanging observation when antenna number is 3) at the same period for channel exchange
3	Observation /channel	5	28080	100%
6	Partial LLR	5	5060	18.020%
3	Observation /channel	10	46800	100%
6	Partial LLR	10	10119	21.622%
3	Observation /channel	20	84240	100%
6	Partial LLR	20	20238	24.024%

表4-9: 比較QPSK基地台三天天線交換全部觀測值與基地台六根天線交換部分 LLR在不同的通道交換週期下之交換量

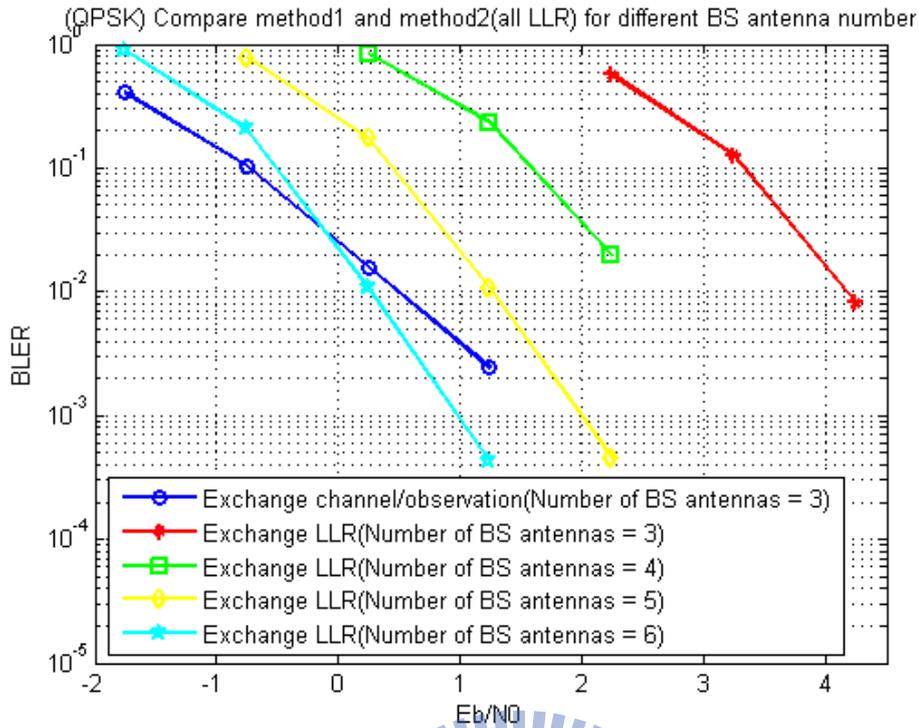


圖4-15: QPSK基地台三根天線之交換量化通道/觀測值與基地台二到六根天線之交換量化全部LLR

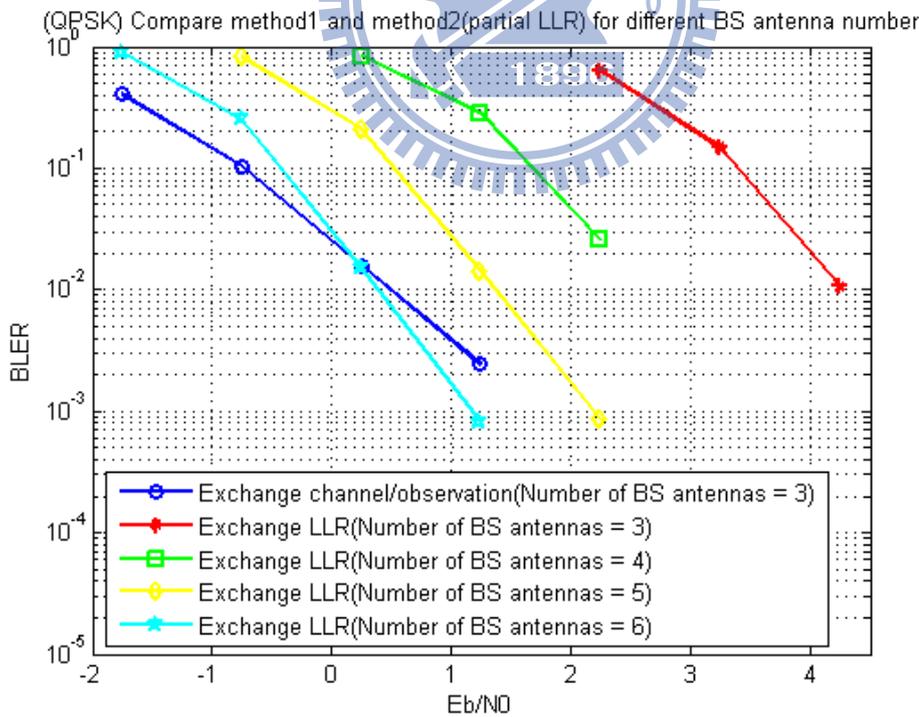


圖4-16: QPSK基地台三根天線之交換量化通道/觀測值與基地台二到六根天線之交換量化部分LLR

## 第五章 結論

在本篇論文中，我們研究 MIMO-OFDM 系統在 UL 基地台之間的 CoMP 處理，我們提出使用渦輪等化做訊號的偵測，配合基地台之間的資訊交換，使得最終的效能有大幅的提升。我們提出三種交換策略，能夠在效能與交換資料量之做有利的權衡。從模擬中我們可以看出 CoMP 確實可以增加在細胞邊緣手機使用者的吞吐量，因而我們提出的方法可以應用在 4G 標準 LTE-A 協定當中。值得一提的是第三種交換方法，第三種方法的交換部分 LLR 只比第一種方法增加少許的交換量，卻可以有很大的效能提升。另外，從圖 4-15 的結果也可知，我們可在基地台天線數跟交換量位元數兩者中做取捨。

渦輪等化跟傳統解碼比起來，雖然它的效能比較好，但它也是一個複雜度較高的技術，當 MIMO 系統變的很大時其複雜度將變的很高，如何有效的降低複雜度是一個可以再研究的議題。在 CoMP 的應用中，由於基地台之間可以互換資訊，使得渦輪等化在應用上的效能提升會更加明顯，本論文提出以天線選擇與交換部分 LLR 的技術來降低交換量，另一個可以降低交換量的方式可仿照 HARQ (hybrid automatic retransmission request) 來達成，也就是說只有需要時(發生錯誤)才做資料交換，這也是可以再研究的議題。最後像是前置編碼(precoding)，空時編碼(space-time coding)等技術也都可在 CoMP 的渦輪等化中使用，也都可以當作未來延續之研究題目。

## References

- [1] Filippo Tosato and Paola Bisaglia, "Simplified Soft Output Demapper for Binary Interleaved COFDM with Application to HIPERLAN/2," HP Laboratories Bristol, Oct.2001.
- [2] Ralf Koetter, Andrew C. Singer and Michael Tuchler, "Turbo Equalization – An iterative equalization and decoding technique for coded data transmission," *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004
- [3] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, pp. 284.287, Mar. 1974.
- [4] Chun-Tao Lin and Wen-Rong Wu, "QRD-based antenna selection for maximum-likelihood MIMO detection," in Proc. *IEEE PIMRC* 2009.
- [5] Wolfgang Rave, "Quantization of Log-Likelihood Ratios to Maximize Mutual Information," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 16, NO. 4, April 2009.
- [6] Y.-C. Lin, "Turbo Equalization and Turbo coding for MIMO-OFDM System," Master's thesis, National Chiao Tung University, 2007.
- [7] J.-Y. Wu, "Optimum MIMO Receiver Design for IEEE 802.11n System," Master's thesis, National Chiao Tung University, 2007.

- [8] C.-N. Shen, "Nonlinear Quantization of LLR in SISO/MIMO BICM Systems," Master's thesis, National Chiao Tung University, 2010.
- [9] 3GPP TS 36.211, Physical Channels and Modulation, ver 9.1.0, Mar 2010.
- [10] 3GPP TS 36.212, Multiplexing and channel coding, ver 9.2.0, Jun 2010.
- [11] 3GPP TS 36.213, Physical layer procedures, ver 9.2.0, Jun 2010.
- [12] Samsung, "Performance evaluation of CoMP CS/CB," 3GPP TSG-RAN WG1 #60, R1-101173, February 22-26, 2010.
- [13] Huawei, NTT DOCOMO, CMCC, "Text Proposal for 3GPP TR36.814 on CoMP," 3GPP TSG-RAN WG1 #60, R1-101695, February 22-26, 2010.
- [14] LG Electronics Inc, "System level performance with CoMP CB," 3GPP TSG-RAN WG1 #60, R1-101354, February 22-26, 2010.
- [15] LG Electronics Inc, "System level performance with CoMP JT," 3GPP TSG-RAN WG1 #60, R1-101355, February 22-26, 2010.
- [16] Alcatel-Lucent Shanghai Bell, Alcatel-Lucent, "Feedback overhead for DL CoMP," 3GPP TSG-RAN WG1 #60, R1-100935, February 22-26, 2010.
- [17] Alcatel-Lucent Shanghai Bell, Alcatel-Lucent, "CoMP JT in FDD downlink," 3GPP TSG-RAN WG1 #60, R1-100936, February 22-26, 2010.

- [18] CMCC, "Performance evaluation for DL intra-eNB CoMP," *3GPP TSG-RAN WG1 #60*, R1-101386, February 22-26, 2010.
- [19] NTT DOCOMO, "Investigation on Quantization Scheme of Explicit Spatial Channel Feedback for CoMP Joint Transmission in LTE-Advanced," *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #60*, R1-101220, February 22-26, 2010.
- [20] Samsung, "Interference mitigation based on rank restriction and recommendation," *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #60*, R1-101175, February 22-26, 2010.
- [21] Ericsson, ST-Ericsson, "Aspects on Distributed RRUs with Shared Cell-ID for Heterogeneous Deployments," *3GPP TSG RAN WG1 Meeting #64*, R1-110649, February 21-25, 2011.

