

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

在時變衰減通道下的結合通道估測與信號  
偵測演算法和低密度同位元檢查碼之遞迴  
系統

Joint Channel Estimation, Symbol Detection  
and LDPC Decoding in Time-Varying Fading  
Channels

研究生：趙必昌

指導教授：伍紹勳

中華民國 九十八年 一月

在時變衰減通道下的結合通道估測與信號偵測演算法和低密度同位元檢查碼  
之遞迴系統

Joint Channel Estimation, Symbol Detection and LDPC Decoding in  
Time-Varying Fading Channels

研究生：趙必昌

Student : Pi-Chung Chao

指導教授：伍紹勳

Advisor : Sau-Hsuan Wu

國立交通大學  
電信工程學系  
碩士論文



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

January 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年一月

# 在時變衰減通道下的結合通道估測與信號偵測演算法和低 密度同位元檢查碼之遞迴系統

研究生:趙必昌

指導教授:伍紹勳

國立交通大學電信工程學系碩士班

## 摘要

一個在雷利衰減通道下使用非同調低密度同位元解碼的結合通道估測,信號偵測與通道解碼之遞迴式接收器系統在本研究中被提出. 本遞迴式系統之非同調演算法可以在不使用任何領航信號與訓練信號的情況下達成通道估測與信號偵測的實現. 此系統之效能將會在平緩衰減通道與頻率選擇性衰減通道下被研究討論. 在平緩衰減通道下, 模擬結果顯示使用本非同調演算法之遞迴式系統的效能與假設理想通道已知之遞迴式系統的效能約僅較差0.5分貝. 此結果與使用外部資訊轉移曲線分析之結果一致. 然而在多重衰減的通道下, 使用本演算法與假設理想通道已知的遞迴式系統之效能比仍有不小的差距, 需要未來更進一步的研究討論.

# Joint Channel Estimation, Symbol Detection and LDPC Decoding in Time-Varying Fading Channels

Student: Pi-Chung Chao

Advisor: Dr. Sau-Hsuan Wu

Department of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

An iterative receiver structure for joint channel estimation, symbol detection and channel decoding is proposed for the non-coherent decoding of the low-density parity check code in Rayleigh fading channels. Performance of the proposed algorithm is studied for both the flat and frequency-selective fading channels without using any pilot or training symbol. In flat fading channels, simulation results show that the performance of the non-coherent algorithm is only half decibel inferior to the coherent one, which matches the analysis using extrinsic information transfer chart, while in multiple fading channels, the performance gap against the coherent one is still large, which requires further investigations.

## 誌謝

能夠完成碩士學業,首先最要感謝的是我的指導教授伍紹勳老師,願意耐心的給予我指導,讓我能夠提升自己的學能且學習到各種實務技能,讓我在這段日子中獲益匪淺. 此外,感謝實驗室的夥伴們無論是修課或是在研究上都給予我許多的幫助. 感謝晉豪與Sazabi在口試與論文排版上給予我極大的協助. 最後將本論文獻給我的家人,感謝他們耐心的支持,讓我無後顧之憂的專心在學術研究上,而能完成本論文並取得碩士學位.



# 目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vi
1 簡介	1
2 系統模型	3
2.1 系統模型: 傳送端 . . . . .	3
2.2 系統模型: 接收端 . . . . .	3
3 基於EM演算法之聯合通道估測與信號偵測演算法	5
3.1 在時變平緩衰減通道下之基於EM演算法的聯合通道估測與信號偵測演 算法 . . . . .	6
3.2 在時變ISI衰減通道下之基於EM演算法的聯合通道估測與信號偵測演算法	11
3.3 BCJR 差分解碼 . . . . .	16
4 聯合通道估測與信號偵測演算法與LDPC解碼之遞迴系統	17
4.1 LDPC 解碼 . . . . .	17



4.1.1	變數節點分析 . . . . .	18
4.1.2	檢查節點分析 . . . . .	19
4.1.3	最小和演算法(Min-Sum Algorithm) . . . . .	20
4.1.4	LDPC 解碼步驟之摘要 . . . . .	20
4.2	結合通道估測與信號偵測演算法與LDPC解碼之遞迴系統 . . . . .	21
<b>5</b>	<b>EXIT Chart 分析</b>	<b>23</b>
<b>6</b>	<b>模擬結果</b>	<b>25</b>
6.1	聯合JED與BCJR遞迴式系統的模擬結果 . . . . .	25
6.2	LDPC編碼的模擬結果 . . . . .	26
6.3	聯合JED與BCJR與LDPC遞迴式系統的模擬結果 . . . . .	29
6.3.1	時變平緩衰減通道 . . . . .	29
6.3.2	時變ISI 衰減通道 . . . . .	36
<b>7</b>	<b>結論</b>	<b>38</b>
	<b>參考文獻</b>	<b>39</b>



# 圖目錄

2.1	傳送端系統模型. . . . .	3
2.2	接收端系統模型. . . . .	4
3.1	JED演算法示意圖. . . . .	10
3.2	資訊傳遞公式表. . . . .	13
3.3	動態系統模型. . . . .	14
3.4	估測通道相位翻轉. . . . .	16
4.1	Tanner Graph. . . . .	18
4.2	變數節點消息傳遞示意圖. . . . .	19
4.3	檢查節點消息傳遞示意圖. . . . .	19
5.1	結合變數節點解碼器與偵測器v.s.檢查節點解碼器. . . . .	23
6.1	Compared BER of JED+BCJR case and Ideal Channel case in flat-fading channel . . . . .	25
6.2	Compared BER of JED+BCJR case and Ideal Channel case in ISI-fading channel . . . . .	26
6.3	LDPC in AWGN . . . . .	27
6.4	EXIT Chat analysis of LDPC in AWGN in 1.8dB . . . . .	27
6.5	LDPC in ideal flat-fading channel . . . . .	28
6.6	EXIT chat analysis of LDPC in ideal fading channel in 4.3dB . . . . .	28
6.7	system model of "Ideal channel+BCJR+LDPC" . . . . .	29



6.8	Joint BCJR and LDPC system under ideal flat-fading channel in BCJR side with DBPSK modulation . . . . .	30
6.9	Joint BCJR and LDPC system under ideal flat-fading channel in LDPC side with DBPSK modulation . . . . .	30
6.10	EXIT Chart analysis of joint BCJR and LDPC system under ideal flat-fading channel with DBPSK modulation in 6.6dB . . . . .	31
6.11	Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in BCJR side with DBPSK modulation . . . . .	32
6.12	Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in LDPC side with DBPSK modulation . . . . .	32
6.13	EXIT Chart analysis of joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel with DBPSK modulation in 7.2dB . . . . .	33
6.14	Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in BCJR side with DQPSK modulation . . . . .	34
6.15	Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in LDPC side with DQPSK modulation . . . . .	34
6.16	Simulation of DBPSK + LDPC metric in reference [9] . . . . .	35
6.17	compared BER . . . . .	35
6.18	Joint JED and BCJR and LDPC system under ISI channel in BCJR side with DBPSK modulation . . . . .	36
6.19	Joint JED and BCJR and LDPC system under ISI channel in LDPC side with DBPSK modulation . . . . .	37

# Chapter 1

## 簡介

在無線通訊系統中, 傳送的信號會受到時變衰減通道(time-varying fading channels)和可加性高斯白雜訊(AWGN)的影響. 然而在接收端, 通道資訊通常是無法得知的. 於是通道估測在無線通訊系統中就變成了一個重要的挑戰. 領航訊號(pilot symbols)和訓練信號(training symbols)的加入是一個很常被使用用來解決通道估測的一個方法. 但這樣的方法卻會使系統損失掉一些容量(capacity). 爲了避免這樣的損失, 我們必須使用盲(blind)通道估測演算法來取代慣用的加入一些已知訊號來輔助進行通道估測的方法. 聯合通道估測與信號偵測(joint channel estimation and symbol detection, (JED))演算法是一個可以估測時變衰減通道和信號偵測的盲演算法而不需要任何的已知訊號. 我們的JED演算法第一次被提出探究是在 [1]. 基於 [2] 的遞迴式EM 演算法(recursive expectation-maximization algorithm), JED演算法可以在沒有任何事先已知的通道或信號資訊下, 對每一個接收信號反覆的進行估測通道和偵測信號. 而由於我們JED演算法估測出的通道資訊會有相位翻轉的問題, 所以我們會將我們的JED演算法搭配差分編碼(differential code) 使用以解決這個問題.

低密度同位元檢查碼(low-density parity check, (LDPC)) 編碼是一種擁有非常離散的同位元檢查矩陣的線性區塊碼. 這種編碼可以提供非常接近Shannon 邊界的錯誤更正能力. LDPC 編碼第一次被提出是在西元1960 年由Gallager 所提出 [3]. 而在提出後的35年間的研究卻由於晶片的技術不足而乏善可陳. 期間最重要的成果

為Tanner 在1981年提出的Tanner graphs [4]. 在Tanner 的研究成果中, 它將LDPC 編碼圖像化, 以圖像的方式來解釋LDPC 編碼. 直到1990年中期, LDPC 編碼才在很多的 research 中被重新提起 [5-7]. 在LDPC 解碼中, 我們通常使用和積演算法(sum-product algorithm, (SPA))的解碼法 [8]. 在我們的研究模擬中, 一種低複雜度的LDPC 解碼法-最小和演算法(min-sum algorithm) [8] 將被使用.

在文獻 [9], [10]中, 作者直接結合差分編碼和LDPC 編碼在時變平緩衰減通道下進行模擬. 在這種系統下, 通道估測將不需要被使用. 此種方法之模擬結果我們將會在後面用來跟我們的模擬結果作比較. 在文獻 [11], [12], [13]中, 作者加入了領航信號來幫助完成結合在區塊平緩衰減通道(block-flat-fading)下的通道估測, 信號偵測, 和LDPC 解碼的系統. 在我們的研究中, 我們的JED 演算法將會結合BCJR 差分解碼演算法和LDPC 解碼作為系統的接收端. 跟上述文獻比較, 我們的接收系統不但可以使用在時變平緩衰減通道下, 也同樣可以使用在時變ISI(interSymbol-interference)衰減通道下, 這使得我們的模擬系統更附合真實環境下的無線通訊系統. 跟文獻 [11], [12], [13] 不同, 我們的研究不需要額外已知的領航(訓練)信號, 而就如同之前敘述的, 這樣我們可以避免損失不必要的容量(capacity), 增加系統的效益.

外部資訊轉移曲線(extrinsic information transfer(EXIT) chart) [14] 和密度演化(density evolution, (DE)) [15] 是常用的分析LDPC 遞迴式系統的工具. 由這些分析工具, 我們可以預測我們的遞迴式系統的行為, 進而可以藉由這些預測分析系統中的最佳化LDPC 編碼, 節省了執行模擬所需的大量時間. 在 [16], [17], [18], [19]文獻裡, 作者利用了EXIT chart 分析各種不同編碼的遞迴式系統的行為模式. 在文獻 [11]中, 作者使用的是EXIT chart來分析系統, 而在 [12], [13]裡, 作者使用的是DE來分析. 在我們的研究中, 我們將參考 [16]的方法使用EXIT chart 來分析我們的結合JED與BCJR 和LDPC 遞迴式系統的行為模式.

# Chapter 2

## 系統模型

### 2.1 系統模型：傳送端

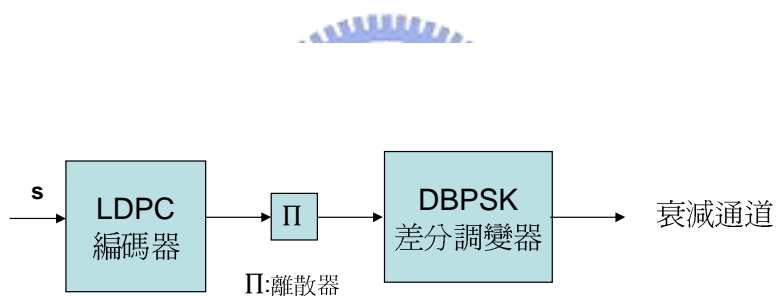


Figure 2.1: 傳送端系統模型.

我們的傳送端的模型如Fig: 2.1, 所示. 從途中我們可以看到源頭的位元首先經過LDPC 編碼器, 然後編過碼的位元在經過離散器後送進差分編碼器及調變成信號後送入時變衰減通道.

### 2.2 系統模型：接收端

如Fig: 4.2所示,接受器接收到經過通道之後的信號後, 首先信號將會經過我們的JED 演算法估測通道及偵測信號. 在經過BCJR 差分解碼及解調變器後, 信號將送進解離散器然後進入LDPC 解碼器. LDPC 解碼器解出來的外部(extrinsic)輸出將會

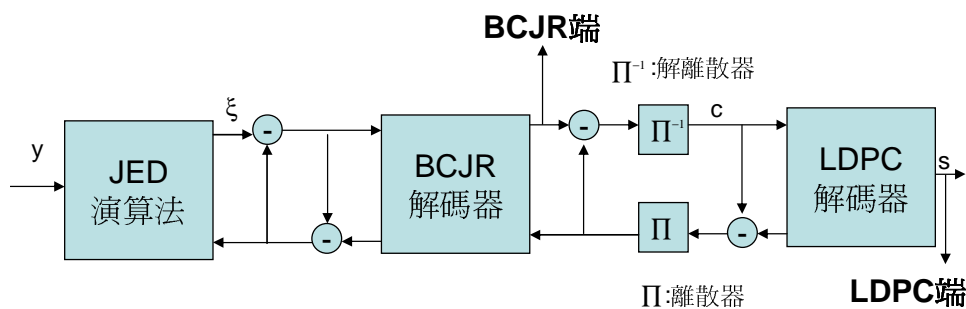


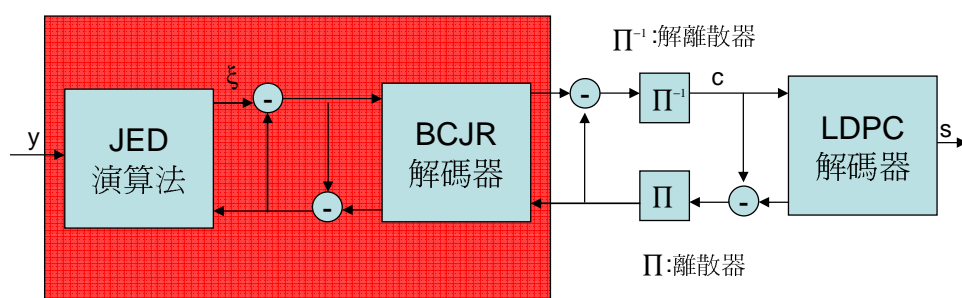
Figure 2.2: 接收端系統模型.

送進BCJR 解碼器當作在前的(prior)資訊. BCJR 解碼器將會利用這個在前的(prior)資訊再計算出新的外部(extrinsic)在前的(prior) 資訊然後送回給JED 演算法. JED 演算法將或利用這個新的在前的(prior) 資訊和從通道收到的觀測信號再解出新的外部(extrinsic)資訊給BCJR 解碼器. 這樣的反覆遞迴程序將會持續進行到直到達到我們預設的遞迴次數才會停止.



## Chapter 3

# 基於EM演算法之聯合通道估測與信號 偵測演算法



在這個章節，我們將會展示如何在不同性質的通道下使用EM 演算法來完成我們的JED 演算法，藉由EM 演算法收斂的性質，我們可以在演算法遞迴執行後得到穩定收斂的結果。首先我們會替我們的演算法設定一個通道動態模型然後利用EM 演算法來推導出我們的通道估測及信號偵測的演算法。從演算法中估測的通道及偵測的信號資訊可以同時獲得。最後再經過BCJR 差分解碼解調變器後，信號將會被解碼成原始的位元。使用JED 解出的模擬結果將會跟使用已知理想通道的模擬結果在後面的模擬章節中將會被作比較。

### 3.1 在時變平緩衰減通道下之基於EM演算法的聯合通道估測與信號偵測演算法

定義接收信號 $y_m$  為

$$y_m = h_m x_m + n_m$$

其中 $m$  是時間參數.

Auto-Regressive 通道動態模型定義如下

$$h_m = F\tilde{\mathbf{h}}_{m-1} + BV_m$$

其中

$$\tilde{\mathbf{h}}_{m-1} = [h_{m-1}, h_{m-2}, \dots, h_{m-Lh}]$$

定義 $\mathbf{x}_m, \mathbf{h}_m, \mathbf{y}_m$  為

$$\mathbf{x}_m = [x_1, x_2, \dots, x_m], \mathbf{h}_m = [h_1, h_2, \dots, h_m], \mathbf{y}_m = [y_1, y_2, \dots, y_m]$$

然後由下公式我們可以推導出估測的通道

$$\hat{h}_{m-1} = \max_{h_m} \arg \log p(\mathbf{y}_m, \mathbf{h}_m) = \max_{h_m} \arg \log \sum_{\mathbf{x}_m} p(\mathbf{y}_m, \mathbf{h}_m, \mathbf{x}_m)$$

我們可以從EM 演算法得到公式如下

$$\begin{aligned} \hat{h}_m^l &= \max_{h_m} \sum_{\mathbf{x}_m} \log p(\mathbf{y}_m, \mathbf{h}_m, \mathbf{x}_m) p(\mathbf{x}_m | \mathbf{y}_m, \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1}) \\ &= \max_{h_m} \mathbf{E}_{\mathbf{x}_m} [\log p(\mathbf{y}_m, \mathbf{h}_m, \mathbf{x}_m) | \mathbf{y}_m, \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1}] \end{aligned} \quad (3.1)$$

定義  $Q_m(\underline{h}_m | \hat{\underline{h}}_m^{l-1})$  如下

$$\begin{aligned}
Q_m(\underline{h}_m | \hat{\underline{h}}_m^{l-1}) &\triangleq \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [\log p(\underline{y}_m, \underline{h}_m, \underline{x}_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
&= \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [\log p(y_m | h_m, x_m) + \log p(x_m) \\
&\quad + \log p(h_m | \tilde{\underline{h}}_{m-1}) + \log p(\underline{y}_{m-1}, \underline{h}_{m-1}, \underline{x}_{m-1}) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
&= Q_{m-1}(\underline{h}_{m-1} | \hat{\underline{h}}_{m-1}^{l-1}) + \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [\log p(x_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
&\quad + \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [\log p(y_m | h_m, x_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] + \log p(h_m | \tilde{\underline{h}}_{m-1}) \quad (3.2)
\end{aligned}$$

由於  $\log p(x_m)$  爲一常數, 我們可以將其忽略. 所以經過計算後我們可以得到

$$\mathbf{E}_{\underline{x}_m} [\log p(y_m | h_m, x_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \cong -\mathbf{E}_{\underline{x}_m} [1/\sigma_n^2 \| y_m - h_m x_m \|^2 | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \quad (3.3)$$

$$\log p(h_m | \tilde{\underline{h}}_{m-1}) \cong -(h_m - F\tilde{\underline{h}}_{m-1})^H (BB^H)^{-1} (h_m - F\tilde{\underline{h}}_{m-1}) \quad (3.4)$$

最後我們將(3.3) 和(3.4) 代入(3.2) 和(3.1), 我們可以得到

$$\begin{aligned}
\hat{h}_m^l &= \max_{h_m} (Q_m(\underline{h}_m | \hat{\underline{h}}_m^{l-1})) \\
&= \max_{h_m} (Q_{m-1}(\underline{h}_{m-1} | \hat{\underline{h}}_{m-1}^{l-1}) - \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [1/\sigma_n^2 \| y_m - h_m x_m \|^2 | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
&\quad - (h_m - F\tilde{\underline{h}}_{m-1})^H (BB^H)^{-1} (h_m - F\tilde{\underline{h}}_{m-1})) \\
&= \max_{h_m} (Q_{m-1}(\underline{h}_{m-1} | \hat{\underline{h}}_{m-1}^{l-1}) - \frac{1}{\sigma^2} [y_m^H h_m \tilde{x}_m + y_m \tilde{x}_m^H h_m^H - \| h_m \|^2 \tilde{\aleph}_m] \\
&\quad - (h_m - F\tilde{\underline{h}}_{m-1})^H (BB^H)^{-1} (h_m - F\tilde{\underline{h}}_{m-1})) \quad (3.5)
\end{aligned}$$

其中  $\tilde{x}_m$  和  $\tilde{\aleph}_m$  定義如下

$$\tilde{x}_m = \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [x_m | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \quad (3.6)$$

$$\tilde{\aleph}_m = \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [\| x_m \|^2 | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \quad (3.7)$$



最大化的步驟我們將使用遞迴式的最佳化的方式來達到

$$\hat{\mathbf{h}}_m^l = \begin{bmatrix} F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1} \\ \hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1} \end{bmatrix} - \left[ \left( \frac{\partial^2 Q_m(\mathbf{h}_m | \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_m^* \partial \hat{\mathbf{h}}_m^T} \right) \Big|_{h_m = F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}} \right]^{-1} \left[ \left( \frac{\partial Q_m(\mathbf{h}_m | \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_m^T} \right) \Big|_{h_m = F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}} \right] \quad (3.8)$$

經過計算  $\left[ \left( \frac{\partial^2 Q_m(\mathbf{h}_m | \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_m^* \partial \hat{\mathbf{h}}_m^T} \right) \Big|_{h_m = F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}} \right]$  和  $\left[ \left( \frac{\partial Q_m(\mathbf{h}_m | \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_m^T} \right) \Big|_{h_m = F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}} \right]$ , 我們可以得到

$$\left[ \left( \frac{\partial Q_m(\mathbf{h}_m | \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_m^T} \right) \Big|_{h_m = F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}} \right] = \frac{1}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} [\tilde{x}_m y_m^* - \tilde{\mathbf{N}}_m F \hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}] \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \left[ \left( \frac{\partial^2 Q_m(\mathbf{h}_m | \hat{\mathbf{h}}_m^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_m^* \partial \hat{\mathbf{h}}_m^T} \right) \Big|_{h_m = F\hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1}} \right] &= \left[ \left( \frac{\partial^2 Q_{m-1}(\mathbf{h}_{m-1} | \hat{\mathbf{h}}_{m-1}^{l-1})}{\partial \hat{\mathbf{h}}_{m-1}^* \partial \hat{\mathbf{h}}_{m-1}^T} \right) \right] \\ &\quad - \left[ \frac{1}{-F^H} \right] (BB^H)^{-1} [1 | -F] - \frac{1}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{N}}_m [1 | \mathbf{0}] \end{aligned} \quad (3.10)$$

我們接下來定義(3.10)  $\triangleq -P_m^{-1}$ , 我們可以得到

$$-P_m^{-1} = -P_{m|m-1}^{-1} - \frac{1}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{N}}_m [1 | \mathbf{0}] \quad (3.11)$$

其中

$$P_{m|m-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & P_{m-1}^{-1} \end{bmatrix} + \left[ \frac{1}{-F^H} \right] (BB^H)^{-1} [1 | -F]^{-1} = \begin{bmatrix} BB^H + FP_{m-1}F^H & FP_{m-1} \\ P_{m-1}F^H & P_{m-1} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

由反矩陣公式

$$\begin{aligned}
P_m &= -P_{m|m-1}^{-1} - \frac{1}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} 1 \\ \underline{0} \end{bmatrix} \tilde{\aleph}_m [1 \mid \underline{0}]^{-1} \\
&= P_{m|m-1}^{-1} - P_{m|m-1}^{-1} \begin{bmatrix} J \\ \underline{0} \end{bmatrix} [\sigma_n^2 + [J^H \mid \underline{0}] P_{m|m-1}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ \underline{0} \end{bmatrix}]^{-1} [J^H \mid \underline{0}] P_{m|m-1}^{-1} \\
&= P_{m|m-1}^{-1} - P_{m|m-1}^{-1} - P_{m|m-1}^{-1} \begin{bmatrix} J \\ \underline{0} \end{bmatrix} [\sigma_n^2 + J^H (BB^H + FP_{m-1}F^H) J]^{-1} [J^H \mid \underline{0}] P_{m|m-1}^{-1}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

將(3.9) 和(3.13) 代入(3.8), 我們可以得到

$$\begin{aligned}
\hat{h}_m^\ell &= \left[ \frac{F \hat{h}_{m-1}^{\ell-1}}{\hat{h}_{m-1}^{\ell-1}} \right] + \left[ \frac{BB^H + FP_{m-1}F^H}{P_{m-1}F^H} \right] \\
&\times [1 - J[J^H(BB^H + FP_{m-1}F^H)J]^{-1} J^H (BB^H + FP_{m-1}F^H)] \\
&\times \frac{1}{\sigma_n^2} [\tilde{x}_m y_m^* - \tilde{\aleph}_m F \hat{h}_{m-1}^{\ell-1}]
\end{aligned} \tag{3.14}$$

我們將我們的JED 演算法的步驟摘要如下: 對第 $m$ th 個信號,

步驟1: 任意猜一個 $\hat{h}_m^{\ell-1}$  的初始值.

步驟2: 由下列式子計算 $\tilde{x}_m$  and  $\tilde{\aleph}_m$

$$p(x_m \mid \underline{y}_m, \hat{h}_m^{\ell-1}) \propto p(\underline{y}_m \mid x_m, \hat{h}_m^{\ell-1}) \tag{3.15}$$

步驟3: 從(3.14) 計算 $\hat{h}_m^\ell$  然後再回到步驟2.

經過幾次步驟2 和步驟3 的重複, 我們可以得到 $\hat{h}_m$  和 $\tilde{x}_m$  和 $\tilde{\aleph}_m$  的穩定估測值. 接

下來我們持續計算第 $(m + 1)$ th 個信號.

步驟4：使用(3.9)更新 $P_m$ 的值然後使用 $\hat{h}_m$  當作初始值來計算 $\tilde{x}_{m+1}$  和 $\tilde{\mathcal{N}}_{m+1}$ .

步驟5：由(3.14) 計算 $\hat{h}_{m+1}^\ell$  然後回到步驟4.

步驟6：重複步驟1 到步驟5 直到最後一個信號.

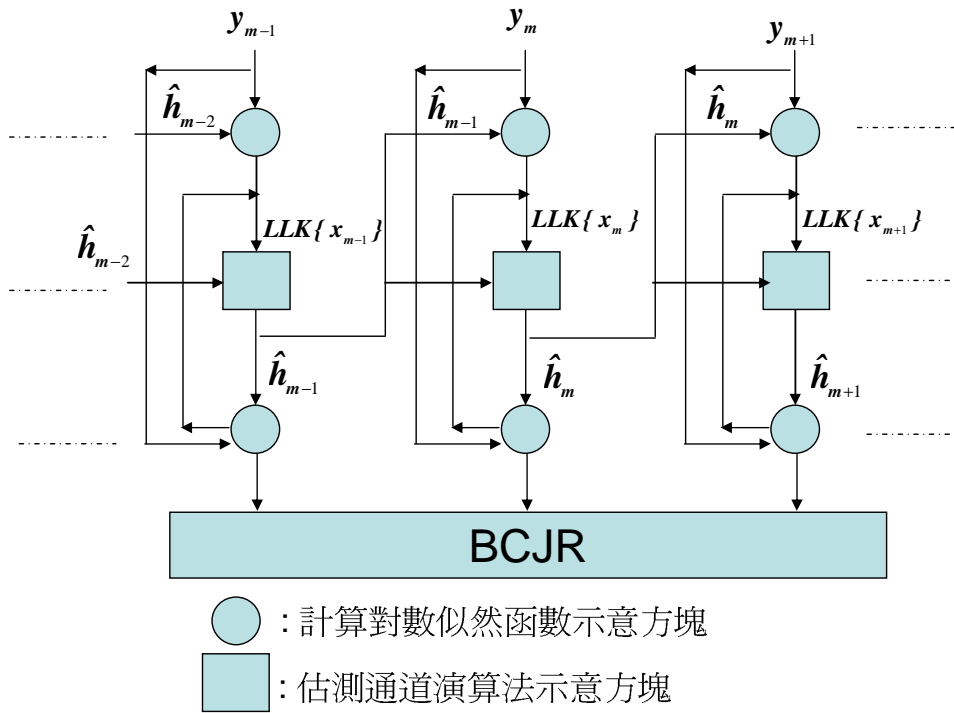


Figure 3.1: JED演算法示意圖.

## 3.2 在時變ISI衰減通道下之基於EM演算法的聯合通道估測與信號偵測演算法

定義接收信號 $y_m$  為

$$y_m = h_m x_m + n_m$$

其中

$$h_m = [h_0(m), \dots, h_{L-1}(m)]^T$$

$$\bar{x}_m = [x_m, \dots, x_{m-L}]$$

L:通道路徑數,m:時間參數

Auto-Regressive 通道動態模型定義如下

$$h_m = \check{F} \tilde{h}_{m-1} + B V_m$$

其中

$$\tilde{h}_m = [h_m^T, \dots, h_{m-p+1}^T]$$

$$\check{F} = [F_1, F_2, \dots, F_p]$$

p:模型的階數

定義 $\underline{x}_m, \underline{h}_m, \underline{y}_m$  為

$$\underline{x}_m = [x_1, x_2, \dots, x_m], \underline{h}_m = [h_1, h_2, \dots, h_m], \underline{y}_m = [y_1, y_2, \dots, y_m]$$

結下來如同上節中計算平緩衰減通道下的情況,我們可以得到如同(3.2)的結果

$$\begin{aligned}
Q_m(\underline{h}_m | \hat{\underline{h}}_m^{l-1}) &\triangleq \mathbf{E}_{\underline{x}_m}[\log p(\underline{y}_m, \underline{h}_m, \underline{x}_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
&= Q_{m-1}(\underline{h}_{m-1} | \hat{\underline{h}}_{m-1}^{l-1}) + \mathbf{E}_{\underline{x}_m}[\log p(x_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
&\quad + \mathbf{E}_{\underline{x}_m}[\log p(y_m | h_m, x_m) | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] + \log p(h_m | \tilde{\underline{h}}_{m-1}) \quad (3.16)
\end{aligned}$$


接著我們定義兩個高斯二次方程式:

$$\lambda(h_m, \tilde{h}_m) \triangleq -[\tilde{h}_m - h_m]^H \tilde{C}_m^{\ell-1} [\tilde{h}_m - h_m] \quad (3.17)$$

$$\eta(h_m, \check{F}\tilde{\underline{h}}_{m-1}) \triangleq -[h_m - \check{F}\tilde{\underline{h}}_{m-1}]^H (BB^H)^{-1} [h_m - \check{F}\tilde{\underline{h}}_{m-1}] \quad (3.18)$$

$$(3.19)$$

其中



$$\begin{aligned}
\tilde{h}_m &\triangleq (\tilde{C}_m^{\ell-1})^{-1} (\tilde{S}_m^{\ell-1})^H y_i \\
\tilde{C}_m^{\ell-1} &\triangleq \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [x_m^H x_m | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}] \\
\tilde{S}_m^{\ell-1} &\triangleq \mathbf{E}_{\underline{x}_m} [x_m | \underline{y}_m, \hat{\underline{h}}_m^{l-1}]
\end{aligned}$$

接著將(3.16)展開且將(3.17)和(3.18)代入可得下式

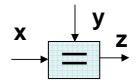
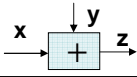
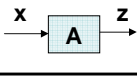
$$Q_m(\underline{h}_m | \hat{\underline{h}}_m^{l-1}) \simeq Q_{m-1}(\underline{h}_{m-1} | \hat{\underline{h}}_{m-1}^{l-1}) + \lambda(h_m, \tilde{h}_m) + \eta(h_m, \check{F}\tilde{\underline{h}}_{m-1}) \quad (3.20)$$

接下來我們要求

$$\hat{h}_m^l = \max_{h_m} (Q_m(\underline{h}_m | \hat{\underline{h}}_m^{l-1}))$$

此一步驟可以等效為求解下面二次式的 $\hat{h}_m$ 及 $\hat{\Xi}_m$ 使其滿足此式子

$$\begin{aligned}
 -[h_m - \hat{h}_m]^H \hat{\Xi}_m^{-1} [h_m - \hat{h}_m] \simeq & - [h_{m-1} - \hat{h}_{m-1}]^H \hat{\Xi}_{m-1}^{-1} [h_{m-1} - \hat{h}_{m-1}] \\
 & + \lambda(h_m, \tilde{h}_m) + \eta(h_m, \check{F} \tilde{h}_{m-1})
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

	Function Block	Mean and Variance
1		$\mathbf{m}_z = (\mathbf{W}_x + \mathbf{W}_y)^H (\mathbf{W}_x \mathbf{m}_x + \mathbf{W}_y \mathbf{m}_y)$ $\mathbf{V}_z = \mathbf{V}_x (\mathbf{V}_x + \mathbf{V}_y)^H \mathbf{V}_y$
2		$\mathbf{m}_z = \mathbf{m}_x + \mathbf{m}_y$ $\mathbf{V}_z = \mathbf{V}_x + \mathbf{V}_y$
3		$\mathbf{m}_z = \mathbf{A} \mathbf{m}_x$ $\mathbf{V}_z = \mathbf{A} \mathbf{V}_x \mathbf{A}^H$

輸入格式:  $-(x - \mathbf{m}_x)^H \mathbf{W}_x (x - \mathbf{m}_x)$

輸出格式:  $-(x - \mathbf{m}_z)^H \mathbf{W}_z (x - \mathbf{m}_z)$

其中:  $\mathbf{W} = \mathbf{V}^{-1}$

Figure 3.2: 資訊傳遞公式表.

我們將使用FACTOR GRAPH的概念來解這一個方程式. 引用文獻 [20] 中的資訊傳遞公式如 Fig: 3.2, 我們參考 [1] 先定義我們的動態系統模型參考如圖 Fig: 3.3.

其中

$$\mathbb{F}_w \triangleq \begin{bmatrix} \check{F}_{L \times pL} & 0_{(LG-p)L \times L} \\ I_{(LG-1)L \times (LG-1)L} & 0_{(LG-1)L \times L} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J}_w \triangleq [I_{L \times L}, 0_{L \times (LG-1)L}]^T$$

$$LG \geq p$$

依照模型, 首先將 $-[h_{m-1} - \hat{h}_{m-1}]^H \hat{\Xi}_{m-1}^{-1} [h_{m-1} - \hat{h}_{m-1}]$ 沿著 $h_{m-1}$ 的邊線送入 $\mathbb{F}_w$ 而在 $\bar{h}_m$ 的邊線上得到 $-[\bar{h}_m - \hat{h}_m]^H (\hat{\Xi}_m)^{-1} [\bar{h}_m - \hat{h}_m]$ , 由表1中的第三個式子可以得到

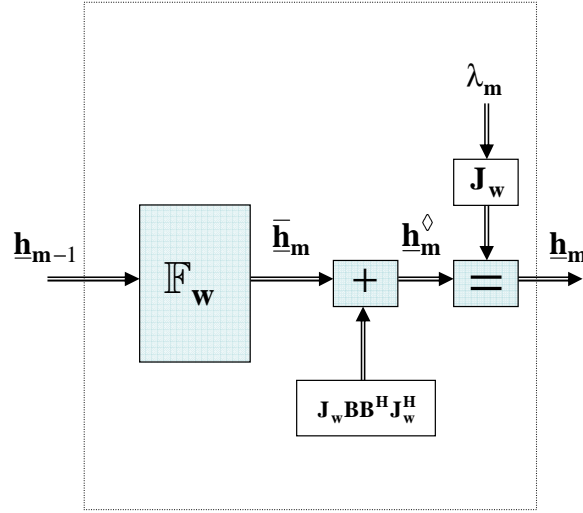


Figure 3.3: 動態系統模型.

$$\hat{h}_m \triangleq \mathbb{F}_w \hat{h}_m$$

$$\hat{\Xi}_m = \mathbb{F}_w \hat{\Xi}_{m-1} \mathbb{F}_w^H$$

接著沿著  $\bar{h}_m$  的邊線將  $-[\bar{h}_m - \hat{h}_m]^H (\hat{\Xi}_m)^{-1} [\bar{h}_m - \hat{h}_m]$  送入 "+" 裡得到  $-[h_m^\diamond - \hat{h}_m^\diamond]^H (\hat{\Xi}_m^\diamond)^{-1} [h_m^\diamond - \hat{h}_m^\diamond]$ , 由表1中第二式可得

$$\hat{h}_m^\diamond = \hat{h}_m \quad (3.22)$$

$$\hat{\Xi}_m^\diamond = \hat{\Xi}_m + \mathbf{J}_w B B^H \mathbf{J}_w^H \quad (3.23)$$

最後在 "=" 後的邊線  $h_m$  上我們可以得到

$$[h_m - (\hat{\Xi}_m)^{-1} \hat{h}_m^\diamond + \mathbf{J}_w (\tilde{S}_m^{\ell-1})^H y_m]^H (\hat{\Xi}_m)^{-1} [h_m - (\hat{\Xi}_m)^{-1} \hat{h}_m^\diamond + \mathbf{J}_w (\tilde{S}_m^{\ell-1})^H y_m] \quad (3.24)$$

其中

$$\hat{\Xi}_m \triangleq ((\hat{\Xi}_m^\diamond)^{-1} + \mathbf{J}_w \tilde{C}_m^{\ell-1} \mathbf{J}_w^H)^{-1} \quad (3.25)$$

將 $\tilde{C}_m^{\ell-1}$ 分解成 $\mathbf{V}\Lambda\mathbf{V}^H$ ,使用反矩陣公式運算最後可得到下列遞迴公式:

$$\hat{h}_m = (\mathbf{I} - \mathbb{K}_m)[\hat{h}_m^\diamond + \hat{\Xi}_m^\diamond \mathbf{J}_w (\tilde{S}_m^{\ell-1})^H y_m] \quad (3.26)$$

$$\hat{\Xi}_m = \hat{\Xi}_m^\diamond - \mathbb{K}_m \hat{\Xi}_m^\diamond \quad (3.27)$$

$$\mathbb{K}_m = \hat{\Xi}_m^\diamond \mathbf{J}_w (\mathbf{I} + \tilde{C}_m^{\ell-1} \mathbf{J}_w^H \hat{\Xi}_m^\diamond \mathbf{J}_w)^{-1} \tilde{C}_m^{\ell-1} \mathbf{J}_w^H \quad (3.28)$$

其中

$$\hat{h}_m^\diamond = [(\tilde{F} \hat{h}_{m-1})^H, \hat{h}_{m-1}^H]^H \quad (3.29)$$


我們將在ISI通道下的JED演算法步驟摘要如下:

步驟1: 給任意值當作 $\hat{h}_{m-1}$ 的初始值,利用接收到的信號計算(3.20)和(3.20).

步驟2: 給定單位矩陣為 $\hat{\Xi}_m^\diamond$ 的初始值,用 $\tilde{C}_m^{\ell-1}$ 帶入(3.28)算出 $\mathbb{K}_m$ .

步驟3: 使用 $\mathbb{K}_m$ 及 $\hat{\Xi}_m^\diamond$ 帶入(3.27)得到 $\hat{\Xi}_m$ .

步驟4: 使用 $\tilde{S}_m^{\ell-1}, \mathbb{K}_m$ 代入(3.26)得到 $\hat{h}_m$ .

步驟5: 使用 $\hat{h}_m$ 當作初始值,利用(3.20)和(3.20)計算第 $m+1$ 個信號的 $\tilde{C}_{m+1}^{\ell-1}$ 及 $\tilde{S}_{m+1}^{\ell-1}$ .



步驟6: 利用(3.28)及(3.27)更新 $\mathbb{K}_{m+1}$ 與 $\hat{\mathbb{C}}_{m+1}$ ,再使用(3.26)得到 $\hat{h}_{m+1}$ .

步驟7: 重複步驟5到步驟6直到所有信號都計算完畢.

### 3.3 BCJR 差分解碼

在我們的演算法中,有兩個地方會使用到BCJR解碼,一個是在ISI通道的JED演算法情況下計算(3.20)和(3.20),另一個就是在JED演算法完成後結果將送到BCJR演算法來解差分編碼調變. 首先在ISI通道的JED演算法情況下,由於接收信號間都會互相相關,所以我們將參考文獻 [21]使用移動視窗的BCJR來計算使用(3.20)和(3.20)時所需之數似然函數(log-likelihood ,LLK)值.而在JED演算法之後,我們要使用BCJR演算法來解碼差分編碼及解調變. 關於BCJR演算法的細節可以參考文獻 [22]. 我們在這裡要使用差分編碼的理由是因為當我們在使用JED演算法的時候,估測的通道會由於EM演算法的使用而產生相位反轉的問題,估測的通道會跟真實通道產生180度的相位移. 使用差分編碼可以解決這個問題進而使我們的系統完整可運行. 本章之模擬結果可在模擬章節裡Fig: 6.1, Fig: 6.2看到.

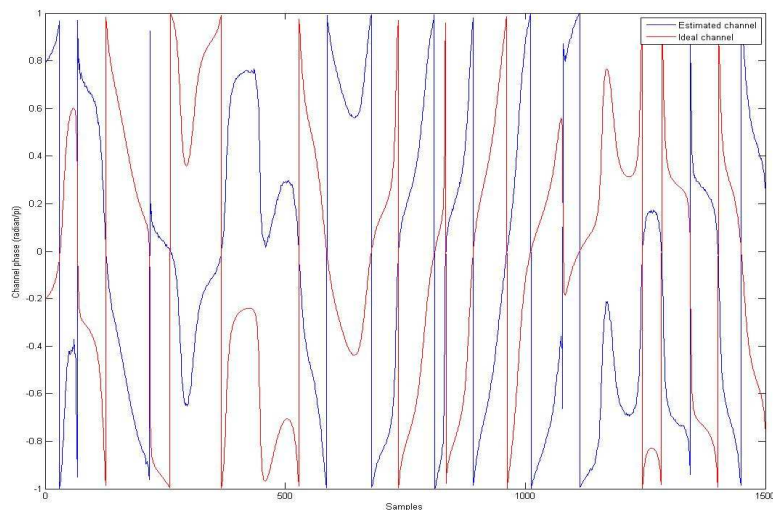


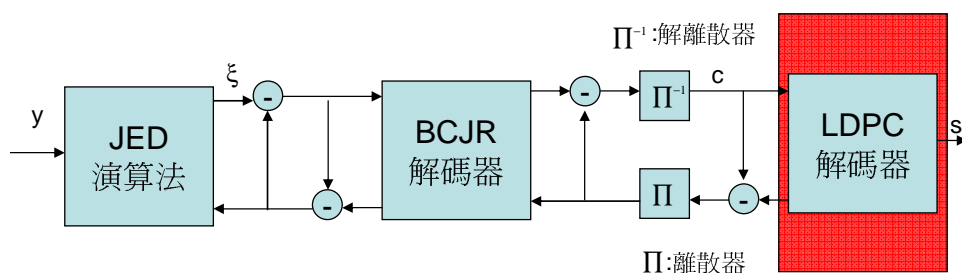
Figure 3.4: 估測通道相位翻轉.

# Chapter 4

## 聯合通道估測與信號偵測演算法 與LDPC解碼之遞迴系統

在這一章節中，我們會將前述之結合JED與BCJR之演算法結合LDPC編碼並形成遞迴式系統以求達到更好的效能表現。在這個系統中，我們將會介紹各演算法間互相反覆傳遞外部extrinsic資訊的結構，而在後面的章節將會有模擬的結果。在本章第一段我們將會先簡介LDPC編碼，而第二段將會詳述我們聯合JED與BCJR和LDPC遞迴式系統結構互相之間外部extrinsic資訊傳遞的過程。

### 4.1 LDPC 解碼



Low-density parity check LDPC編碼是在1960由Gallager提出的一種可趨近Shannon邊界的一種線性區塊碼。受惠於近代晶片科技技術的提昇，被忽略了近35年

的LDPC 編碼從90年代中期開始由於期優異的效能而重新成為熱門的研究題目。一般的LDPC 編碼是決定於如何設計低密度的同位元檢查矩陣 $H$ ，而LDPC 的解碼也是基於這個 $H$ 的結構來執行和積演算法SPA。SPA 解碼法是藉由計算不斷遞迴之節點的最大事後機率，在一定次數的遞迴之後得到最佳效能。在接下來的文章中我們將會介紹SPA演算法在變數節點與檢查節點的運行方式及最後會介紹本文章模擬所使用之低複雜度之簡化的SPA-最小和演算法min-sum algorithm。

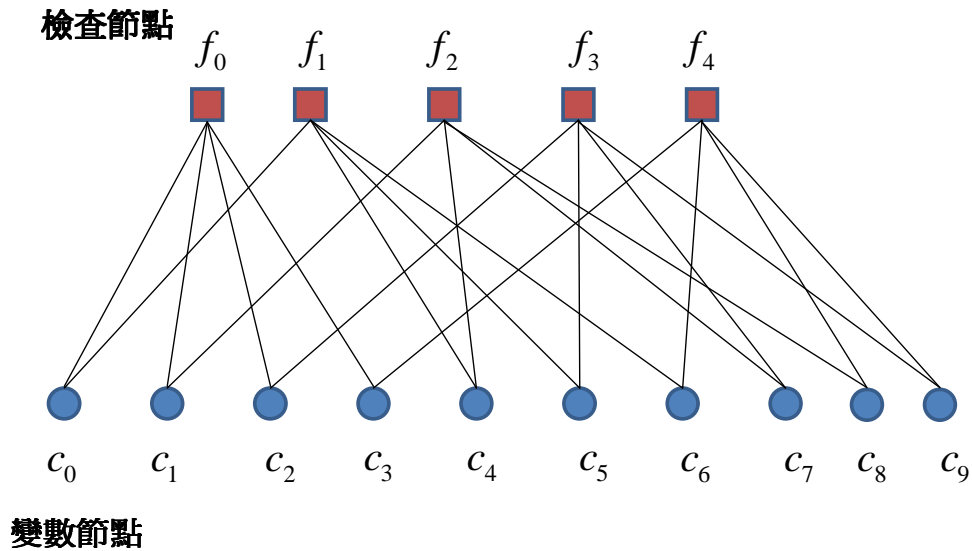


Figure 4.1: Tanner Graph.

#### 4.1.1 變數節點分析

基於最佳化的最大事後機率MAP 的解碼,我們需要從接收到的碼字codeword信號中 $c = [y_0, y_1, \dots, y_{n-1}]$  找出傳送碼字codeword中的每一個位元的事後機率APP  $c = [c_0, c_1, \dots, c_{n-1}]$ . 為了計算數值的穩定,我們會將這些計算表示成對數似然函數比率log-likelihood ratio ,LLR的計算. 這些APP的對數似然函數比率表示如下:

$$L(c_i) \triangleq \log\left(\frac{Pr(c_i = 0|y)}{Pr(c_i = 1|y)}\right) \quad (4.1)$$

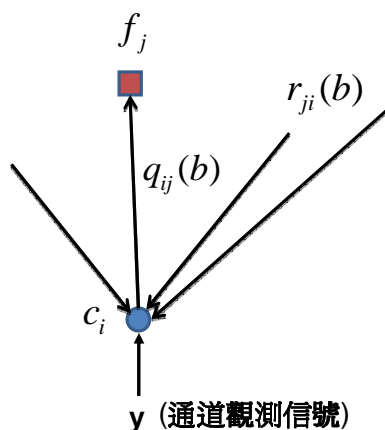


Figure 4.2: 變數節點消息傳遞示意圖.

從變數節點的角度來看, 由變數節點  $c_i$  傳送到檢查節點  $f_j$  的消息資訊機率定義為  $q_{(ij)} = Pr(c_i = b | input messages), b \in 0, 1$ . 而傳送進入  $c_i$  的消息資訊則包含了由所有連接到  $c_i$  的檢查節點  $f_j$  傳來的外部 extrinsic 資訊及通道傳來的接收信號的資訊. 由檢查節點傳來的消息資訊機率我們定義為  $r_{ji}$ . 我們可以將  $q_{(ij)}$  延伸表示成對數似然函數比率  $L(q_{ij})$ , 則可以寫成下列的式子:



$$L(q_{ij}) = L(c_i) + \sum_{j' \in C_i \setminus j} L(r_{j'i})$$

#### 4.1.2 檢查節點分析

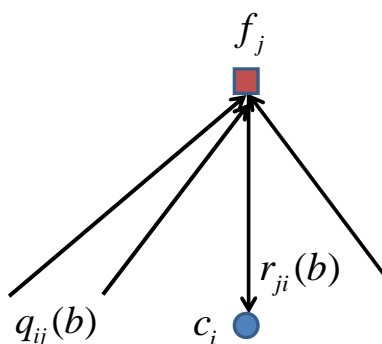


Figure 4.3: 檢查節點消息傳遞示意圖.

而由檢查節點來看，所有連接到 $f_j$ 檢查節點的變數節點 $c_i$ 會將其外部extrinsic資訊送給檢查節點，經過處理後會在將外部extrinsic資訊回傳給變數節點，此一處理程序可表示為  $r_{ji}(b) = Pr(\text{check equation } f_j \text{ is satisfied with } b | \text{input messages}), b \in 0, 1$ .

參考文獻 [8]，我們再此用對數似然函數比率來表示這一個處理過程，可以寫成如下式

$$L(r_{ij}) = (\prod_{i' \in V_j \setminus i} \alpha_{i'}) \times (\phi(\sum_{i' \in V_j \setminus i} \phi(\beta_{i'j}))) \quad (4.2)$$

其中  $\alpha = \text{sign}|L(q_{ij})|$ ， $\beta = |L(q_{ij})|$ ，及  $\phi(x) = \log(\frac{e^x+1}{e^x-1})$ .

### 4.1.3 最小和演算法(Min-Sum Algorithm)

最小和演算法是針對(4.2)式作近似的一種演算法，由文獻 [8]可得到下式近似式

$$\phi(\sum_{i'} \phi(\beta_{i'j})) \cong \phi(\phi(\min_{i'}(\beta_{i'j}))) \quad (4.3)$$

$$= \min_{i' \in V_j \setminus i} \beta_{i'j} \quad (4.4)$$

在我們往後的模擬中，我們將採用此種近似演算法取代SPA演算法。

### 4.1.4 LDPC 解碼步驟之摘要

我們將LDPC處理的步驟摘要如下：

步驟1：初始化

$$L(q_{ij}) = L(c_i) \quad (4.5)$$

步驟2：由檢查節點傳送資訊消息到變數節點

$$L(r_{ij}) = (\prod_{i' \in V_j \setminus i} \alpha_{i'}) \times (\phi(\sum_{i' \in V_j \setminus i} \phi(\beta_{i'j}))) \quad (4.6)$$

$$\cong (\prod_{i' \in V_j \setminus i} \alpha_{i'}) \times \min_{i' \in V_j \setminus i} \beta_{i'j} \quad (4.7)$$

其中  $\alpha = \text{sign}|L(q_{ij})|$  ,  $\beta = |L(q_{ij})|$

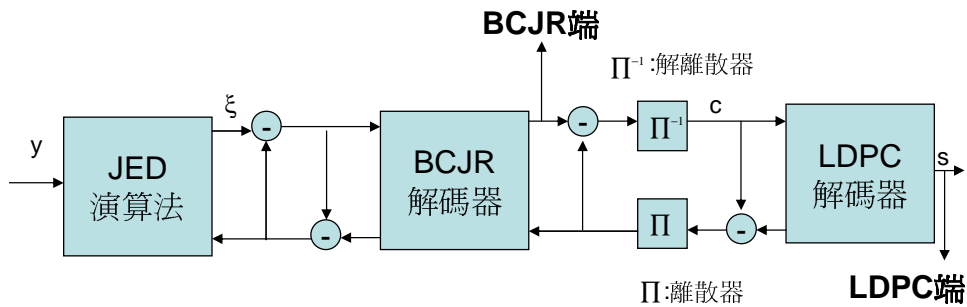
步驟3：由變數節點傳送資訊消息到檢查節點

$$L(q_{ij}) = L(c_i) + \sum_{j' \in C_i \setminus j} L(r_{j'i}) \quad (4.8)$$

步驟4：計算變數節點LLR的和

$$L(Q_i) = L(c_i) + \sum_{j' \in C_i} L(r_{ji}) \quad (4.9)$$

## 4.2 結合通道估測與信號偵測演算法與LDPC解碼之遞迴系統



在本節中我們將我們的聯合JED與BCJR演算法結合LDPC解碼整體作遞迴式的運算,形成一遞迴式系統其遞迴計算流程如下:

步驟1: 經過通道的信號由JED演算法接收到,開始進行通道估測及信號LLR偵測.

步驟2: 將JED估測的信號LLR送入BCJR演算法解出源頭位元的LLR送入解離散器,然後送入LDPC解碼器.

步驟3: LDPC內遞迴2次後解出的extrinsic資訊送到離散器,然後送回給BCJR演算法當作初始資訊, BCJR使用此初始資訊及上次JED傳送來的信號LLR資訊解出要回傳給JED的初始資訊.

步驟4: JED使用BCJR回傳之信號初始資訊及經過通道的信號資訊重新運行演算法.

步驟5: 重複步驟1到步驟4直到我們設定的遞迴次數.

本章之模擬結果會在模擬結果的章節中介紹.



# Chapter 5

## EXIT Chart 分析

外部資訊轉移曲線EXIT chart 是一種用來分析預測反覆式解碼偵測接收系統的收斂行為的方法。每一個組成的解碼偵測器都是用互消息的轉換特性來表示。解碼偵測器之間的外部extrinsic資訊交換將會被畫在EXIT chart 上。透過這個曲線，我們可以預測我們設計的遞迴式解碼偵測系統的行為表現。

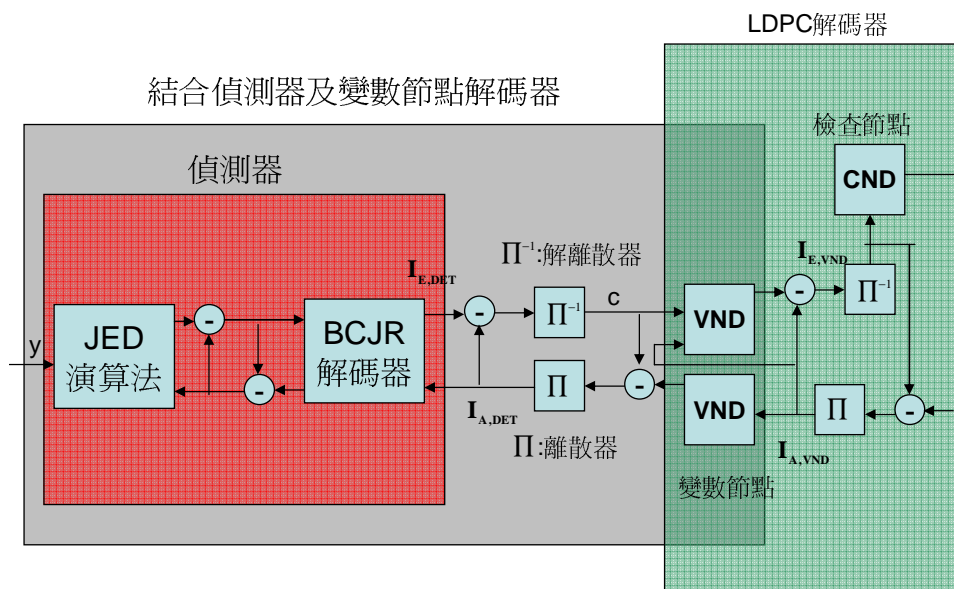


Figure 5.1: 結合變數節點解碼器與偵測器 v.s. 檢查節點解碼器.



在接下來的文章中, 我們將參考 [16] 詳細敘述畫出結合偵測器及LDPC 編碼變數點與LDPC 檢查點的EXIT chart分析圖的步驟

步驟1: 使用Monte Carlo 模擬計算偵測器的EXIT 函數且標示它為

$$I_{E,DET}(I_{A,DET}, SNR) \quad (5.1)$$

步驟2: 結合偵測器及LDPC 編碼變數點的EXIT 函數. 首先我們可以觀察到 $I_{A,DET}$ 與 $I_{A,VND}$  是有相關連的. 它們的關係式可以表示為下式

$$I_{A,DET} = J(\sqrt{d_v} \bullet J^{-1}(I_{A,VND})) \quad (5.2)$$

其中 $d_v$  是表示常規的變數節點級數而 $J(\cdot)$  函式則是定義與文獻 [16] 相同. 所以結合偵測器及LDPC 編碼變數點的EXIT 函數可表示為

$$I_{E,VND} = J(\sqrt{(d_v - 1)[J^{-1}(I_{A,VND})]^2 + [J^{-1}(I_{E,DET})]^2}) \quad (5.3)$$

步驟3: LDPC 編碼的檢查點的EXIT 函式可以表示為

$$I_{E,CND} = 1 - \sum_{i=1}^D b_i \bullet J(\sqrt{d_{c,i} - 1} \bullet J^{-1}(1 - I_{A,CND})) \quad (5.4)$$

其中

$d_{c,i}$ : 非正規檢查點級數中第 $ith$  個級數

$b_i$ : 檢查點中含有級數 $d_{c,i}$  的比率

步驟4: 我們使用(5.1), (5.2), (5.3), (5.4) 來完成我們反覆式解碼(偵測)設計的EXIT Chart. Extrinsic 消息互換的軌跡也會被表示在圖上. 分析的模擬結果我們將會在下一章中看到.

# Chapter 6

## 模擬結果

### 6.1 聯合JED與BCJR遞迴式系統的模擬結果

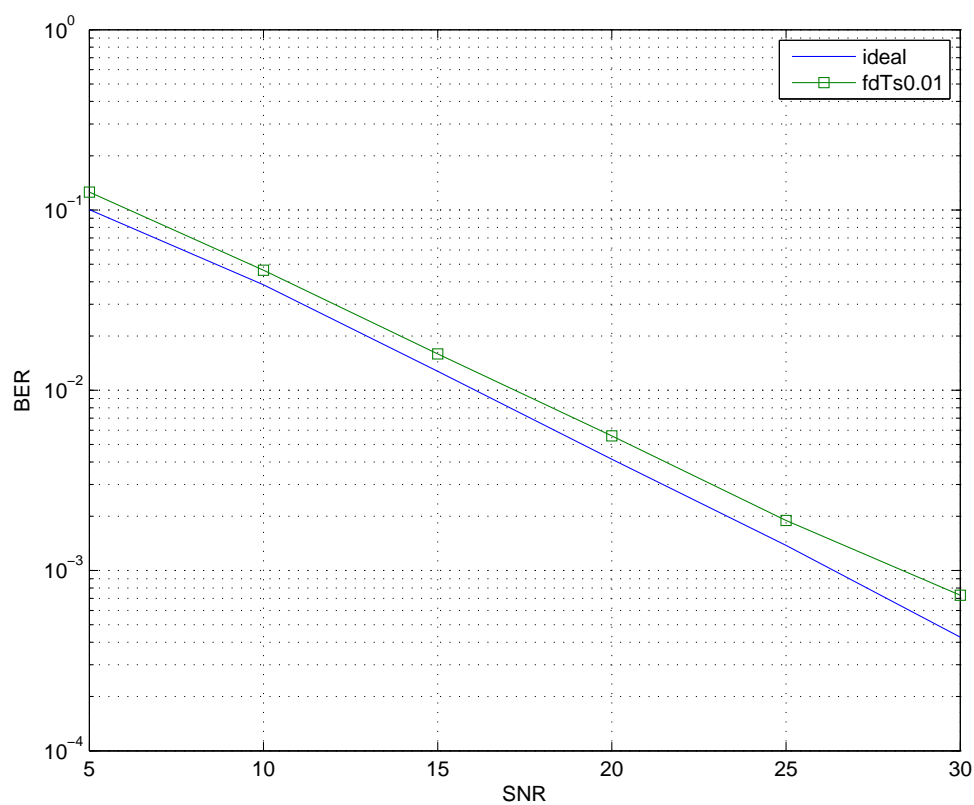


Figure 6.1: Compared BER of JED+BCJR case and Ideal Channel case in flat-fading channel

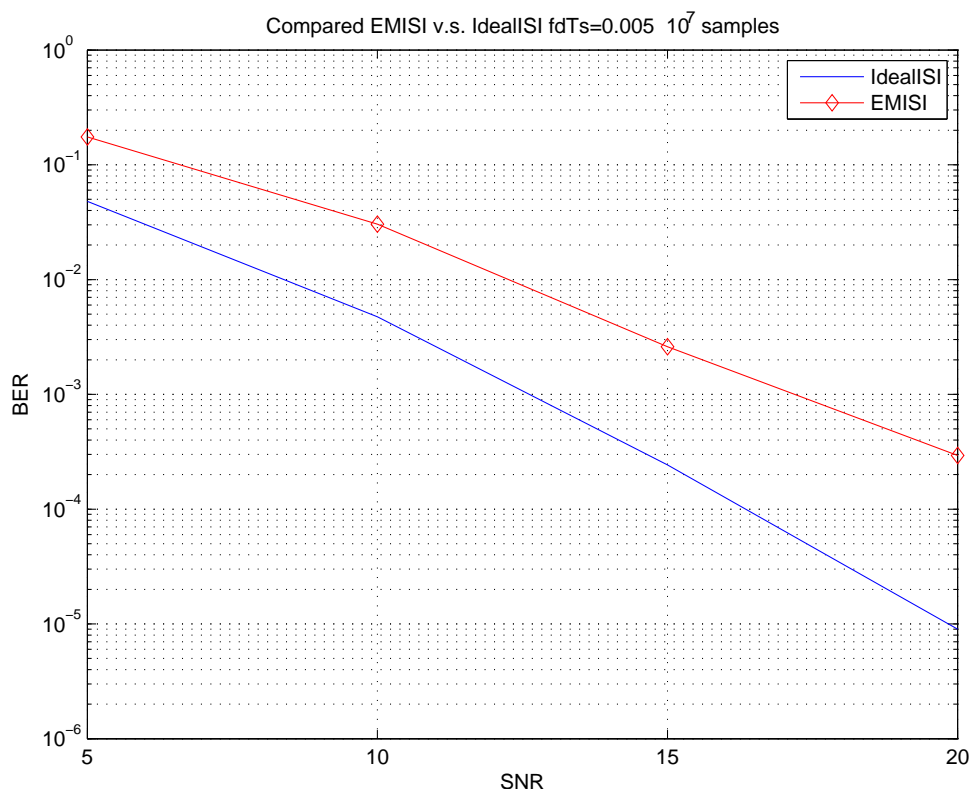


Figure 6.2: Compared BER of JED+BCJR case and Ideal Channel case in ISI-fading channel

在上面兩個圖中,我們展示了使用DBPSK調變的聯合JED與BCJR遮迴式系統在時變平緩衰減通道(Fig: 6.1)和時變ISI衰減通道(Fig: 6.2)兩種不同通道下之模擬結果圖,並且在圖中會與假設理想通道已知的模擬結果作比較. 由圖中我們可以發現,在時變平緩衰減通道下的聯合JED及BCJR遮迴式系統距離已知理想通道的模擬結果非常接近,約差距1dB.但在時變ISI衰減通道下的的差距則變得很明顯.

## 6.2 LDPC編碼的模擬結果

在這一節中將展示我們所使用的LDPC解碼器的模擬效能圖,分別根據在可加性高斯白雜訊(AWGN)及理想時變平緩衰減通道兩種不同通道下去作模擬,然後再使用EXIT chart去分析兩種不同通道下之結果. 根據分析結果,在可加性高斯白雜訊下EXIT chart分析的準確度非常精準但在時變平滑衰減通道下則誤差加大,但差距還

是非常小.

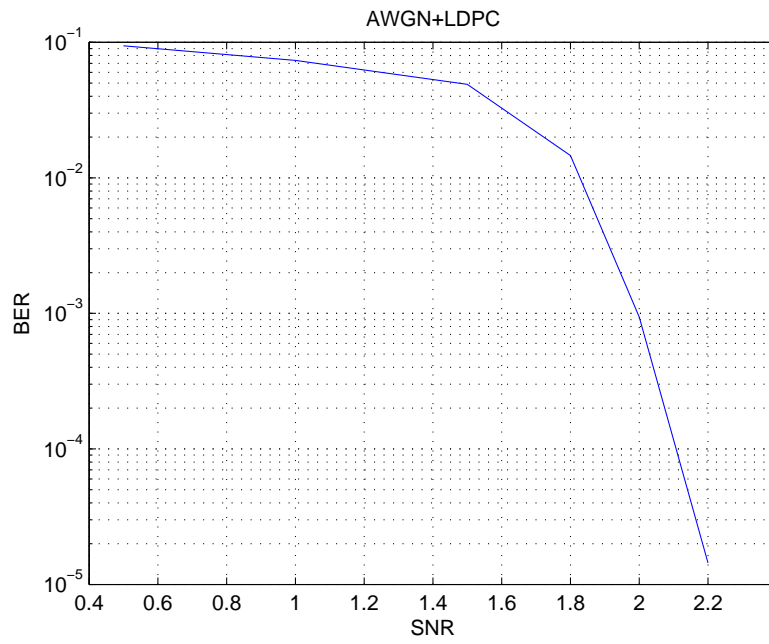


Figure 6.3: LDPC in AWGN

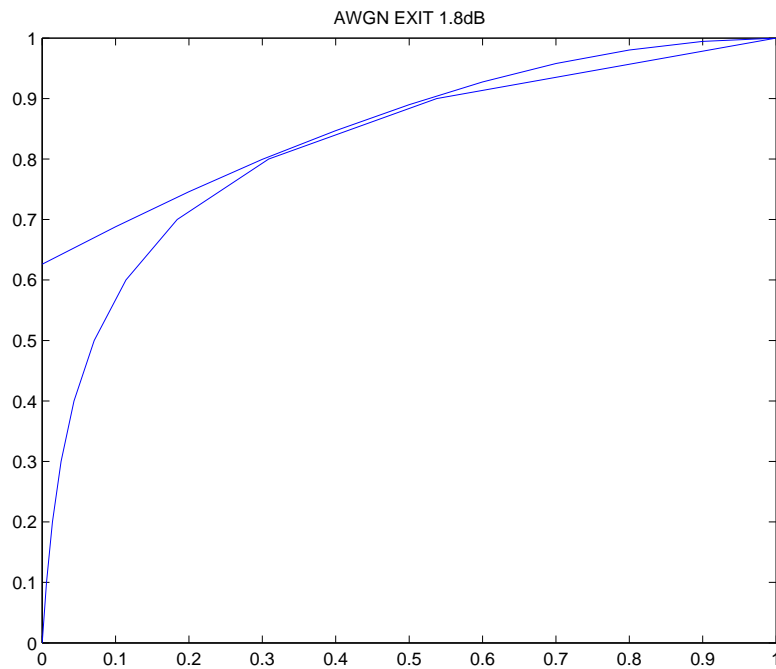


Figure 6.4: EXIT Chart analysis of LDPC in AWGN in 1.8dB

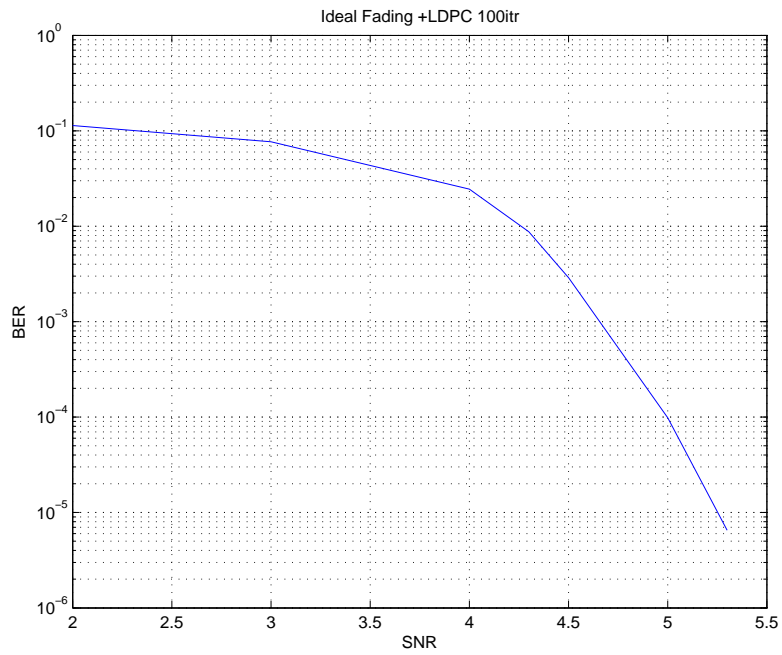


Figure 6.5: LDPC in ideal flat-fading channel

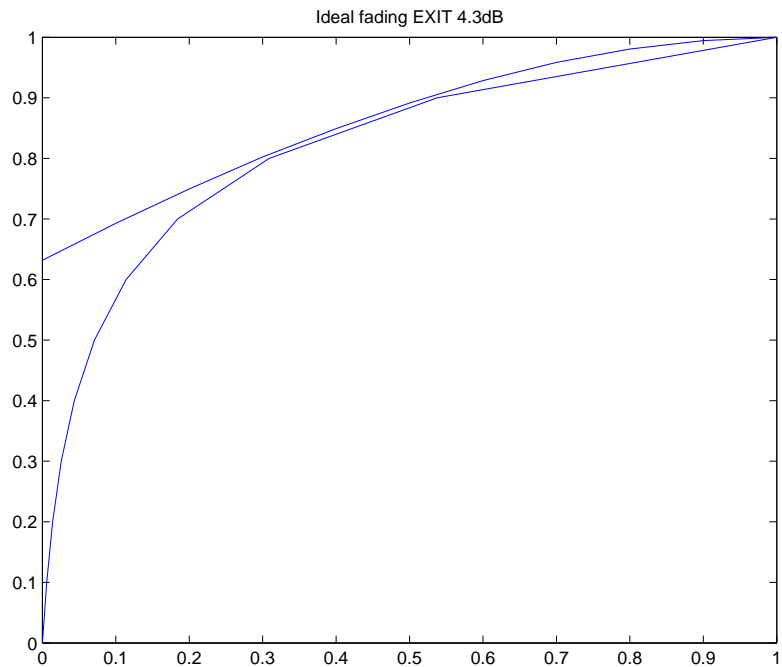


Figure 6.6: EXIT chat analysis of LDPC in ideal fading channel in 4.3dB

## 6.3 聯合JED與BCJR與LDPC遞迴式系統的模擬結果

在這一章節中,我們會分別根據通道模型的不同分成時變平緩衰減通道及時變ISI衰減通道兩種情況來展示我們的聯合JED與BCJR與LDPC遞迴式系統的模擬結果.

### 6.3.1 時變平緩衰減通道

在這一節中我們將會展示在時變平緩衰減通道下,我們的聯合JED與BCJR與LDPC遞迴式系統的模擬結果.首先Fig: 6.8 和Fig: 6.9中,我們會看到在假設已知理想平緩衰減通道下,使用DBPSK調變聯合BCJR與LDPC遞迴式系統的模擬結果.系統模型如Fig: 6.7所示.由模擬結果可知無論是在BCJR端或是LDPC端,效能皆會隨著遞迴的次數而變好,而到了一定次數的遞迴後,則效能則開始趨於穩定不再變好.而在理想通道情況下的EXIT chart 分析結果6.6dB則與我們的模擬結果誤差約小於1dB(不同的藍色線代表不同的系統遞迴次數,綠色線代表每次系統遞迴時LDPC內部遞迴的軌跡線).

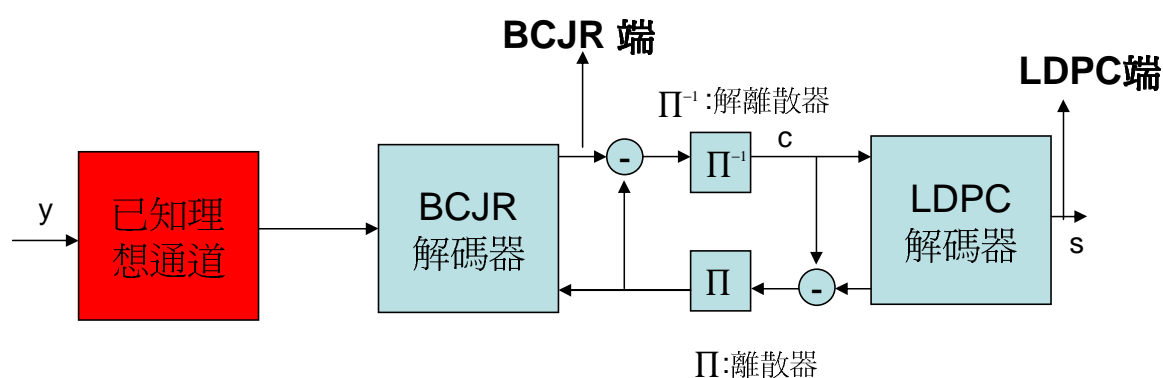


Figure 6.7: system model of "Ideal channel+BCJR+LDPC"

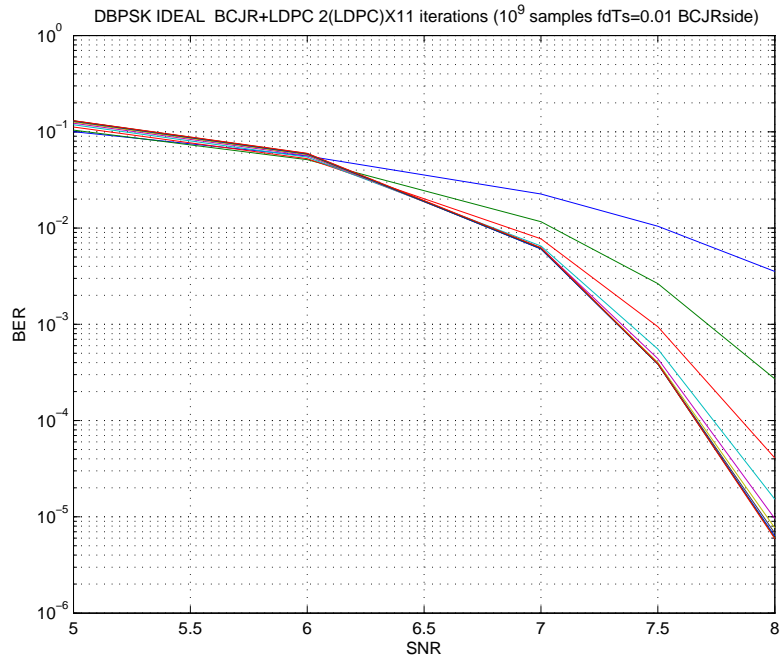


Figure 6.8: Joint BCJR and LDPC system under ideal flat-fading channel in BCJR side with DBPSK modulation

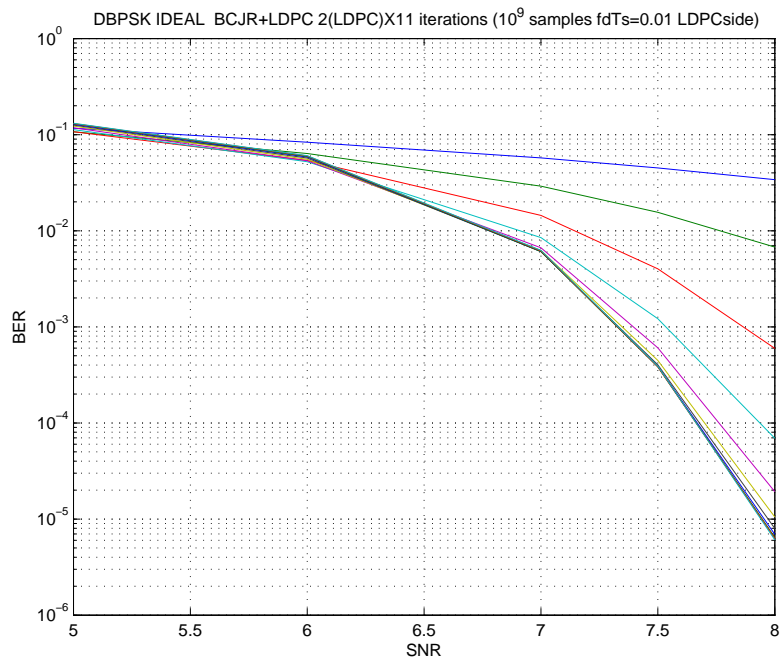


Figure 6.9: Joint BCJR and LDPC system under ideal flat-fading channel in LDPC side with DBPSK modulation

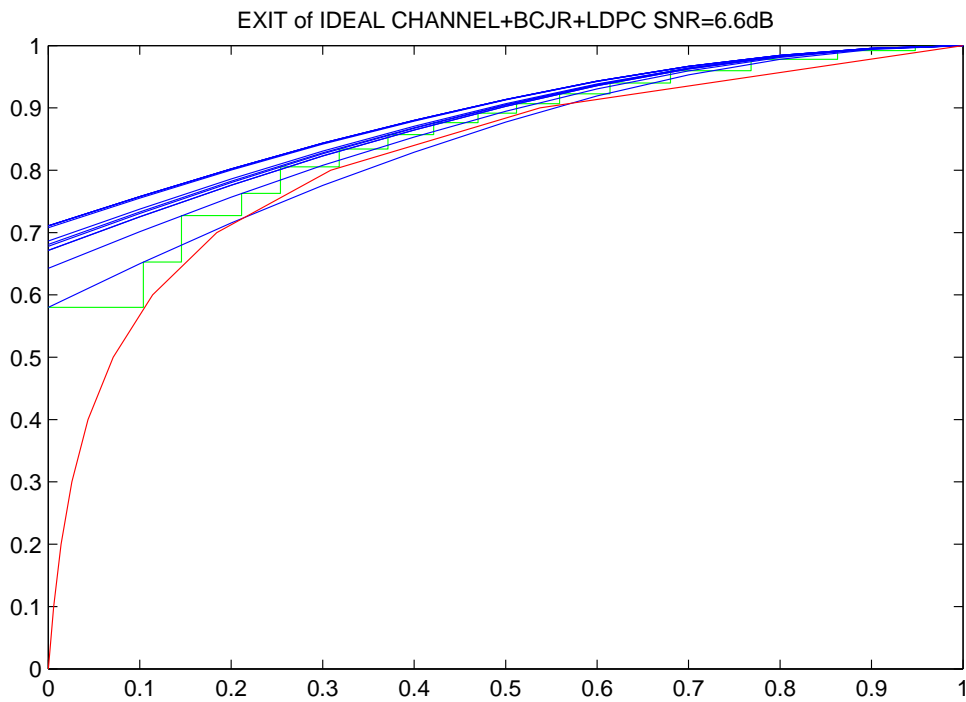


Figure 6.10: EXIT Chart analysis of joint BCJR and LDPC system under ideal flat-fading channel with DBPSK modulation in 6.6dB

接下來我們要展示的是使用我們的DBPSK調變遞迴式聯合JED與BCJR與LDPC系統的模擬結果,系統圖如Fig:4.2所示.與已知理想同道模擬結果類似,無論是再BCJR端或是LDPC端,結果也是會隨著遞迴次數變好,而在一定的遞迴次數後效能也會趨於穩定飽和而不再變好.可預期的效能比已知理想通道的結果較差.



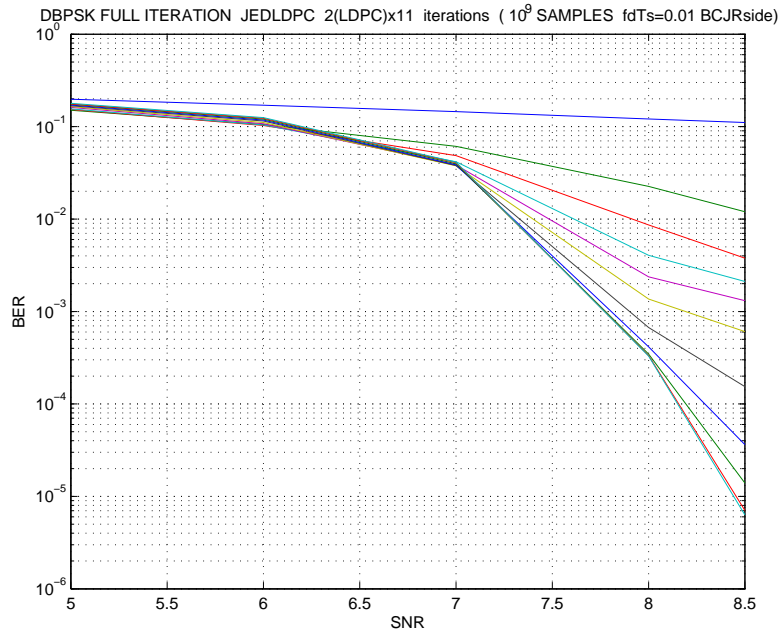


Figure 6.11: Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in BCJR side with DBPSK modulation

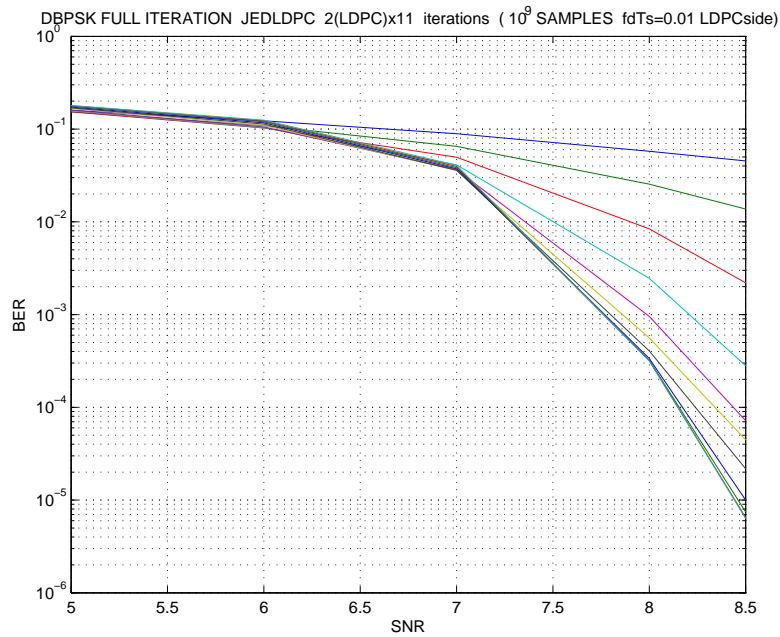


Figure 6.12: Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in LDPC side with DBPSK modulation

在Fig: 6.13中我們使用EXIT chart 來分析我們的遞迴式系統. 在圖中,上面的是結合偵測器及變數節點解碼器的EXIT 曲線, 而下面的是檢查節點的EXIT 曲線. 中間的則是外部資訊交換的軌跡圖. EXIT chart 的分析結果7.2dB距離我們的模擬結果大約有0.5dB誤差,而軌跡圖顯示分析的遞迴次數與實際模擬情況的遞迴次數相當.

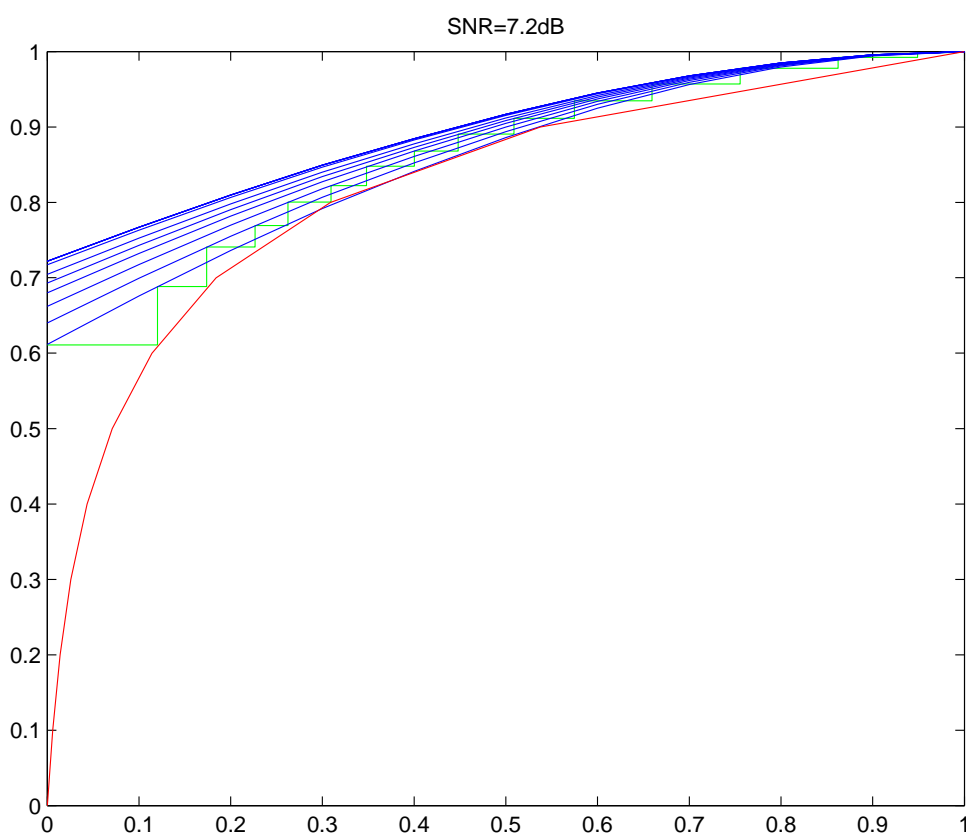


Figure 6.13: EXIT Chart analysis of joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel with DBPSK modulation in 7.2dB

下面兩張圖是使用DQPSK的模擬情況,我們只取最後一次遞迴的結果展示,由圖可見效能較前面為差.

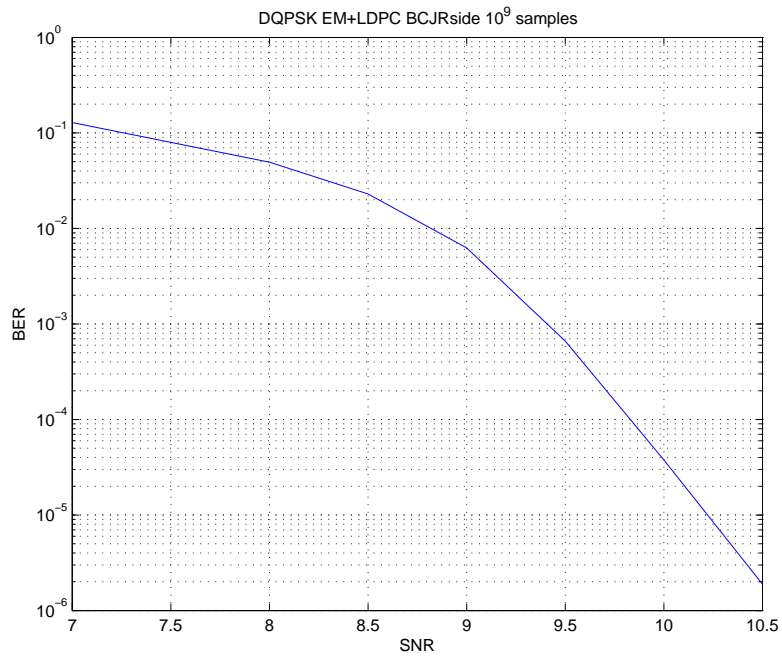


Figure 6.14: Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in BCJR side with DQPSK modulation

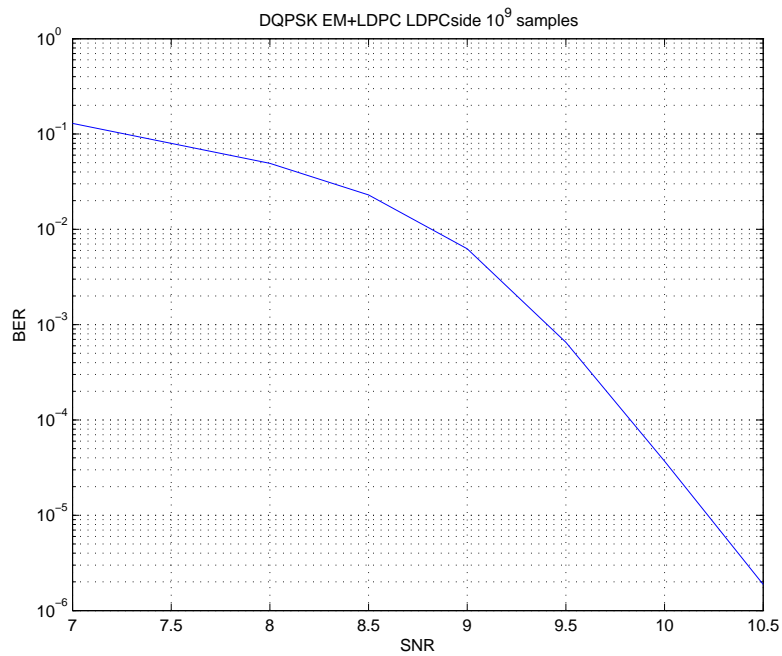


Figure 6.15: Joint JED and BCJR and LDPC system under flat-fading channel in LDPC side with DQPSK modulation

下面這張圖是參考文獻 [9] 的演算法所模擬的結果, 作者在文章中使用演算法避開通道

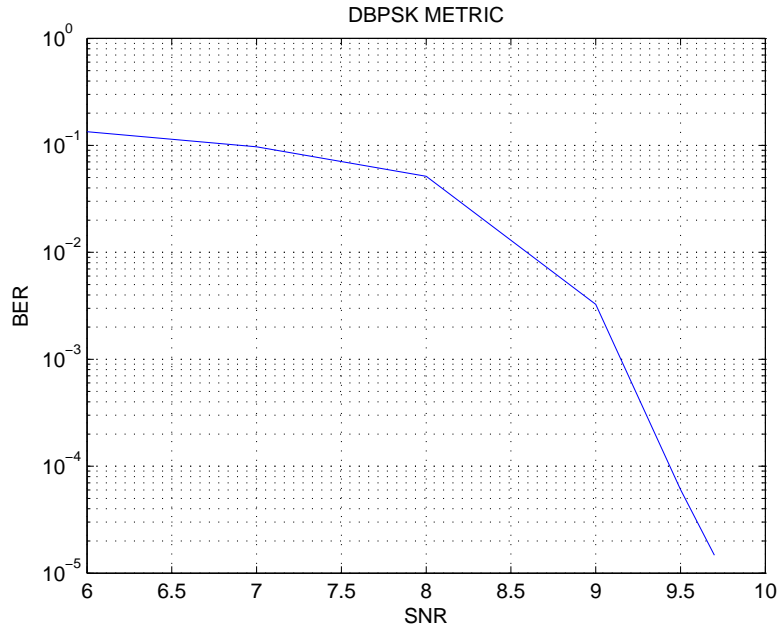


Figure 6.16: Simulation of DBPSK + LDPC metric in reference [9]

估測直接進行解調差分編碼, 然後送入LDPC解碼器. 由圖可看出此作法之效能與我們的結果有一段差距.

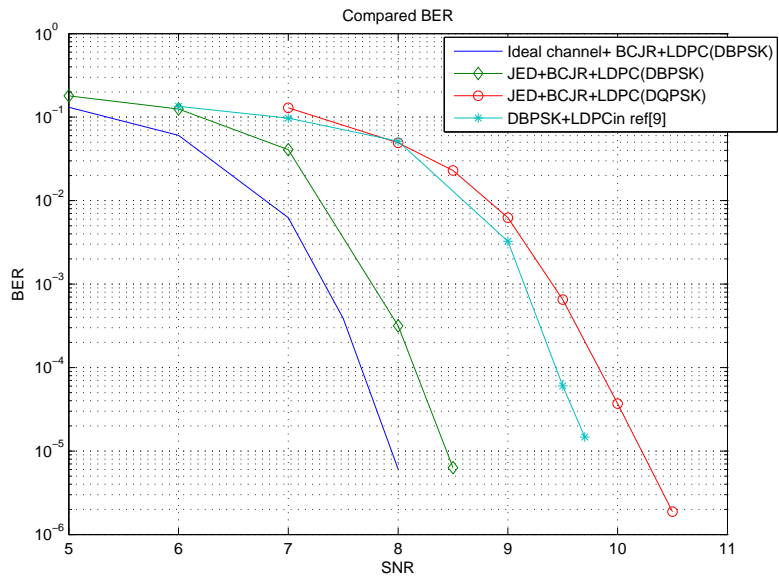


Figure 6.17: compared BER

上圖是這一節最後一張模擬圖,我們將之前的結果放在一起作比較,可以明顯看出各模擬之效能差距.

### 6.3.2 時變ISI 衰減通道

在這一章節中我們將展示在ISI衰減通道下,我們的JED+BCJR+LDPC演算法亦可試用.由Fig: 6.18 和Fig: 6.19中可以看到在使用DBPSK的遞迴式聯合JED與BCJR與LDPC系統在已知理想時變平緩衰減通道和時變ISI衰減通道下模擬結果比較.

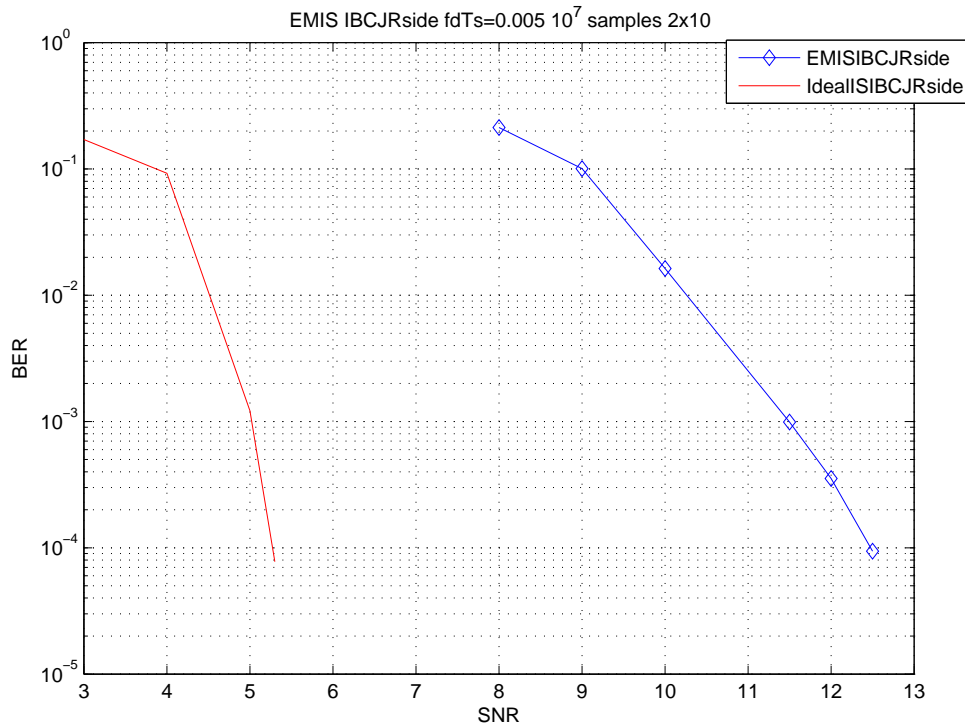


Figure 6.18: Joint JED and BCJR and LDPC system under ISI channel in BCJR side with DBPSK modulation

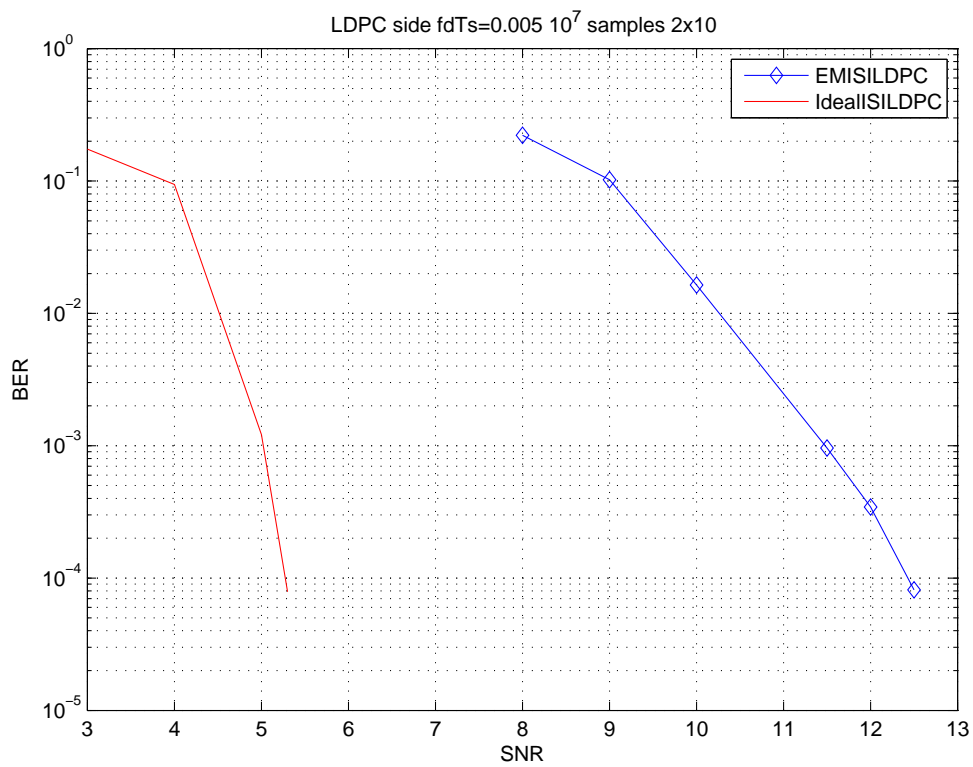


Figure 6.19: Joint JED and BCJR and LDPC system under ISI channel in LDPC side with DBPSK modulation

# Chapter 7

## 結論

在本研究中，我們提出了一種不需要任何領航信號或訓練信號的盲通道估測與信號偵測演算法。此演算法可廣泛的使用在時變平緩衰減通道與ISI衰減通道。使用此演算法，我們將可節省一般無線通訊系統爲了正確的估測通道使用領航信號所浪費的系統效益。我們接著將此演算法結合LDPC解碼器形成遞迴式系統以求提升系統效能以逼近在已知理想通道情況下之系統效能。透過EXIT chart 分析我們可以了解到我們所設計之遞迴式系統行爲模式。未來透過此分析結果可更進一步的最佳化我們的LDPC編碼以其得到更佳的效能。

## 參考文獻

- [1] S.-H. Wu, U. Mitra, and C.-C. J. Kuo, “Graph representation for joint channel estimation and symbol detection,” in *Proc. IEEE Globecom*. Dallas, DEC. 2004.
- [2] H. Zamiri-Jafarian and Subbarayan Pasupathy, “EM-based recursive estimation of channel parameters,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 47, no. 9, pp. 1297–1302, Sept. 1999.
- [3] R. Gallager, “Low-density parity-check codes,” *IRE Trans. Information Theory*, pp. 21–28, Jan. 1962.
- [4] R. M. Tanner, “A recursive approach to low complexity codes,” *IEEE Trans. Information Theory*, pp. 533–547, Sept. 1981.
- [5] D. MacKay and R. Neal, “Good codes based on very sparse matrices,” in *Cryptography and Coding, 5th IMA Conf.*, C. Boyd, Ed., *Lecture Notes in Computer Science*, pp. 100–111, 1981.
- [6] D. MacKay, “Good error correcting codes based on very sparse matrices,” *IEEE Trans. Information Theory*, pp. 399–431, March. 1999.
- [7] N. Alon and M. Luby, “A linear time erasure-resilient code with nearly optimal recovery,” *IEEE Trans. Information Theory*, pp. 1732–1736, Nov. 1996.
- [8] William E. Ryan, “An Introduction to LDPC Codes,” August 2003.



- [9] P. Y. Kam V. T. Nam and Y. Xin, “LDPC codes with BDPSK and differential detection over flat rayleigh fading channels,” in *Proceedings of the 50th IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '07)*, pp. 3245–3249, Nov. 2007.
- [10] K. Ishibashi H. Tatsunami and H. Ochiai, “On the performance of LDPC codes with differential detection over rayleigh fading channels,” *Vehicular Tech. Conf*, vol. 5, no. 63rd, pp. 2388–2392, 2006.
- [11] J. Zheng and B. D. Rao, “LDPC-coded MIMO Systems with Unknown Block Fading Channels: Soft MIMO Detector Design, Channel Estimation, and Code Optimization,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, Issue 4, pp. 1504–1518, Apr. 2006.
- [12] K. Fu and A. Anastasopoulos, “Analysis and design of LDPC codes for time-selective complex-fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 1175–1185, May. 2005.
- [13] A. W. Eckford and T. E. Fuja, “LDPC codes for non-coherent block fading channels with correction: analysis and design,” *IEEE Trans. Commun*, vol. 56, no. 1, pp. 70–80, Jan. 2008.
- [14] S. ten Brink, “Convergence of iterative decoding,” *Electron. Lett*, vol. 35, no. 10, pp. 806–808, May 1999.
- [15] T.J. Richardson and R.L. Urbanke, “The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, pp. 599–618, Feb 2001.
- [16] G. Kramer A. Ashikhmin and S. ten Brink, “Design of low-density parity-check codes for modulation and detection,” *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 52, no. 4, pp. 670–677, April 2004.

- [17] G. Kramer A. Ashikhmin and S. ten Brink, “Extrinsic information transfer functions: model and erasure channel properties,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 11, pp. 2657–2673, Nov. 2004.
- [18] S. ten Brink, “Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes,” *IEEE Trans. Commun*, vol. 40, pp. 1727–1737, Oct. 2001.
- [19] G. Kramer S. ten Brink, “Design of repeat-accumulate codes for iterative detection and decoding,” *IEEE Trans. Signal Proc*, vol. 51, no. 11, pp. 2764–2772, Nov. 2003.
- [20] H.-A. Loeliger, “Least squares and Kalman filter on Forney graphs,” *in Codes, Graphs, and Systems*, R.E. Blahut and R. Koetter, eds. Kluwer, 2002, pp. 2764–2772.
- [21] G. Montorsi S. Benedetto, D. Divsalar and F. Pollara, “Soft-output decoding algorithms in iterative. decoding of turbo codes,” *TDA Progress Report*, pp. 42–124.
- [22] F. Jelinek L. R. Bahl, J. Cocke and J. Raviv, “Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate ,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 284– 287, Mar. 1974.