

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文



基於分散式訊源編碼架構的心電圖儀

Distributed Compression of ECG Signal

研究生：陳柏強

指導教授：張文輝 博士

中華民國一百年六月

基於分散式訊源編碼架構的心電圖儀

Distributed Compression of ECG Signal

研究生：陳柏強

Student : Po-Chiang Chen

指導教授：張文輝

Advisor : Wen-Whei Chang

國立交通大學

電信工程研究所



Submitted to Institute of Computer and Information Science

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Computer and Information Science

June 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一十年六月

基於分散式訊源編碼架構的心電圖儀

學生：陳柏強

指導教授：張文輝 博士

國立交通大學電信工程研究所

中文摘要

因應高齡化社會的未來趨勢，遠距醫療與健康照護已經成為先進國家重點發展的新興服務產業。心電圖是與心臟搏動相關的電位變化圖，可用來監測病患心臟功能和治療成效。本論文著重於理想傳輸環境下心電圖訊號之壓縮處理，主要是採分散式訊源編碼架構，其壓縮率及合成品質則取決於兩項關鍵元件：訊源相關模型及校驗子生成機制。針對此議題，我們將利用 MIT-BIH 資料庫的心電圖訊號，並利用向量量化建立匹配的訊源相關模型。除此之外，我們也提出索引層級的軟性輸出解碼演算法，系統模擬證實能有效整合量化索引之事先冗息於解碼演算法。

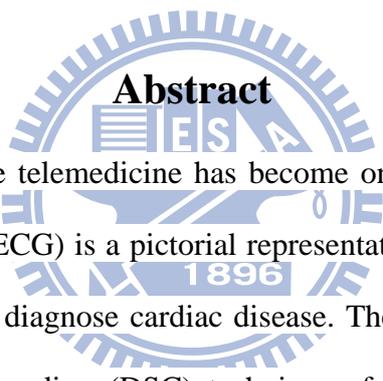
Distributed Compression of ECG Signal

Student : Po-Chiang Chen

Advisor : Dr. Wen-Whei Chang

Institute of Communications Engineering

National Chiao Tung University

The watermark is a circular seal of National Chiao Tung University. It features a gear-like outer border, a central emblem with a book and a torch, and the year '1896' at the bottom. The word 'Abstract' is superimposed in the center of the seal.

Abstract

In recent years, mobile telemedicine has become one of the emerging research topics. Electrocardiogram (ECG) is a pictorial representation of the electrical activity of heart beats and is useful to diagnose cardiac disease. The purpose of this work is to develop distributed source coding (DSC) techniques for ECG signal compression under an ideal transmission environment. We focus on the DSC of two correlated ECG sources, with their correlation modeled by a virtual binary symmetric channel (BSC). Based on the concept of code binning, the DSC encoder compresses one source sequence into a syndrome sequence. The DSC decoder uses the other source sequence as side information together with the received syndrome sequence to identify the original source sequence. Also proposed is a modified BCJR algorithm which integrates the symbol level a priori information into the soft-output decoding algorithm.

誌謝

從錄取交大，大二轉系，預研生的申請一直到現在寫出這篇誌謝，這五年的求學路上，一路誤打誤撞卻十分順利。這篇論文的完成，不只是送給自己的里程碑，更要獻給那些一路上對我貢獻心力與支持的同伴們。

首先要特別感謝我的指導教授張文輝老師對我無私教導，在進入實驗室兩年的研究生涯裡，耐心教導研究應有的精神與態度。同時也要感謝實驗室朋友們在課業與研究上的扶持，博班學長吳俊鋒以及吳鴻材，一同打拼的同學徐子凡、洪肇遠、蔡維盈，還有可愛的三位學弟王韋超、林志賢、曾鴻竣。尤其是右手邊座位那位從學長變同學又變學長的吳鴻材學長，研究的過程中，兩個人一起從零學起，不斷的切磋討論中，使我獲益良多。

謝謝我的女朋友郁雯，借我房間住宿的博郁，同居的土木好室友們還有一起追求勝利的壘球社和電機系壘好隊友們。因為有你們的陪伴讓我除了研究外更擁有了豐富而多采的回憶以及一座座握在手中的獎盃。

最重要的是，感謝家人在這些年來的包容和體貼，讓我能心無旁騖完成學業與研究。謝謝你們，有你們才有現在的我，才有這份驕傲！

目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表目錄.....	viii
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與方向.....	1
1.2 章節概要.....	6
第二章 心電圖基本原理.....	7
2.1 心電圖簡介.....	7
2.2 心電圖的量測.....	10
2.3 心電圖的QRS波檢測與週期等化.....	13
2.4 MIT-BIH 心電圖資料庫.....	15
第三章 分散式訊源編碼機制.....	21
3.1 分散式訊源編碼理論.....	21
3.2 系統製作.....	22
3.3 訊源相關模型的建構.....	27

第四章 基於迴旋碼的校驗子生成機制.....	31
4.1 迴旋碼簡介.....	31
4.2 維特比解碼演算法.....	34
4.3 索引層級BCJR解碼演算法.....	36
4.4 校驗子生成矩陣的建構.....	42
第五章 實驗模擬與結果分析.....	47
5.1 實驗環境設定.....	47
5.2 維特比演算法在分散式訊源編碼系統之效能分析.....	54
5.3 BCJR演算法在分散式訊源編碼系統之效能分析.....	59
第六章 結論與未來展望.....	68
參考文獻.....	70



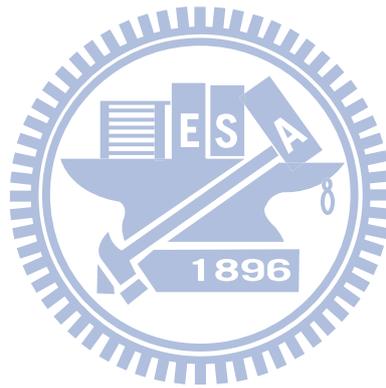
圖目錄

圖 2.1	心電圖之完整波形.....	8
圖 2.2	心電圖波形與心臟動作對應圖.....	10
圖 2.3	單極與雙極的肢體導程.....	12
圖 2.4	單極胸前導程電極.....	13
圖 2.5	MIT-100 (a)心電訊號 (b)放大圖.....	17
圖 2.6	MIT-119 (a)心電訊號 (b)放大圖.....	18
圖 2.7	MIT-122 (a)心電訊號 (b)放大圖.....	19
圖 2.8	MIT-205 心電圖 (心室頻脈病例).....	19
圖 2.9	MIT-207 心電圖 (左分枝束阻斷病例).....	19
圖 2.10	MIT-118 心電圖 (右分枝束阻斷病例).....	20
圖 2.11	MIT-213 心電圖 (心室融合心搏病例).....	20
圖 2.12	MIT-207 心電圖 (心室跳脫心搏病例).....	20
圖 3.1	相關訊源的無失真編碼流程.....	21
圖 3.2	分散式訊源編碼之碼率範圍.....	22
圖 3.3	碼分級之概念圖.....	23
圖 3.4	分散式訊源編碼流程圖.....	24
圖 3.5	產生矩陣 $G = \begin{bmatrix} 1, & \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \end{bmatrix}$ 之架構圖.....	26
圖 3.6	增益正規化前的心電圖訊號.....	29

圖 3.7	增益正規化後的心電圖訊號.....	29
圖 4.1	(2, 1, 2)迴旋碼的狀態圖.....	33
圖 4.2	(2, 1, 2)迴旋碼的柵狀圖.....	33
圖 4.3	(a)位元層級柵狀圖 (b)分段柵狀圖 (M=2).....	38
圖 5.1	MIT-100 原始波形.....	48
圖 5.2	MIT-119 原始波形.....	49
圖 5.3	MIT-122 原始波形.....	49
圖 5.4	MIT-100(a)量化波形 (b)量化失真.....	51
圖 5.5	MIT-119(a)量化波形 (b)量化失真.....	52
圖 5.6	MIT-122(a)量化波形 (b)量化失真.....	53
圖 5.7	MIT-100 於維特比解碼(a)重建波形 (b)失真情況.....	55
圖 5.8	MIT-119 於維特比解碼(a)重建波形 (b)失真情況.....	56
圖 5.9	MIT-122 於維特比解碼(a)重建波形 (b)失真情況.....	57
圖 5.10	MIT-100 於 BCJR-I 解碼(a)重建波形 (b)失真情況.....	61
圖 5.11	MIT-100 於 BCJR-II 解碼(a)重建波形 (b)失真情況....	62
圖 5.12	MIT-119 於 BCJR-I 解碼(a)重建波形 (b)失真情況.....	63
圖 5.13	MIT-119 於 BCJR-II 解碼(a)重建波形 (b)失真情況....	64
圖 5.14	MIT-122 於 BCJR-I 解碼(a)重建波形 (b)失真情況.....	65
圖 5.15	MIT-122 於 BCJR-II 解碼(a)重建波形 (b)失真情況....	66

表目錄

表 1.1	民國九十八年統計國人十大死因.....	3
表 5.1	維特比演算法之解碼結果.....	54
表 5.2	BCJR-I演算法之解碼結果.....	60
表 5.3	BCJR-II演算法之解碼結果.....	60



第一章 緒論

1.1 研究動機與方向

隨著生活水準的提升以及醫療科技的進步，高齡化社會是一個不可避免的未來趨勢。根據內政部的調查統計，國內 65 歲以上老年人佔總人口之比例在民國 91 年為 8.91%，且預期在民國 125 年將大幅成長為 21.53%。因應城鄉差距及高齡化社會而興起的遠距醫療與健康照護(wireless telemedicine and health-care)，已成為先進國家重點發展的新興服務產業[1]。世界各國離島偏遠地區之醫療品質相對於都會地區有明顯落差，為了平衡城鄉差距並兼顧經濟成本效益，各地政府大力推廣遠距醫療服務以改善偏遠地區民眾的健康照護。舉例而言，自 1998 年起在義大利、希臘及塞浦路斯，歐盟組織贊助開發的兩項計畫 Ambulance 及 Emergency-112 提供了離島民眾的急難救護[2]。台灣之地理特性為高山密佈且離島眾多，而偏遠地區的醫療資源又嚴重缺乏，遇有急重病症只得依賴空中醫療轉送至都會地區的大型醫院就診，但空中醫療轉送之成本既高又緩不濟急。行政院衛生署已推廣運用遠距醫療視訊系統配合醫生同步會診，結果證實可以顯著提昇離島偏遠地區的醫療品質及節省政府經濟成本。針對民國 88 年至 92 年期間澎湖地區民眾申請空中緊急醫療轉送案件，台北醫

學大學所作的統計分析顯示[3]，遠距醫療服務減少空中轉送航次36.2%，而跨區轉送至責任區域外的醫院之病例也自16.1%降至1.5%。

基於預防勝於治療的規劃，慢性病患的健康照護行為已逐漸從醫院延伸至病患家中自行管理，這也促成醫療電子產業轉向居家健康照護(home health-care)相關技術的開發[4]。以無線生理訊號記錄儀為例，受測者透過附掛在身上的微型感測器，將攸關人體健康指標的各種生理訊號，如心電波、腦電波、眼電波、血壓、體溫等，經由無線通訊網路持續的傳送到醫療照護中心，即可提早預知疾病或生理機能退化的徵兆而防患於未然。在2008年針對居家健康照護產業所作的調查顯示，歐美市場需求量最大的是心血管疾病監測儀器，且預計2007至2014年之年複成長率約6.4%。

根據衛生署民國九十八年統計國人十大死因，如表1.1所示。其中心臟疾病高居第二位。另外，從行政院衛生署國民健康局的調查發現，國內65歲以上民眾幾乎每四人就有一人曾罹患心臟病，而急性心肌梗塞更持續高居台灣十大死因的第二位。其病因是冠狀動脈血液供應急劇減少，以致心肌發生嚴重的急性缺血，而臨床主要表現症狀為心律不整或心臟衰竭。心臟是維持人體各部分正常運作的重要器官，其持續產生一規律性電脈衝的去極化波，有一部分電流會傳導到人體

表面，經由置於心臟對側體位及四肢的導極所紀錄的電位差就稱之為心電圖。心電圖的主要功能是提供病患心律不整的診斷資訊，亦即任何心跳速率、規則性、電脈衝的發源地及傳導路徑的異常。偵測並紀錄此效應對心臟疾病之臨床診斷非常重要，心臟病患的照護與即時醫療亦需仰賴長期的心電圖紀錄與即時資料傳輸。

死亡原因	順位	死亡人數	每十萬人口死亡率	死亡百分比%
惡性腫瘤	1	39,917	173.0	28.1%
心臟疾病	2	15,093	65.4	10.6%
腦血管疾病	3	10,383	45.0	7.3%
肺炎	4	8,358	36.2	5.9%
糖尿病	5	8,229	35.7	5.8%
事故傷害	6	7,358	31.9	5.2%
慢性下呼吸道疾病	7	4,955	21.5	3.5%
慢性肝病及肝硬化	8	4,918	21.3	3.5%
自殺	9	4,063	17.6	2.9%
腎炎、腎徵候群及腎性病變	10	3,999	17.3	2.8%

表1.1：民國九十八年統計國人十大死因[17]

目前標準醫療用的十二導極心電圖儀，一般是應用於醫院內部作短時間的定點量測，主要是受限於受測者身上需附掛十條導線以連接到分佈在四肢和胸前位置的電極。但病患的心血管疾病隨時可能發作，以猝不及防的心室顫動為例，美國心臟學會評估其發作後治療只有十二分鐘的黃金時間。因此心血管病患需要配置一具有長時間連續監測記錄功能的心電圖儀，讓醫生充分瞭解病患的心臟如何適應日常生活

中各種活動與狀況。有鑑於無線傳輸技術的蓬勃發展，產學界的規劃目標是希望藉由無線通訊與網際網路平台，開發出一套能突破時空限制的攜帶型多導極心電圖儀[5]。國內已有眾多研究機構與廠商合作投入無線心電圖儀的研發，而台大醫院與振興醫院也已具體實現了民眾藉由手機或網際網路所提供的遠距照護平台。

目前相關產品主要是針對居家健康照護而開發，若要讓病患走出戶外或開車時仍享有隨身照護服務，則需要開發一行動式心臟照護平台(mobile ECG)。首要之務是設計低耗能的訊號感測器，同時要求在無線網路頻寬有限且雜訊干擾的雙重限制條件下正常運作。我們的規劃目標就是發展一簡單可靠的心電訊號編碼機制，基於壓縮率與重建品質的整體考量，本論文研究將鎖定在分散式訊源編碼(distributed source coding, DSC)架構。有別於目前針對影音多媒體制定的JPEG壓縮標準，分散式訊源編碼的特點是強調其傳送端中編碼演算法的簡單，而相對較複雜的運算則由接收端的解碼器執行[6, 7]。

分散式訊源編碼的相關研究，起源於1970年代Slepian和Wolf針對兩相關訊源提出的無失真編碼理論[10]。其主要訴求是，兩個有相關性的訊源，可藉由資源共享的合併編碼(joint encoding)模式降低其理論熵值(entropy)。更重要的是，即使在各自在獨立編碼(separate encoding)的情況下，仍能以合併解碼(joint decoding)

模式取得相同的理論熵值。為了具體實現這個壓縮理論值，2003 年 Pradhan 和 Ramachandran 首次運用了通道編碼理論的碼分級校驗子 (syndrome) 觀念[11]。他們將兩個訊源所屬的位元序列劃分成定長的區塊，其中一個訊源進行通道編碼處理後傳送其碼組(coset)的校驗子；而另一個完全不壓縮的訊源則視為接收端的邊訊息(side information)。其關鍵在於事先建立一個足以描述兩訊源之間相關性的數學模型，並將其視之為一虛擬的傳輸錯誤通道。而在接收端，則針對邊訊息進行通道解碼處理，最後在校驗子所屬的碼組中找出訊源的最佳預估值。分散式訊源編碼系統的壓縮率及合成品質，取決於兩項關鍵元件：訊源相關模型及校驗子生成機制。整體而言，一個心電週期以 QRS 複合波最為明顯，其位置的自動化偵測可參考美國波特蘭大學開發的 Biomedical Signal Processing Toolbox (BSP)。心電圖可以單純地視為一維時域信號，也可依其週期切割轉換成二維矩陣的列向量。基於每一次心跳週期並不一致的考量，二維矩陣所屬的列向量必需個別將其長度作週期等化(period normalization)處理。具體作法是將一組心電圖偵測所得的週期由短到長依序排列，取其中間值當作基準週期，再利用 cubic-spline interpolation 的插補模式，將該二維矩陣所屬的列向量維度全面調整成與基準週期等長。為了引入分散式訊源編碼理論之驗證，我們將針對 MIT-BIH 資料庫的心電圖

訊號，選擇兩組呈現強烈關聯性的訊號源，再運用訊息熵值分析來建立其匹配的訊源相關模型。除此之外，我們也將探討不同層級的通道解碼演算法之效能。在前人的相關研究中[8, 9]，索引層級解碼演算法藉由引入量化索引的事前冗息，可取得比傳統位元層級解碼更佳的效能。針對此議題，我們提出一改良性 BCJR 演算法(modified BCJR algorithm)，旨在將量化索引之事前冗息整合於索引層級解碼演算法，進而提升心電訊號的重建品質。

1.2 章節概要

第二章將介紹心電圖和量測方法，並說明如何對心電圖作 QRS 波偵測以及週期等化的處理。第三章則先介紹分散式訊源編碼理論和系統製作，然後再講解如何建構訊源相關模型。到了第四章將介紹校驗子生成核心的迴旋解碼機制，並且配合分段柵狀圖而發展新的解碼演算法。第五章進行實驗模擬與分析。第六章則為結論與未來展望。

第二章 心電圖基本原理

2.1 心電圖簡介

心電圖儀是評估心臟循環功能的主要工具，有助於診斷病患的心律不整症狀，如心跳速率、規則性、電脈衝的發源地及傳導路徑的異常。

所謂的心電圖(Electrocardiogram, ECG)，是運用微電極技術紀錄心臟電脈衝所引起的心肌細胞內外電位差。偵測並紀錄此電位差變化對心臟疾病之臨床診斷非常重要，心臟病患的健康照護亦需仰賴長期持續的心電圖紀錄與即時資料傳輸。為了達成此目的，通常使用行動式感測裝置，並結合無線網路以方便患者的日常生活。心跳的一個週期，起始於竇房結發出每秒約 60 次的電脈衝，以漸進方式傳遞至左右心房引起收縮(P 波)，抵達房室結後停滯約 0.1 秒讓血液充分流至心室(Q 波)，接著藉由傳遞纖維傳至左右心室而引起收縮(R 波)，之後心臟暫時靜止直到心室再極化(T 波)。心電圖描繪出心臟搏動的電位變化圖，醫師藉由觀察病患心臟電氣活動中的異常現象，而診斷出急性心肌梗塞或心律不整，或長期高血壓所造成的慢性傷害，或廣泛的肺栓塞所造成的急性變化，且可用來監測病人安危，評估病情進展和治療成效等。

心電訊號是評估心臟電氣活動不可或缺的工具。心肌細胞的動作電位可以視為電池，會使得電荷在全身的液體內流動，這些移動的電荷代表許多個別的心肌細胞同時激發，所產生動作電位的總和，再從皮膚的電極記錄這些電位變化。心電圖常呈現如圖 2.1 所示的規律性之波形，而每一段皆對應到心臟運作的不同階段。QRS 波通常是心電圖中最明顯的波形，有著高聳尖銳的高頻波形特性，代表心室的去極化(Ventricular Depolarization)，連續兩個 R 波的間隔稱為 RR Interval 或 R-R 區間。

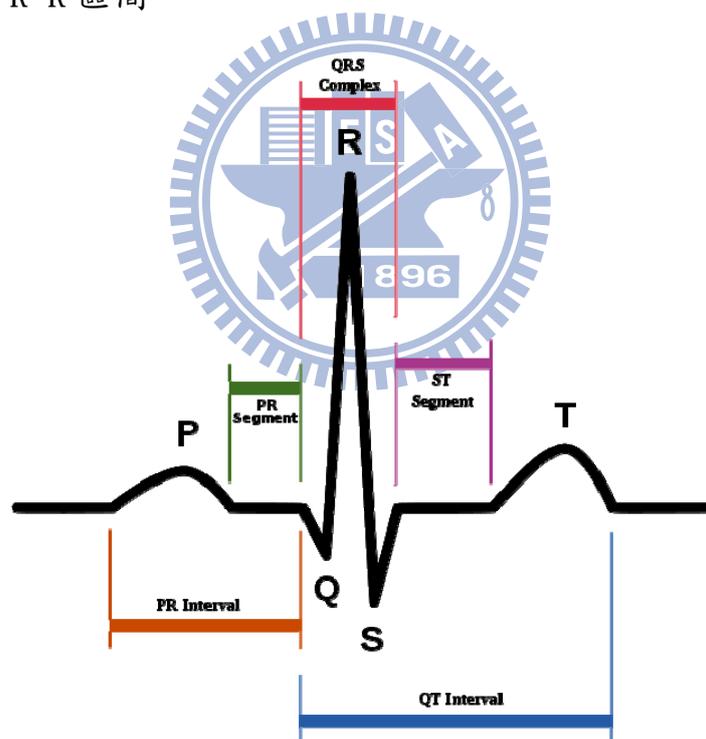


圖 2.1：心電圖之完整波形

一個完整的心跳包含 P、Q、R、S、T 等波形，這些波形代表著心跳一次的收縮與舒張行為，如圖 2.2 所示其波形與心臟動作相對應的關係為：

P 波：代表的是心房收縮(Artial Depolarization)的結果，通常不大於 0.12 秒，高度不多於 2.5mv，如果超過這個範圍，通常表示有心室肥大增厚的現象。

P-R 區間週期：自 P 波的起始至 Q 波的起始，主要意謂著心房去極化。其週期一般介於 0.12 秒至 2.0 秒，P-R 區間週期如果太長，通常表示房室結可能有阻滯狀況出現。

QRS 複合波：自 Q 波的起始至 S 波的結束，主要代表著心室的去極化(收縮)與心房再極化(舒張)，其範圍通常介於 0.08 秒至 0.12 秒，如果超過這個範圍，通常表示有束枝傳導阻滯發生的可能。

S-T 區間週期：自 S 波的結束至 T 波的起始，是心肌梗塞與心肌缺血症狀的重要評估指標。

T 波：是一個正常 ECG 週期訊號中，最晚出現的波形，其所代表的生理意義為心室舒張(Ventricular Repolarization)，通常不大於 0.16 秒。

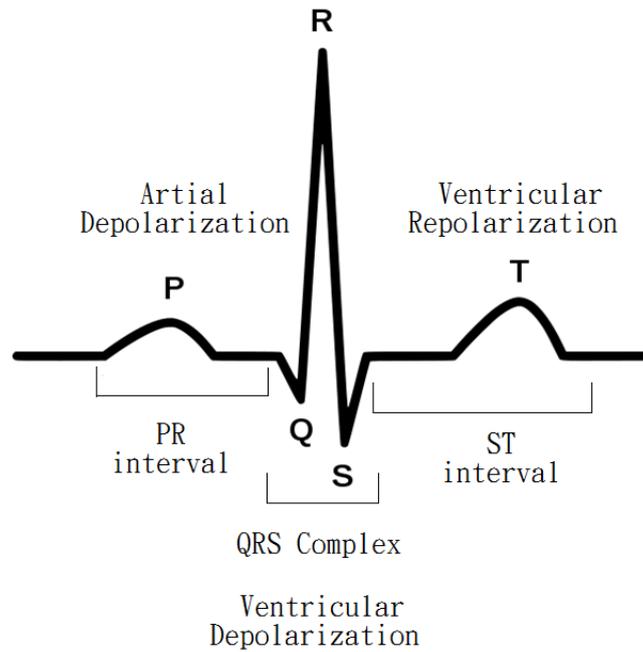


圖 2.2：心電圖波形與心臟動作對應圖[15]

2.2 心電圖的量測

由前面敘述得知，心臟活動主要是靠心電訊號做傳遞，此心電訊號不僅只有在心臟內傳導，若將電極貼片放置於皮膚表面，亦可將此訊號收集且紀錄下來。目前臨床上最常用的是十二導程心電圖(12 Leads ECG)，包含六個橫平面(Horizontal Plane)及六個額平面(Frontal Plane)導程。其中前者，又稱為單極胸前導程(分別命名為V1、V2、V3、V4、V5、V6)，而後者又可細分為三個加壓單極肢體導程(Unipolar Augmented Extreameity Leads)，以及三個標準雙極肢體導程(Bipolar Standard leads)。這十二導程都以右腳當作參考地電位，因為右腳距離心臟最遠，因此可視為其電位最小。至於三個單

極肢體導程(aVR、aVL、aVF)與三個標準雙極肢體導程(I、II、III)，可由圖2.3中看出電極位置與導程的相對關係。而六個單極胸前導程(V1、V2、V3、V4、V5、V6)則可由圖2.4中看出電極位置。我們將接著介紹十二導程之定義。

[1] 六個肢體導程分別定義如下：

(1). aVR 導程：以右手當作正極，左手左腳平均電位當作負極

$$\begin{aligned} aVR &= \text{右手電位} - (\text{左手電位} + \text{左腳電位}) / 2 \\ &= V_{RA} - (V_{LA} + V_{LL}) / 2 \end{aligned}$$

(2). aVL 導程：以左手當做正極，右手右腳平均電位當作負極

$$\begin{aligned} aVL &= \text{左手電位} - (\text{右手電位} + \text{左腳電位}) / 2 \\ &= V_{LA} - (V_{RA} + V_{LL}) / 2 \end{aligned}$$

(3). aVF 導程：以左腳當作正極，右手左手平均電位當作負極

$$\begin{aligned} aVF &= \text{左腳電位} - (\text{右手電位} + \text{左手電位}) / 2 \\ &= V_{LL} - (V_{LA} + V_{RA}) / 2 \end{aligned}$$

(4). 第一肢體導程：以左手當作正極，右手當作負極

$$\text{Lead I} = \text{左手電位}(V_{LA}) - \text{右手電位}(V_{RA})$$

(5). 第二肢體導程：以左腳當作正極，右手當作負極

$$\text{Lead II} = \text{左腳電位}(V_{LL}) - \text{右手電位}(V_{RA})$$

(6). 第三肢體導程：以左腳當作正極，左手當作負極

$$\text{Lead III} = \text{左腳電位}(V_{LL}) - \text{左手電位}(V_{LA})$$

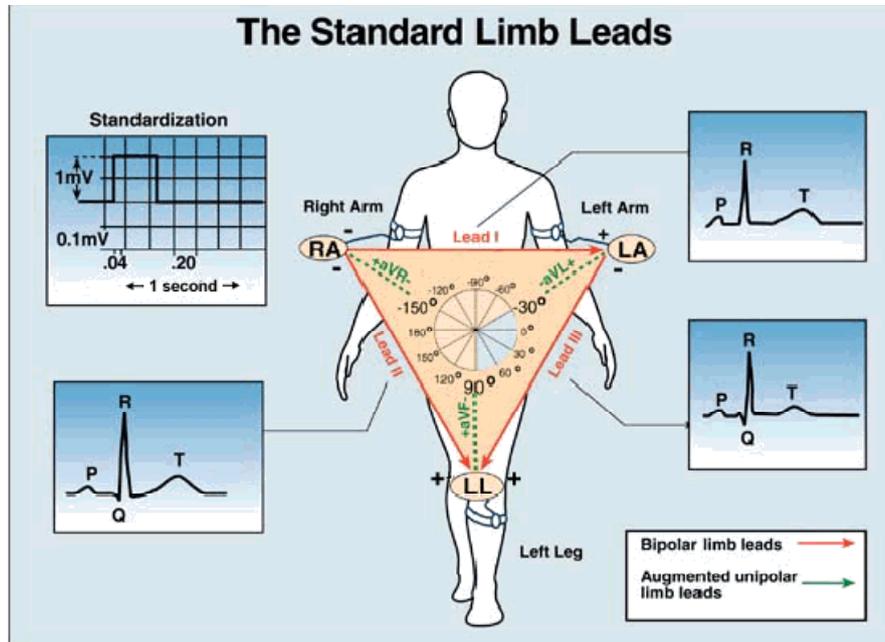


圖 2.3：單極與雙極的肢體導程[16]

接下來定義六個單極胸前導程。胸前導程的六個電極都置於胸前位置，而且所有電極都當作正極，將右手、左手、右腳的平均電位當作負極。

[2] 六個胸前電極(V1、V2、V3、V4、V5、V6)的位置說明如下：

V1：將電極放置於胸骨右緣第四肋間。

V2：將電極放置於胸骨左緣第四肋間。

V3：將電極放置於V2與V4之間。

V4：將電極放置於左鎖骨中線之第五肋間。

V5：將電極放置於V4與V6之間。

V6：將電極放置左腋窩中線上與V4同水平。

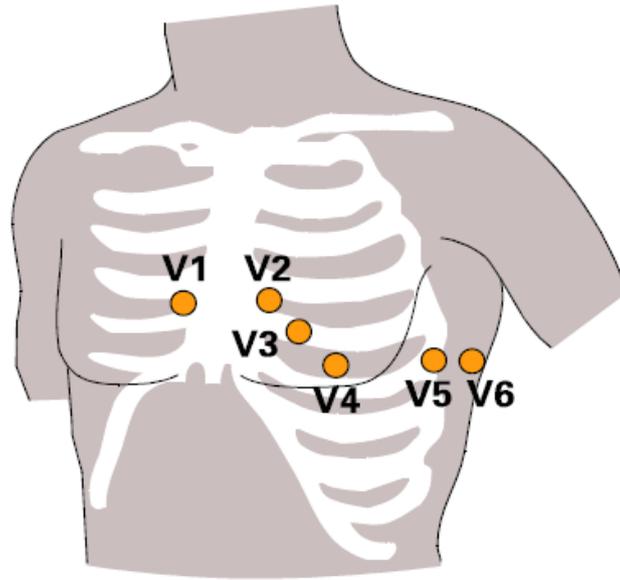


圖 2.4：單極胸前導程電極[16]

心電訊號並不是針對個別心肌細胞膜的電位變化直接做記錄，而是測量許多心肌細胞同時發生的改變，造成身體細胞外的電流變化。心電訊號能反應心臟內傳播過程和心臟的機能狀態，如果心臟的傳導系統發生障礙或某部分心肌發生病變，心電訊號波形即會發生變化。心電訊號對某些心臟疾病，特別是心律失調及心肌梗塞的臨床診斷有很大的價值，是目前診斷心臟相關疾病的重要方法。

2.3 心電圖的 QRS 波檢測與週期等化

整體而言，一個心電週期以 QRS 波最為顯著，而 QRS 波位置除了能提供心跳週期的資訊，還能應用在 ECG 訊號壓縮。絕大部分 ECG 訊號在醫學研究應用上，都要先能自動化偵測出 QRS 波位置，其位置的自動化偵測能提供病患心律不整的診斷資訊，相關的偵測技術可參考

美國波特蘭大學發表在 <http://bsp.pdx.edu/> 的 Biomedical Signal Processing Toolbox (BSP)。BSP 軟體模組[18]包括心電圖的 QRS 波檢測、壓力信號分量檢測(Pressure Detection)、頻譜分析(Spectral Analysis)以及非線性濾波處理分析(Nonlinear Filtering)，已廣泛應用於人體生理訊號的處理分析，例如心電圖(ECG)，顱內壓力(Intracranial Pressure, ICP)，動脈血壓(Arterial Blood Pressure, ABP)和氧氣飽和(Oxygen Saturation, SpO2)等特徵參數擷取。透過 QRS 波偵測，我們能找出連續心跳的週期，並據以針對心電圖做訊號壓縮的前置處理，換句話說，一個穩健的 QRS 偵測方法對本研究來說佔有舉足輕重的影響。

每一次心跳週期皆不盡相同，一個心跳週期一般約有300個取樣點。為了因應後續的向量量化(vector quantization, VQ)及分散式訊源編碼(distributed source coding, DSC)處理，必須先將不同心跳週期的長度等化，我們使用的是週期等化(period normalization)。主要構想是以某一長度為基準，利用內插法(Interpolation)將所有的心跳週期調整為等長。內插法可用於預估在已知資料點中間的函數值，其應用範圍相當廣泛。MATLAB數學軟體提供了基於多項式的一維內插法”interpl”，其基本方法則是利用多項式來進行內插運算。interpl的使用語法為 $y_i = \text{interpl}(x, y, x_i, \text{method})$ ，向量x是資

料點的x座標，向量y是資料點的y座標，向量xi是內插點，字串method則指定使用的方法，共有四種：

- (1) 鄰近點內插法 (method = 'nearest')
- (2) 線性內插法 (method = 'linear')
- (3) 三次Spline內插法 (method = 'spline')
- (4) 三次多項式內插法 (method = 'cubic')

經評估之後，我們採用三次多項式內插法(cubic)，因為 cubic 所產生的曲線較平滑，但它所需的計算時間也較久。

2.4 MIT-BIH 心電圖資料庫

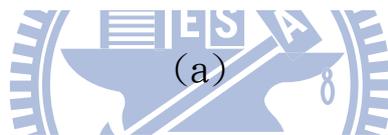
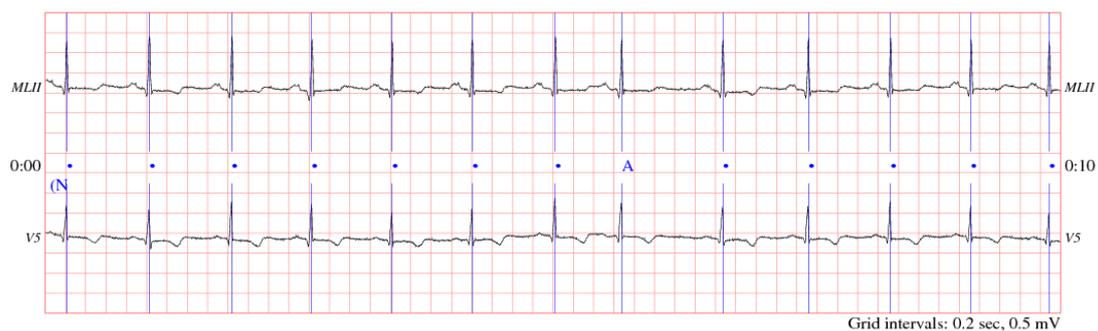
診斷心律不整(Arrhythmia)是心電圖最重要的功能之一。心律不整指的是任何心跳速率、規則性、心臟電脈衝的發源地以及傳導路徑的異常。心律不整可能只是單一個異常的心跳，或是兩個心跳之間過長的停頓，也可能是持續性終生的心律異常。但並非每個心律不整都是不正常或是危險的。舉例來說，長期接受訓練的運動員，心跳速率四十下附近是常有的，而發自竇房結以外的單一異常心跳，在大多數健康的人身上也是常見的。但是許多心律不整是相當危險的，而有些更需要立即的處理才能避免猝死的發生。

本論文研究所使用的心電訊號，是引用美國 MIT-BIH (Beth

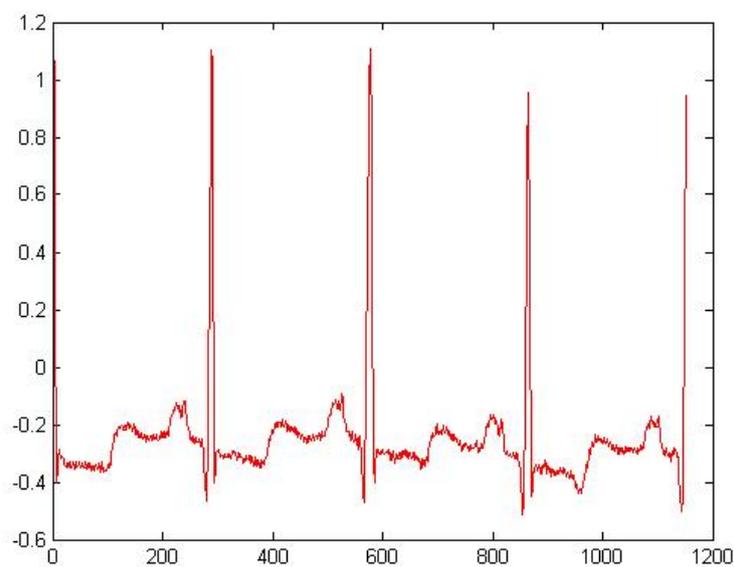
Israel Deaconess Medical Center)公開提供的心電圖資料庫，它是國際研究機構普遍採用的標準測試資料庫。MIT-BIH 資料庫總共有 48 筆資料檔，每一筆資料皆包含不同對象在兩組不同導極位置量測所得的心電訊號，通常是導極 MLII 及 V1，部份資料則是 MLII 配上 V2、V4 或 V5。每一單筆資料的平均紀錄時間為 30 分鐘，訊號取樣頻率為 360Hz，而每個取樣點則以 11 個位元作純量量化。如何讀取 MIT-BIH 心律不整資料庫的心電圖，敘述如下：MIT-BIH 心律不整資料庫中，每筆資料皆有醫生下的註解。舉例而言，” A”、” F”、” •” 和” V” 分別為心搏註解的縮寫，其中” A” 表示心房期外收縮 (atrial premature beat)，” F” 表示心室融合心搏 (ventricular premature beat)” •” 表示正常心搏 (normal beat)，” V” 表示心室期外收縮 (ventricular premature beat)。此外，” (VT” 和” (N” 為該段心搏的節律 (rhythm)，例如” (VT” 表示該段 ECG 訊號呈現心室頻脈 (ventricular tachycardia) 的現象，而” (N” 表示正常竇性心律 (normal sinus rhythm)。

本論文研究採用的三筆心電圖，取自於 MIT-BIH 資料庫中的編號 100、119、122，其波形分別示於圖 2.5、圖 2.6、圖 2.7。為了觀察心律不整患者的心電訊號，我們也在圖 2.8 至圖 2.12 中呈現五種不同病例的心電圖，分別是

心室頻脈(Ventricular Tachycardia) (符號為” VT”)、
左分枝束阻斷(Left Bundle Branch Block Beat) (符號為” L”)、
右分枝束阻斷(Right Bundle Branch Block Beat) (符號為” R”)、
心室融合心搏(Ventricular Fusion Beat) (符號為” F”)，以及
心室跳脫心搏(Ventricular Escape Beat) (符號為” E”)。

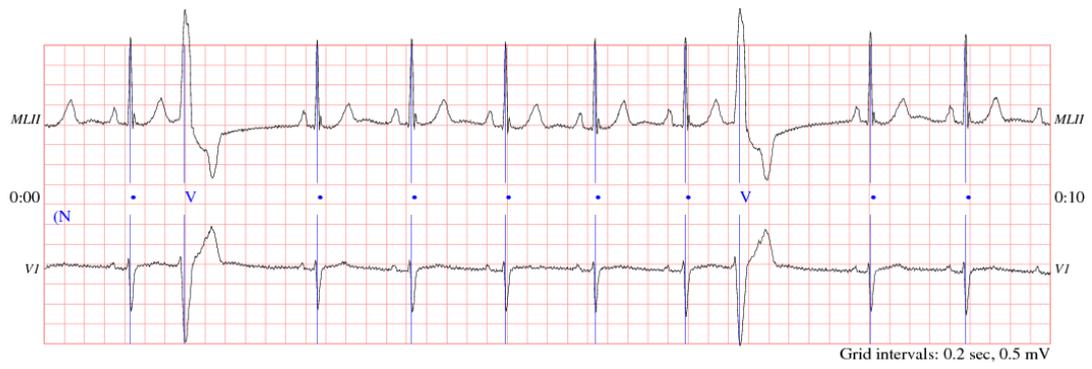


(a)

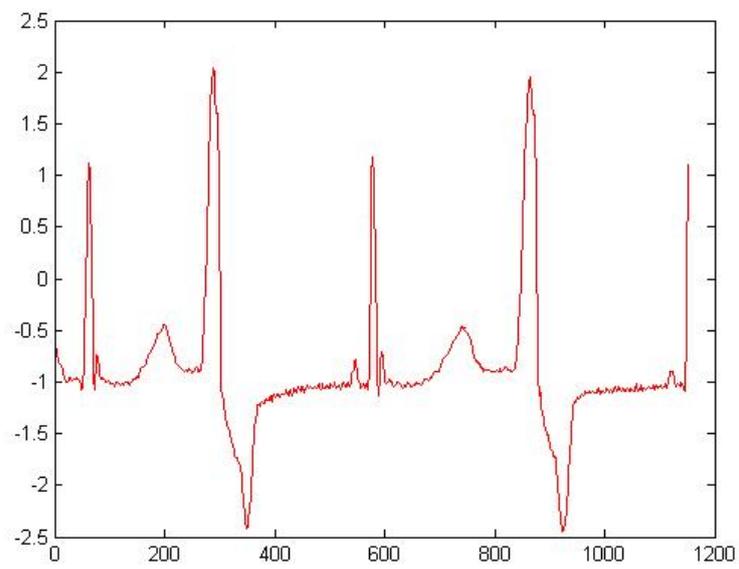


(b)

圖 2.5 : MIT-100 (a)心電訊號 (b)放大圖



(a)

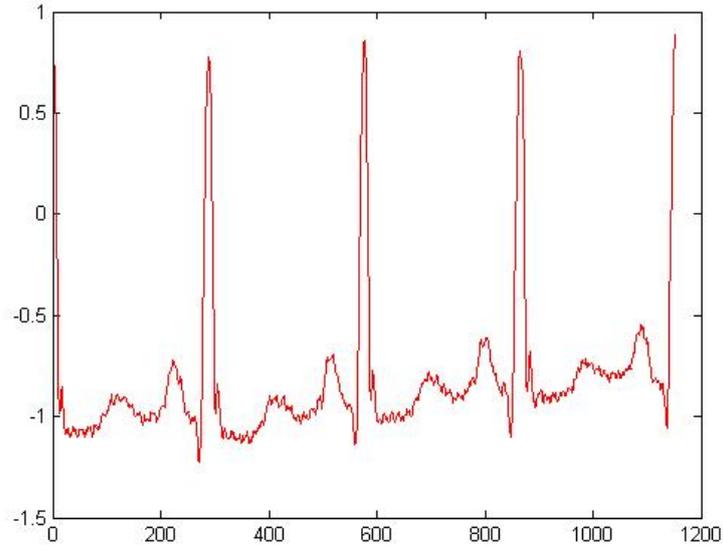


(b)

圖 2.6 : MIT-119 (a)心電訊號 (b)放大圖



(a)



(b)

圖 2.7 : MIT-122 (a)心電訊號 (b)放大圖

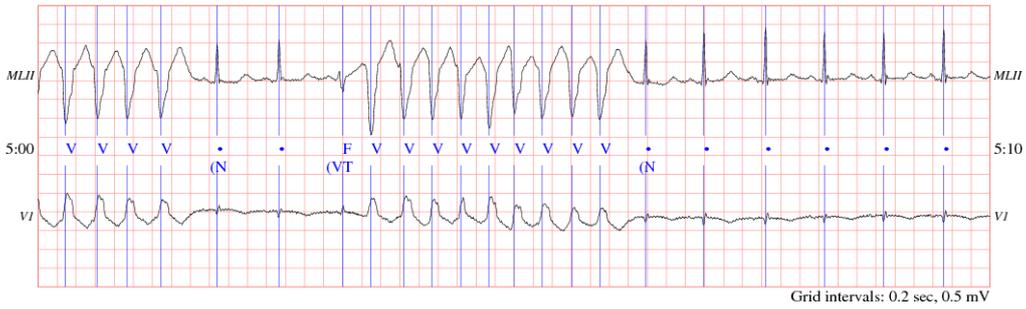


圖 2.8 : MIT-205 心電圖 (心室頻脈病例)

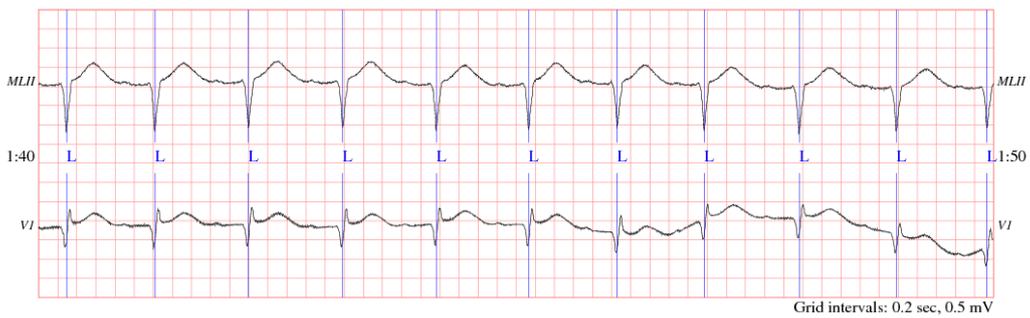


圖 2.9 : MIT-207 心電圖 (左分枝束阻斷病例)

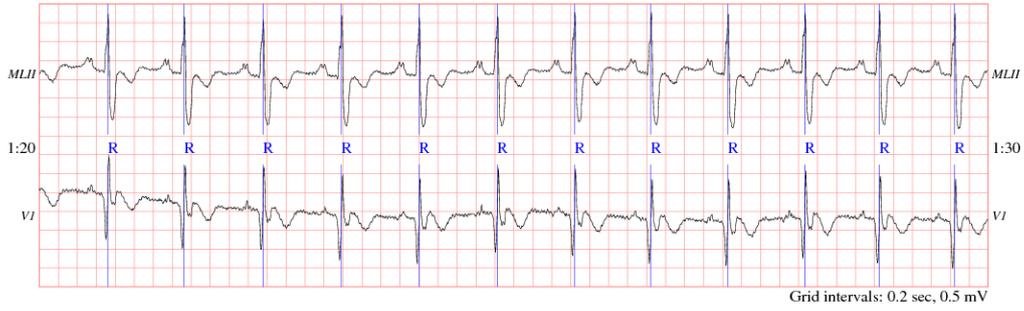


圖 2.10：MIT-118 心電圖（右分枝束阻斷病例）



圖 2.11：MIT-213 心電圖（心室融合心搏病例）

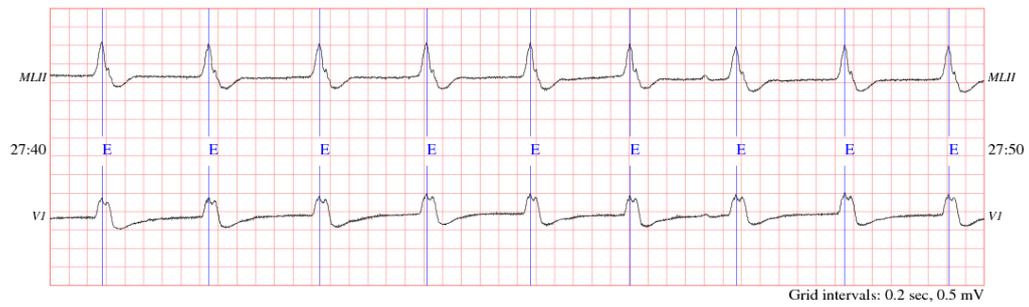


圖 2.12：MIT-207 心電圖（心室跳脫心搏病例）

第三章 分散式訊源編碼機制

3.1 分散式訊源編碼理論

分散式訊源編碼(distributed source coding, DSC)的相關研究，起源於1970年代Slepian和Wolf針對兩相關訊源提出的無失真編碼理論[10]。其主要訴求是，兩個有相關性的訊源，可藉由資源共享的合併編碼模式降低其理論熵值，更重要的是即使在各自獨立編碼的情況下，仍能以合併解碼模式取得相同的理論熵值，如圖3.1所示。分散式訊源編碼架構[6, 11]具有低複雜度的編碼演算法，非常適合應用在無線感測網路(wireless sensor networks)，以滿足其低功率與即時製作的設計需求。本論文所探討的就是基於分散式訊源編碼架構於無線心電圖儀。

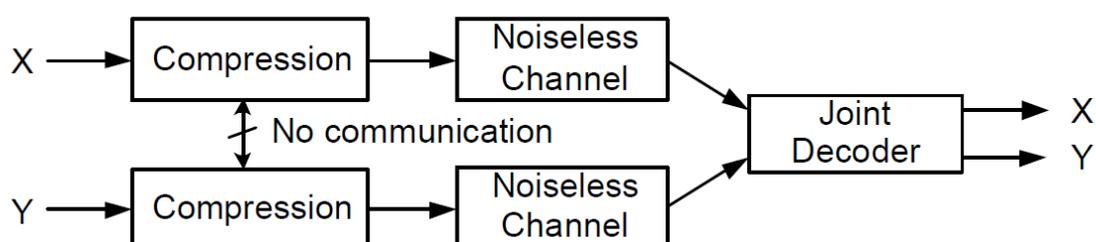


圖3.1：相關訊源的無失真編碼流程[13]

假設 $H(X)$ 與 $H(Y)$ 分別為 X 與 Y 兩個訊源的熵(entropy)值，根據Shannon的編碼理論，對兩者合併編碼的最小碼率為其合併熵值

$H(X,Y)$ ，而 $H(X,Y) \leq H(X) + H(Y)$ 。令人驚訝的是，分散式訊源編碼理論證明，即使在編碼端分別針對 X 與 Y 進行獨立編碼 (separate encoding)，只要解碼端採用合併解碼 (joint decoding) 模式，並不會造成碼率的損失，最小碼率仍然可以逼近 $H(X,Y)$ 。更明確的說，若 Y 是以熵值 $H(Y)$ 進行編碼，則 X 的理論熵值可由 $H(X)$ 減少為 $H(X|Y) = H(X,Y) - H(Y)$ 。依此理論設計的無失真分散式訊源編碼器稱為 Slepian-Wolf 編碼器，其碼率範圍如圖 3.2 所示。

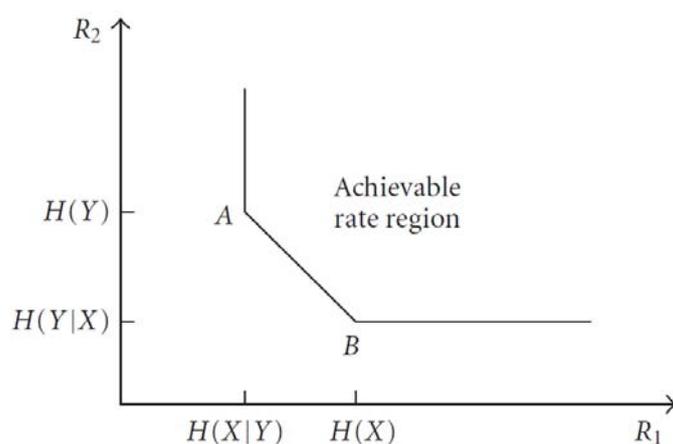


圖 3.2：分散式訊源編碼之碼率範圍 [6]

3.2 系統製作

分散式訊源編碼系統旨在兼顧壓縮率與重建品質，其具體實現是借助於通道編碼理論中的碼分級 (code binning) 及校驗子 (syndrome) 觀念。對於一長度為 n 位元之二進制序列，其碼空間含有 2^n 個碼字；而任一碼率為 k/n 的線性通道碼則有 2^k 個合法碼字。碼分級的概念

如圖 3.3 所示，其概念在於先將此 2^k 個合法碼字歸類為一個碼組 (coset 或 bin)，並指定一長度為 $n-k$ 位元的全零向量作為其校驗子；而碼空間中其餘的碼字則依照其與合法碼字之位元異同關係以 2^k 個碼字作為一碼組分別歸類，並利用此異同關係求出各碼組之校驗子。依此碼分級原則，整個碼空間將被劃分為 2^{n-k} 個等大且無交集的碼組，且各碼組所屬碼字之間的漢明距離 (Hamming distance) 皆相等。

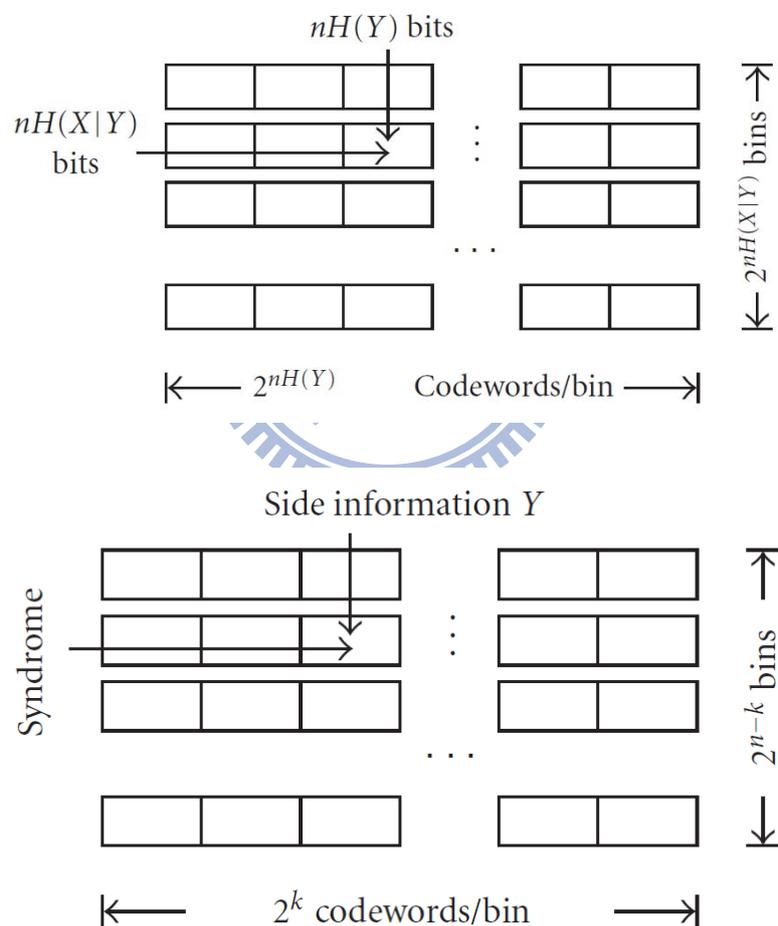


圖 3.3：碼分級之概念圖[6]

分散式訊源編碼機制的特色是，在處理任一位元長度為 n 之輸入序列時，藉由傳遞該序列所屬碼組之 $n-k$ 位元的校驗子，而非序列

本身，即可達成 $n:n-k$ 之壓縮率。系統的整體流程如圖 3.4 所示，傳輸端的編碼器可視為一校驗子生成器 (syndrome former, SF)，其作用在於將位元長度為 n 之輸入序列 X^n 對應到長度為 $n-k$ 之校驗子 S^{n-k} 。至於原始序列的還原重建，主要是藉由接收端的校驗子逆生成器 (inverse syndrome former, ISF)，先根據接收的校驗子找出其所屬碼組中的任一碼字，接著與另行傳送的邊訊息 (side information) Y^n 相加後再進行後續的通道解碼處理，藉以在該碼組中找出最可能傳送的原始序列。至於邊訊息 Y^n 與 X^n 之間的相關性，通常是以虛擬的二元對稱通道 (BSC) 表示為 $Y^n = X^n \oplus Z^n$ ，其中 Z^n 可視為虛擬的位元錯誤序列。

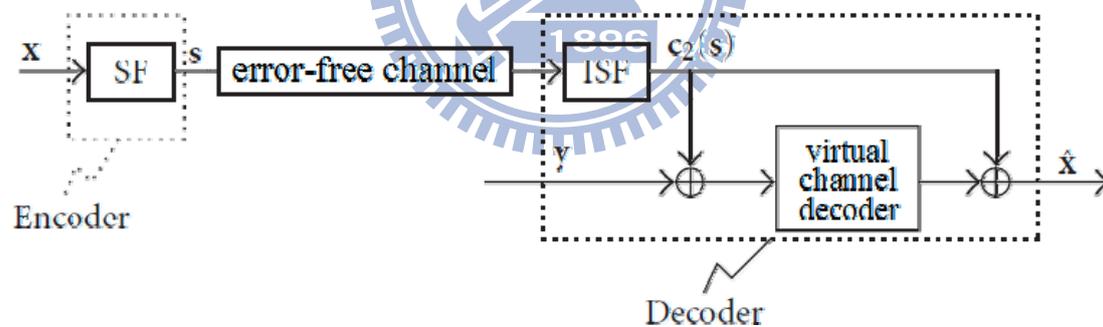


圖 3.4：分散式訊源編碼流程圖

進一步說明其訊號處理流程如下：輸入序列 $x=c_1(S)$ 經由校驗子生成器取得一特定的校驗子 S ，若假設正確無誤地傳送到接收端，校驗子逆生成器將輸出該校驗子 S 所屬碼組中的任一碼字 $c_2(S)$ 。藉由邊訊息 y 與 $c_2(S)$ 的相加，通道解碼器的輸入端可得：

$$y \oplus c_2(S) = x \oplus z \oplus c_2(S) = c_1(S) \oplus c_2(S) \oplus z \quad (3.1)$$

根據通道編碼理論得知，同一校驗子所屬碼組中任兩碼字的相加實質上會對應到一校驗子為 0 之合法碼字，故 $c_1(S) \oplus c_2(S) = c_3(0)$ 。因此通道解碼器的輸入訊號 $c_3(0) \oplus z$ 等同於一合法碼字加上虛擬的通道位元錯誤，若後續的通道解碼演算法足以修正此錯誤，即可正確求得 $c_3(0)$ 。最後將 $c_2(S)$ 與通道解碼器之輸出 $c_3(0)$ 相加，即可還原出原始訊號：

$$\hat{x} = c_3(0) \oplus c_2(S) = c_1(S) \oplus c_2(S) \oplus c_2(S) = c_1(S) = x。 \quad (3.2)$$

經由 3.2 式可知，分散式訊源編碼系統之成敗關鍵在於建立一適用於心電訊號的訊源相關模型，依其虛擬的位元錯誤特性選擇一足以修正錯誤的通道碼，再據以建構其校驗子生成機制。

校驗子生成核心是依訊源相關模型設計的通道碼，其功能在於分割碼空間成為數個碼組且提供各碼組之校驗子。在此，我們探討一基於迴旋碼(convolutional code)的校驗子生成機制。就任一碼率為 k/n 之迴旋碼而言，其產生矩陣(generator matrix)為 $k \times n$ 維的多項式矩陣 G ，而查核矩陣(parity check matrix)則為 $(n-k) \times n$ 維的多項式矩陣 H ，且彼此之間需滿足 $GH^T = 0_{k \times (n-k)}$ 為零矩陣[14]。至於碼分級概念的具體實現，是將查核矩陣之轉置 H^T 設定為校驗子的生成矩陣， $xH^T = S_{1 \times (n-k)}$ 。由 $GH^T = 0_{k \times (n-k)}$ 可知，代入經由產生矩陣 G 所得的任何合法碼字，皆可取得校驗子為 0 之結果。至於校驗子的逆生成矩陣，則

為其生成矩陣 H 之左反矩陣 $(H^{-1})^T$ ，亦即 $(H^{-1})^T H^T = I_{n-k}$ 為 $n-k$ 維之單位矩陣。針對一特定的校驗子 S ，校驗子逆生成器之輸出將為 $c_2(S) = S(H^{-1})^T = xH^T(H^{-1})^T$ ，若進一步將其左右項同乘以 H 後可得 $S(H^{-1})^T H^T = xH^T(H^{-1})^T H^T$ ，而且

$$xH^T = xH^T \left((H^{-1})^T H^T \right) = \left(xH^T (H^{-1})^T \right) H^T = c_2(S) H^T = S \quad (3.3)$$

由此 3.3 式證明，校驗子 S 之逆生成輸出是與輸入序列 $x=c_1(S)$ 屬於同一碼組之任意碼字 $c_2(S)$ 。舉遞迴系統性迴旋碼 (recursive systematic convolutional code, RSC) 為例，相對於產生矩陣

$G = \left[1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right]$ 的編碼過程如圖 3.5 所示。

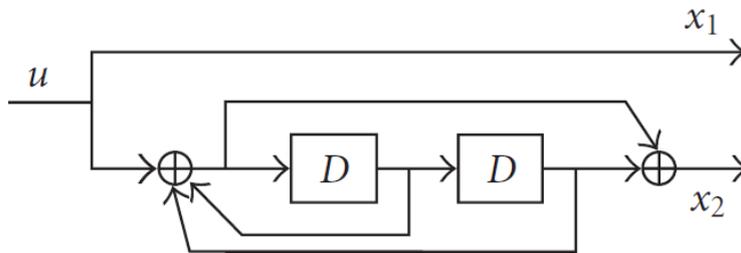


圖 3.5：產生矩陣 $G = \left[1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right]$ 之架構圖

至於其校驗子生成及逆生成矩陣，則可設計為：

$$SF : H^T = \begin{bmatrix} 1+D^2 \\ 1+D+D^2 \end{bmatrix}$$

$$ISF : (H^{-1})^T = [1+D, D]$$

亦可設計為：

$$SF : H^T = \begin{bmatrix} \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$ISF : (H^{-1})^T = [0, 1]$$

值得注意的是，就此例的產生矩陣而言，校驗子生成及逆生成矩陣其實存在著多重選擇，只需滿足上述兩項條件 $GH^T = 0_{k \times (n-k)}$ 及 $(H^{-1})^T H^T = I_{n-k}$ 皆為一合法的組合。若以索引指定之角度而言，除了全零之校驗子需指定給合法碼字所屬之碼組外，其餘碼組的校驗子指定並無限制。換句話說，一長度為 $n-k$ 位元的校驗子有 $(2^{n-k} - 1)!$ 種不同結構的校驗子生成矩陣；一旦固定其生成矩陣之後又存在著 2^k 種不同結構的校驗子逆生成矩陣。

3.3 訊源相關模型的建構

承前節所言，分散式訊源編碼系統之成敗關鍵在於建立一適用於心電訊號的訊源相關模型，其虛擬的位元錯誤特性將決定通道碼的選擇。考慮到訊源相關模型的建立及重建品質，我們使用向量量化 (vector quantization, VQ) 將心電訊號做前置處理。在影像與聲音多媒體通訊的應用領域，向量量化編碼處理能有效地解決數位化資訊

在傳輸頻寬與儲存容量的限制。所謂的向量量化[19]，是事先訓練一組能涵蓋心電訊號特性的樣本碼書，將輸入訊號依序比對選擇其中最近似的碼字，再將該碼字的索引值以編碼位元格式輸出。至於遠端接收器，傳統的解碼機制是根據收到的索引值直接查表取得對應的碼字，以供訊號還原之用。此一處理方式雖能帶來良好的壓縮率及重建品質，但依其建構的訊源相關模型卻仍不適用於常用的通道碼。因此，我們將針對增益/形狀(gain/shape)向量量化[20]，並提出多重索引選擇機制(multiple index choice)做進一步的修正。

根據臨床觀測，正常心電圖的每個週期都擁有相似的波形，但可能因為受測者量測時呼吸加速或身體移動，導致心電圖的增益值(gain)上升或下降，進而影響量化碼書內樣本碼字的建立。因此，針對心電訊號進行增益正規化(gain normalization)，可降低其增益值的變化程度，同時可帶來更佳的重建品質。所謂增益正規化，是針對每個輸入向量 v_t 計算其範數(norm)，並將此輸入向量 v_t 除以該範數以取得範數為一的新向量。舉例而言，若 $v_t = \{v_{t,1}, v_{t,2}, v_{t,3}, v_{t,4}\}$ 為一四維向量，則經增益正規化後的新向量將為

$$v'_t = v_t / \sqrt{v_{t,1}^2 + v_{t,2}^2 + v_{t,3}^2 + v_{t,4}^2} \text{ , 且 } \sqrt{v_{t,1}'^2 + v_{t,2}'^2 + v_{t,3}'^2 + v_{t,4}'^2} = 1 \text{ 。}$$

圖 3.7 所示為一段心電圖經增益正規化後的實例，可發現其訊號分佈更集中，更適用於後續的向量量化處理。

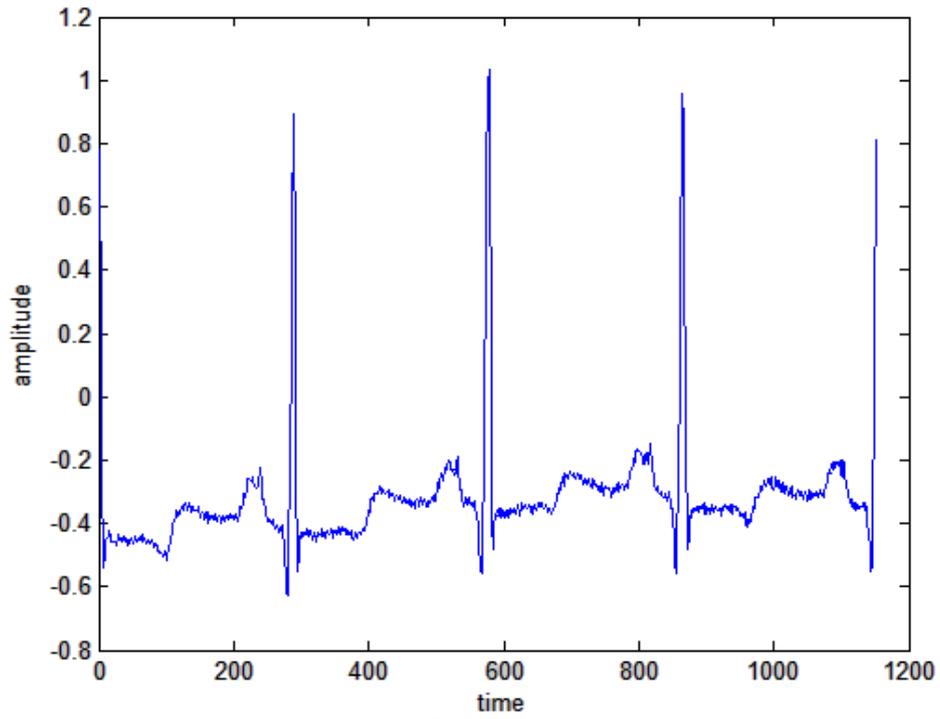


圖 3.6 增益正規化前的心電圖訊號

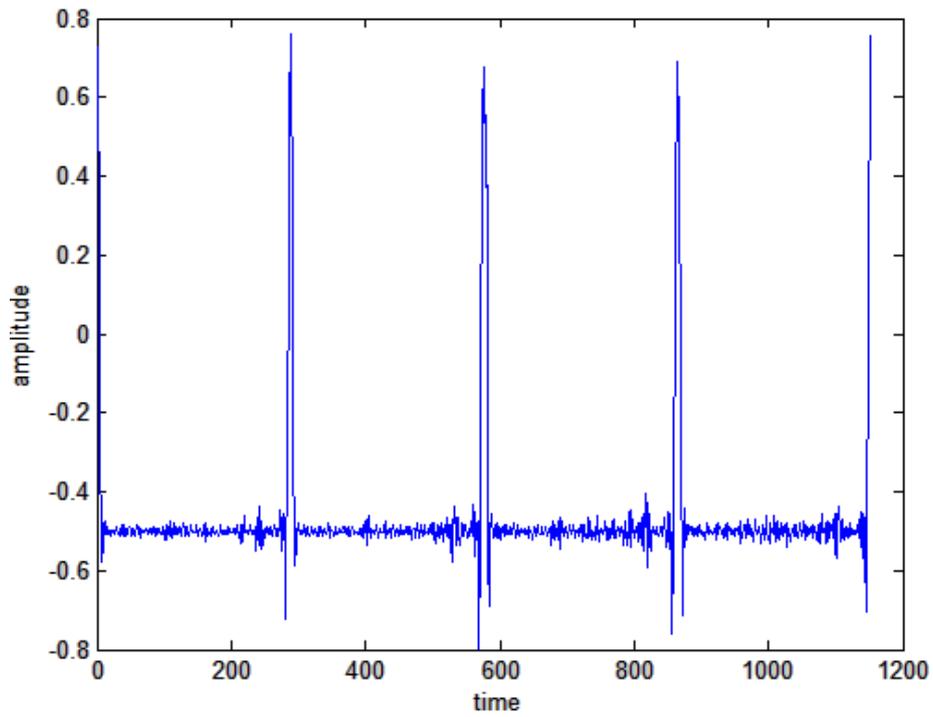


圖 3.7 增益正規化後的心電圖訊號

相較於傳統的向量量化，增益/波形向量量化雖有更佳的重建品質，但依其建構的兩相關訊源 X 與 Y 之間仍存在著很高的位元錯誤特性。有鑑於此，我們進一步引入多重索引選擇機制。有別於傳統之向量量化是將輸入訊號依序與碼書比對而選擇其中最近似的碼字，我們犧牲了些微的重建品質以換取更佳的訊源相關模型。其做法是將增益正規化之心電圖依每一週期劃分為等長的向量集合，並在碼書訓練完成後，再將訓練資料與碼書比對選擇其中最近似的碼字，同時將心電圖每週期中各向量最常出現的索引視為參考索引。而後在實際向量量化處理時，我們不再以碼書中最近似的碼字之索引做為輸出，而是先找出碼書中與輸入向量最接近的前五個碼字之索引，若此五個索引中包含對應向量之參考索引，即以此參考索引做為量化輸出；若不包含參考索引，則以與參考索引有最小漢明距離的碼字索引做為輸出。

依照上述結合增益正規化與多重索引選擇機制之向量量化處理後的量化輸出，其重建品質仍優於傳統的向量量化，更重要的是依其建構的訊源相關模型之位元錯誤率可降至通道碼能處理的範圍。在此先期研究之中，我們處理的對象為增益正規化後的心電訊號向量，且假設在傳送端與接收端該增益值為已知且未做量化處理。在實際應用上，未來研究應考慮採用後向適應性(backward adaptive)技術彈性調整增益值。

第四章 基於迴旋碼的校驗子生成機制

4.1 迴旋碼簡介

1970 年代, Slepian 和 Wolf 利用訊息熵值(entropy)針對兩相關訊號源提出其無損壓縮的理論極限, 並證明在各自獨立編碼的情況下, 仍能以合併解碼模式取得與合併編碼相同的理論熵值。此外, Slepian 和 Wolf 亦提出分散式訊源編碼系統的壓縮率及合成品質, 取決於校驗子生成核心的通道碼設計。

通道編碼的概念在於傳送端對欲傳送的資料位元, 利用特定的規則產生資料相關的冗餘(redundancy)位元, 整合這些冗餘位元與資料位元之後再一起傳送。在接收端, 則利用對等的規則將接收到的位元還原成傳送的資料位元。由於在傳輸位元中額外加入冗餘位元, 即使在經過通道時某些資料位元產生錯誤, 接收端也可利用冗餘位元盡可能地還原資料位元。由於加入的冗餘碼有錯誤更正的效力, 所以也被稱為錯誤更正碼(error correcting code, ECC)。傳統的錯誤更正碼有線性區塊碼(linear block code)和迴旋碼(convolutional code)兩種, 前者是使用一種區塊處理方式將資料依序編碼成碼字序列, 編碼過程不會影響到後續的資料, 編碼後的資料間不具有時間關聯性。而在本論文中, 我們使用的遞迴式系統性迴旋碼(recursive

systematic convolutional code, RSC)，以下將予以介紹。

迴旋碼是自1950年代至今廣泛使用的一種通道編碼方式，其輸出碼字不但與目前輸入的資料序列有關，也受到之前輸入資料序列的影響，所以迴旋碼字具有記憶性。我們定義 (n, k, m) 來代表迴旋碼的編碼方式， n 代表的是每一時刻輸出資料的位元數， k 代表的是每一時刻輸入資料的位元數，而 m 代表的是位移暫存器的級數。將 k 個位元的資料區塊輸入迴旋碼編碼器，會產生長度為 n 個位元的碼字(codeword)，而這 n 個碼字位元由位移暫存器之 m 個暫存位元與目前輸入的 k 個資料位元共同決定。 k 與 n 的比值 $R=k/n$ ，稱為迴旋碼的碼率(code rate)，代表每個碼字所含有的資料位元比率。 m 則定義為記憶級數(memory order)，表示編碼器中所需的暫存器數目，記憶級數較高的迴旋碼通常具有較高的錯誤更正能力。

迴旋編碼器基本上可視為一個有限狀態機(finite-state machine)，其輸入與輸出的關係可用一個狀態圖(state diagram)來描述，而其狀態是由編碼器的位移暫存器內容所定義而成。假設有一個 $(2, 1, 2)$ 迴旋碼編碼器，其記憶級數 $m=2$ ，因此共有 $2^2=4$ 個狀態，建立其狀態圖如圖4.1所示。進一步可將不同時間對應的狀態轉移方式依時間先後擴展形成柵狀圖(trellis diagram)，如圖4.2所示。狀態圖與柵狀圖的建立，可使通道編碼成為一線性處理之問題。

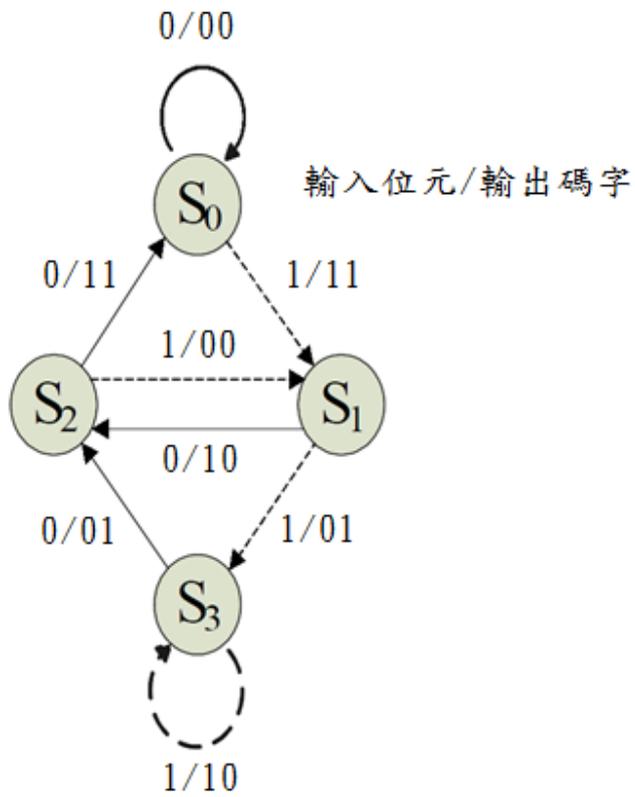


圖4.1：(2, 1, 2)迴旋碼的狀態圖

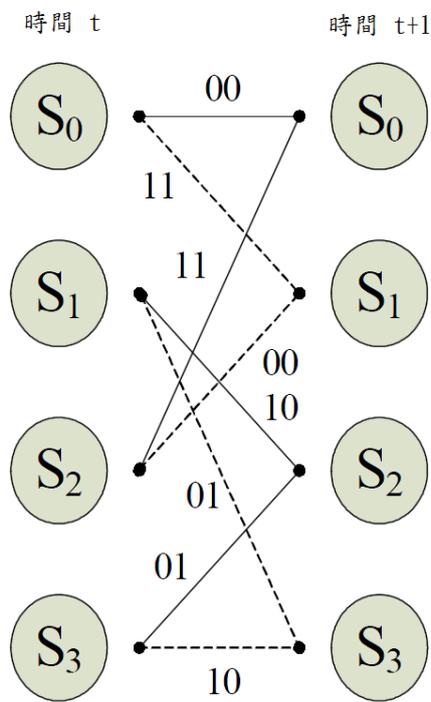


圖4.2：(2, 1, 2)迴旋碼的柵狀圖

4.2 維特比解碼演算法

迴旋碼的解碼一般是利用柵狀圖來進行，基於最大相似解碼 (maximum likelihood decoding, MLD) 原則而推導的維特比 (Viterbi) 演算法為最常見的一種，主要是根據最大相似原則而最小化其解碼錯誤率。

針對一個 (n, k, m) 迴旋編碼器，假設第 L 時刻的碼字序列 $\bar{v}_i = (\bar{v}_0^{(i)}, \bar{v}_1^{(i)}, \dots, \bar{v}_l^{(i)}, \dots, \bar{v}_{L-1}^{(i)})$ 為柵狀圖上的第 i 條合法路徑，其中 $\bar{v}_l^{(i)} = (v_{l,0}^{(i)}, v_{l,1}^{(i)}, \dots, v_{l,n-1}^{(i)})$ 為 n 位元之碼字。受通道錯誤影響後，解碼器之接收序列為 $\bar{r} = (\bar{r}_0, \bar{r}_1, \dots, \bar{r}_l, \dots, \bar{r}_{L-1})$ ，且 $\bar{r}_l = (r_{l,0}, r_{l,1}, \dots, r_{l,n-1})$ 。最大相似解碼之概念在於，假設此柵狀圖上有 M 條合法路徑對應於碼字序列 $\{\bar{v}_0, \bar{v}_1, \dots, \bar{v}_{M-1}\}$ ，則通道解碼器之輸出碼字序列 \bar{v}_k 應能最大化其相似機率 $P(\bar{r} | \bar{v}_l)$ ， $l = 0 \sim M - 1$ 。進一步假設通道無記憶性，則相似機率可依下式展開：

$$P(\bar{r} | \bar{v}_l) = P(\bar{r}_0 | \bar{v}_0^{(l)}) \cdot P(\bar{r}_1 | \bar{v}_1^{(l)}) \cdots P(\bar{r}_{L-1} | \bar{v}_{L-1}^{(l)}) = \prod_{i=0}^{L-1} \prod_{j=0}^{n-1} P(r_{i,j} | v_{i,j}^{(l)}) \quad (4.1)$$

若解碼之過程乃基於硬性決策 (hard decision)，並定義

$$P(r_{i,j} | v_{i,j}^{(l)}) = \begin{cases} Q, & \text{if } r_{i,j} \neq v_{i,j}^{(l)} \\ 1-Q, & \text{if } r_{i,j} = v_{i,j}^{(l)} \end{cases}, \quad Q < \frac{1}{2} \quad (4.2)$$

則(4.1)式可簡化為

$$P(\bar{r} | \bar{v}_l) = Q^{d_H(\bar{v}_l, \bar{r})} \cdot (1-Q)^{N-d_H(\bar{v}_l, \bar{r})} \quad (4.3)$$

其中 $N = n \cdot L$ 為傳送資料之總位元數， $d_H(\bar{v}_l, \bar{r})$ 則為碼字序列 \bar{v}_l 與接收序列 \bar{r} 之漢明距離(hamming distance)。

觀察(4.3)式可知，相似機率之最大化等同於 $d_H(\bar{v}_l, \bar{r})$ 之最小化。

維特比演算法即基於此關係在柵狀圖上推導而得，當接收到序列 \bar{r} 時，將其與柵狀圖中每一條合法路徑之碼字序列比較，並找出具有最小漢明距離的路徑。為降低複雜度，解碼流程可簡化為三個步驟：

(1) 初始化：假設編碼器於時間 $t=0$ 時，其初始狀態為 S_0 ，也就是所

有暫存器的內容均為位元0。另外，初始的累積路徑計量值

(accumulated path metric)亦為零。

(2) ACS (Add-Compare-Select)：當時間由 t 進入 $t+1$ 時，計算進入各

狀態之所有分支路徑碼字與接收序列之間的漢明距離，稱之為分

支路徑計量值(branch path metric)，並加(Add)到其累積路徑

計量值中。比較(Compare)各狀態的累積路徑計量值，選擇

(Select)具有最小計量值之路徑做為此狀態在時間 $t+1$ 的存活路

徑(survivor path)，保留其計量值，同時刪除其他較小計量值

的路徑。

(3) 重複ACS直到處理完所有的接收序列，最後僅存的一條存活路徑

即為依據最大相似原則所得的解碼輸出序列。

4.3 索引層級BCJR解碼演算法

1970年代，Bahl、Cocke、Jelinek及Raviv基於最小位元錯誤機率的設計需求而推導出BCJR解碼演算法，主要是根據所屬柵狀碼圖中狀態間的轉移關係，求得具有最大後驗機率(maximum a posteriori probability, MAP)的最佳解。BCJR演算法與維特比演算法之差異是基於以下幾個觀點：

- [1] BCJR演算法為軟性輸入輸出(soft-in/soft-out)解碼演算法，其中包含前向及後向遞迴運算，兩個遞迴皆包含軟性決策(soft decision)。然而維特比演算法至多只有一個包含軟性決策的前向遞迴，遞迴終端則是做硬性決策，藉由存活路徑來決定解碼輸出。由於BCJR演算法包含兩個遞迴方向的運算，所以其運算複雜度會高於維特比演算法。
- [2] BCJR為最大事後機率解碼器，藉由估計接收序列中每個位元的後驗機率以期位元錯誤率降到最低，並依最大後驗機率之解做硬性決策以重建原來的資料序列。而維特比演算法本質上為一最大相似性序列估測器(maximum likelihood sequence estimator)，其對整個接收序列找出一條相似函數最大的路徑，並非針對個別位元找最可能的值，故BCJR演算法的平均位元錯誤率會比維特比演算法來得低。

柵狀圖的構想源自於迴旋碼的位元解碼機制，其優點在於可提供系統進行最佳線性演算法之處理。傳統基於單一輸入位元而展開的柵狀圖結構如圖4.3(a)所示，狀態 $s_t \in \{0, 1, \dots, 2^m - 1\}$ 代表 m 個位移暫存器所存放的內容。圖4.3(a)中每一個狀態 s_t 依不同的輸入位元而產生兩條路徑至下一時刻之狀態 s_{t+1} ，同時產生其對應的輸出碼字。透過此柵狀圖可以清楚瞭解迴旋編碼過程中引入了先前碼字序列的記憶性，這也合理解釋其所以能有效提供錯誤更正之原因。但傳統迴旋解碼器所採用的BCJR演算法仍有其限制，主要是根據位元層級柵狀圖而推導的位元後驗機率，無法充份運用量化索引的訊源冗息。本論文利用改良性BCJR演算法[12](modified BCJR algorithm)將解碼提升至索引層級，其最大特色在於每個時間點內可以計算出索引層級的後驗機率，而關鍵在於將解碼所需的柵狀圖以索引為單位進行合併，使其成為分段柵狀圖(sectionalized trellis diagram)。圖4.3(b)顯示一範例，其針對輸入位元依序兩兩一組進行合併，並將所屬的柵狀結構重新彙整其路徑而得到分段柵狀圖。這個動作等同於在傳統的位元解碼程序上，依其單一索引所屬的位元數目對柵狀圖進行分段與路徑合併。透過此一分段柵狀圖的設計，我們所開發的改良性BCJR演算法能有效地整合量化索引內所含的重要冗息。

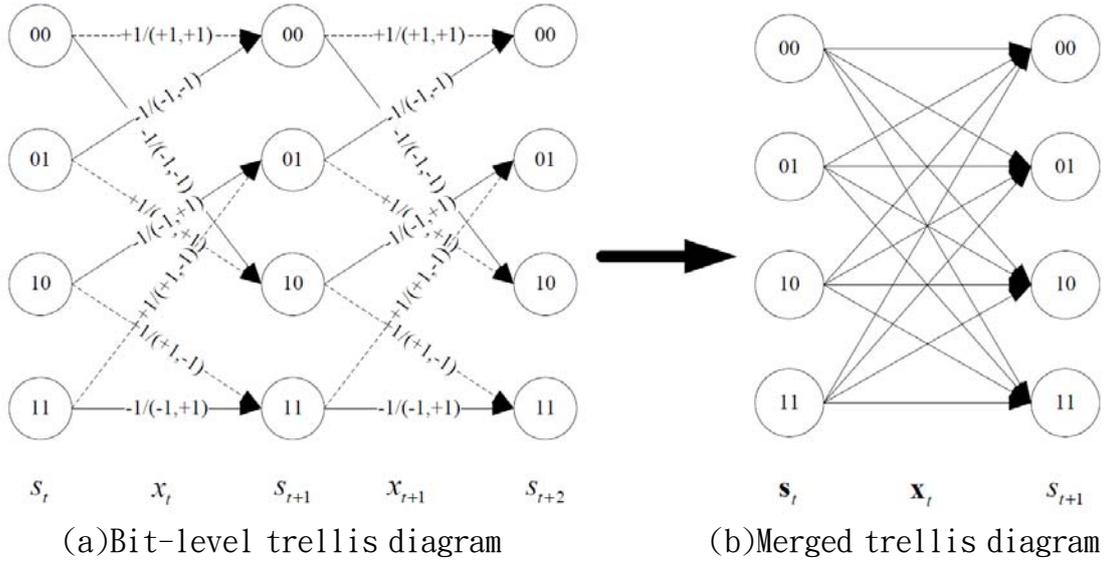


圖 4.3 : (a)位元層級柵狀圖 (b)分段柵狀圖(M=2)[12]

完成分段柵狀圖之建構後，即可利用其推導索引層級的BCJR演算法。假設迴旋編碼器於時間 τ 的輸入資料為 u_τ ，編碼器狀態為 s_τ ，依據接收的資料序列 $\tilde{Y}_1^T = \{\tilde{y}_1, \tilde{y}_2, \dots, \tilde{y}_T\}$ ，可利用分段柵狀圖推導特定索引值 $u_\tau = i$ 的後驗機率為

$$P(u_\tau = i | \tilde{Y}_1^T) = \sum_{s_\tau} \frac{P(u_\tau = i, s_\tau, \tilde{Y}_1^T)}{P(\tilde{Y}_1^T)} = C \cdot \sum_{s_\tau} P(u_\tau = i, s_\tau, \tilde{Y}_1^T) \quad (4.4)$$

C 為一正規化(normalization)常數，使 $\sum_i P(u_\tau = i | \tilde{Y}_1^T) = 1$ 。將時間 τ 的索引結合機率 $P(u_\tau = i, s_\tau, \tilde{Y}_1^T)$ 展開可得

$$P(u_\tau = i, s_\tau, \tilde{Y}_1^T) = P(u_\tau = i, s_\tau, \tilde{Y}_1^\tau) \cdot P(\tilde{Y}_{\tau+1}^T | u_\tau = i, s_\tau, \tilde{Y}_1^\tau) \triangleq \alpha_\tau^i(s_\tau) \cdot \beta_\tau^i(s_\tau) \quad (4.5)$$

其中順向計量 $\alpha_\tau^i(s_\tau)$ 和反向計量 $\beta_\tau^i(s_\tau)$ 分別為前向(forward)和後向(backward)機率，因此BCJR演算法亦被稱為前後向演算法。前向和後

向機率的計算，可再分別簡化為下列的遞迴循環公式：

$$\begin{aligned}
\alpha_{\tau}^i(s_{\tau}) &= P(u_{\tau} = i, s_{\tau}, \tilde{Y}_1^{\tau}) \\
&= \sum_{s_{\tau-1}} \sum_j P(u_{\tau} = i, s_{\tau}, u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}, \tilde{y}_{\tau}) \\
&= \sum_{s_{\tau-1}} \sum_j P(u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}) \cdot P(u_{\tau} = i, s_{\tau}, \tilde{y}_{\tau} | u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}) \\
&\triangleq \sum_{s_{\tau-1}} \sum_j \alpha_{\tau-1}^j(s_{\tau-1}) \cdot \gamma_{i,j}(\tilde{y}_{\tau}, s_{\tau}, s_{\tau-1})
\end{aligned} \tag{4.6}$$

$$\begin{aligned}
\beta_{\tau-1}^i(s_{\tau-1}) &= P(\tilde{Y}_{\tau}^T | u_{\tau-1} = i, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}) \\
&\triangleq \sum_{s_{\tau}} \sum_j \beta_{\tau}^j(s_{\tau}) \cdot \gamma_{j,i}(\tilde{y}_{\tau}, s_{\tau}, s_{\tau-1})
\end{aligned} \tag{4.7}$$

因為編碼器的起始狀態及最終狀態分別為 $s_0 = 0$ 及 $s_T = 0$ ，前向遞迴機率在時間 $t=0$ 的初始條件為：

$$\alpha_0(s_0) = \begin{cases} 1, & s_0 = 0 \\ 0, & s_0 \neq 0 \end{cases} \tag{4.8}$$

後向遞迴機率在時間 $t=T$ 的初始條件則為：

$$\beta_T(s_T) = \begin{cases} 1, & s_T = 0 \\ 0, & s_T \neq 0 \end{cases} \tag{4.9}$$

而轉移機率 $\gamma_{i,j}(\tilde{y}_{\tau}, s_{\tau}, s_{\tau-1}) = P(u_{\tau} = i, s_{\tau}, \tilde{y}_{\tau} | u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1})$ ，乃基於分段柵狀圖而推導所得的路徑計量，此機率的計算是我們能否順利開發一索引層級迴旋解碼機制之關鍵。

如同3.2節所述，在分散式訊源編碼系統中，通道解碼器之處理對象為虛擬二位元對稱通道的輸出序列 $c_3(0) \oplus z$ ；針對一個 (n, k, m)

迴旋碼，此為一 n 位元之序列。進一步引入時間性，可定義

$\tilde{y}_\tau \triangleq c_{3,\tau}(0) \oplus z_\tau$ 及 $y_\tau \triangleq c_{3,\tau}(0)$ 。觀察分段柵狀圖，可發現編碼輸出之

碼字 y_τ 可由輸入資料 u_τ 及目前狀態 s_τ 而唯一決定，因此另外定義

$y_\tau \triangleq f(u_\tau, s_\tau)$ 。

假設虛擬二位元對稱通道為無記憶性，且量化索引為零階馬可夫

模型，轉移機率 $\gamma_{i,j}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1})$ 可展開而推導得

$$\begin{aligned}
 \gamma_{i,j}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1}) &= P(u_\tau = i, s_\tau, \tilde{y}_\tau | u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}) \\
 &= P(u_\tau = i, s_\tau | u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}) \\
 &\quad \cdot P(\tilde{y}_\tau | u_\tau = i, s_\tau, u_{\tau-1} = j, s_{\tau-1}, \tilde{Y}_1^{\tau-1}) \\
 &\approx P(u_\tau = i, s_\tau | s_{\tau-1}) \cdot P(\tilde{y}_\tau | u_\tau = i, s_\tau) \quad (4.10)
 \end{aligned}$$

其中兩項成份分別對應於量化索引的殘餘冗息及通道特性。令時間 τ

時校驗子生成器之輸入資料為 x_τ ，輸出校驗子為 $S^{(\tau)}$ ，利用前段之定

義及 3.2 節中所推得的 $c_{1,\tau}(S^{(\tau)}) \oplus c_{2,\tau}(S^{(\tau)}) = c_{3,\tau}(0)$ ，轉移機率公式

(4.8) 中的量化索引事前訊息 $P(u_\tau = i, s_\tau | s_{\tau-1})$ 可表示成

$$\begin{aligned}
 P(u_\tau = i, s_\tau | s_{\tau-1}) &= P(y_\tau = f(u_\tau = i, s_\tau) | s_{\tau-1}) \\
 &= P(c_{3,\tau}(0) = f(u_\tau = i, s_\tau) | s_{\tau-1}) \\
 &= P(c_{1,\tau}(S^{(\tau)}) = f(u_\tau = i, s_\tau) \oplus c_{2,\tau}(S^{(\tau)}) | s_{\tau-1}) \\
 &= P(x_\tau = f(u_\tau = i, s_\tau) \oplus c_{2,\tau}(S^{(\tau)}) | s_{\tau-1}) \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

亦即量化索引之零階事前訊息 $P(x_\tau)$ 可依據目前編碼器狀態 s_τ 、輸入資料 u_τ 及校驗子逆生成器之輸出 $c_{2,\tau}(S^{(\tau)})$ 而引入。此外，通道相關的機率 $P(\tilde{y}_\tau | s_\tau, u_\tau = i)$ 可表示成

$$P(\tilde{y}_\tau | s_\tau, u_\tau = i) = P(\tilde{y}_\tau | y_\tau = f(u_\tau = i, s_\tau)) = (1-p)^{n-d} \cdot p^d \quad (4.12)$$

其中 p 為虛擬通道之錯誤機率， $d = d_H(\tilde{y}_\tau, y_\tau = f(x_\tau = i, s_\tau))$ 為接收信號 \tilde{y}_τ 和對應之柵狀圖上輸出碼字之漢明距離。藉由(4.10)式，

$\alpha_\tau^i(s_\tau)$ 和 $\beta_{\tau-1}^i(s_{\tau-1})$ 可分別改寫為

$$\alpha_\tau^i(s_\tau) \approx P(\tilde{y}_\tau | u_\tau = i, s_\tau) \sum_{s_{\tau-1}} \sum_j \alpha_{\tau-1}^j(s_{\tau-1}) \cdot P(u_\tau = i, s_\tau | s_{\tau-1}) \quad (4.13)$$

$$\beta_{\tau-1}^i(s_{\tau-1}) \approx \sum_{s_\tau} \sum_j \beta_\tau^j(s_\tau) \cdot P(u_\tau = j, s_\tau | s_{\tau-1}) \cdot P(\tilde{y}_\tau | u_\tau = j, s_\tau) \quad (4.14)$$

此外，為了避免計算時有數值過小而造成程式模擬精確度不足的問題，

我們將 $\alpha_\tau^i(s_\tau)$ 和 $\beta_{\tau-1}^i(s_{\tau-1})$ 正規化：

$$\alpha_\tau^i(s_\tau) = \frac{\sum_{s_{\tau-1}} \gamma_{i,j}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1}) \cdot \alpha_{\tau-1}^j(s_{\tau-1})}{\sum_{s_\tau} \sum_{s_{\tau-1}} \gamma_{i,j}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1}) \cdot \alpha_{\tau-1}^j(s_{\tau-1})} \quad (4.15)$$

$$\beta_{\tau-1}^i(s_{\tau-1}) = \frac{\sum_{s_\tau} \gamma_{j,i}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1}) \cdot \beta_\tau^j(s_\tau)}{\sum_{s_{\tau-1}} \sum_{s_\tau} \gamma_{j,i}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1}) \cdot \beta_\tau^j(s_\tau)} \quad (4.16)$$

總結整個索引層級BCJR演算法，可依以下步驟執行解碼：

- (1) 將前向機率 $\alpha_\tau^i(s_\tau)$ 及後向機率 $\beta_\tau^i(s_\tau)$ 依(4.8)、(4.9)式初始化。
- (2) 接收到 \tilde{y}_τ 時，依(4.10)~(4.12)式計算轉移機率 $\gamma_{i,j}(\tilde{y}_\tau, s_\tau, s_{\tau-1})$ ，並依(4.15)式更新前向機率。
- (3) 接收到完整序列 \tilde{Y}_1^T 後，依(4.16)式更新後向機率，並依(4.4)、(4.5)式計算各索引之後驗機率 $P(u_\tau = i | \tilde{Y}_1^T)$ 。
- (4) 解碼輸出為各時間下擁有最大後驗機率的索引序列 \hat{u}_1^T 。獲得索引序列 \hat{u}_1^T 後，可依柵狀圖求得其對應之編碼輸出序列 $\hat{y}_\tau \triangleq \hat{c}_{3,\tau}(0)$ 。利用此序列結合(3.2)式，即可輸出訊源之估測值 \hat{x}_τ 。

4.4 校驗子生成矩陣的建構

本節介紹在分散式訊源編碼架構中，根據分段迴旋碼所建構的校驗子生成機制。承前節所言，索引層級解碼演算法旨在有效的運用量化索引的訊源冗息；而為配合前節所推導之索引後驗機率公式，分散式訊源編碼架構之校驗子生成機制亦需運作於索引層級。

在說明基於分段迴旋碼所建構的校驗子生成機制前，首先介紹t階循環基本矩陣(t-cyclic elementary matrix)[21]。假設有一個變數為D的冪級數(power series)：

$$A(D) = a_0 + a_1 D + a_2 D^2 + a_3 D^3 + a_4 D^4 + \dots \quad (4.17)$$

對 $A(D)$ 做 t 階的多項分解(polyphase decomposition)，亦即對 D^i 項之次方 i 取 $\text{mod}(t)$ ，可將其結果定義為：

$$(A_0^t(D), A_1^t(D), \dots, A_{t-1}^t(D)) \triangleq \left(\sum_{k \geq 0} a_{kt} D^k, \sum_{k \geq 0} a_{kt+1} D^k, \dots, \sum_{k \geq 0} a_{kt+(t-1)} D^k \right) \quad (4.18)$$

且

$$A(D) = \sum_{j=0}^{t-1} D^j \cdot A_j^t(D^t) \quad (4.19)$$

藉由此定義我們可以得到 $A(D)$ 的 t 階循環基本矩陣，其為一個 $t \times t$ 的多項式矩陣 $\tilde{A}^{(t)}(D)$ ：

$$\tilde{A}^{(t)}(D) = \begin{bmatrix} A_0(D) & A_1(D) & \dots & A_{t-2}(D) & A_{t-1}(D) \\ DA_{t-1}(D) & A_0(D) & \dots & A_{t-3}(D) & A_{t-2}(D) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ DA_1(D) & DA_2(D) & \dots & DA_{t-1}(D) & A_0(D) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

定義 t 階循環基本矩陣後，即可據其推導分段迴旋碼之生成矩陣。

假設有一個碼率為 $2/3$ 的遞迴式系統性迴旋碼，其生成矩陣

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1+D}{1+D^2} \\ 0 & 1 & \frac{1+D+D^2}{1+D^2} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

我們希望將柵狀圖依序兩兩一組進行合併，使其變成碼率為 $4/6$ 的遞迴式系統性迴旋碼；為達成此目的，我們必須針對生成矩陣 G 中的所有多項式定義其 2 階循環基本矩陣。首先定義生成矩陣 G 中所有的

多項式為：

$$\begin{cases} U_1(D) \triangleq 1 \\ U_2(D) \triangleq 0 \\ U_3(D) \triangleq 1+D \\ U_4(D) \triangleq 1+D+D^2 \\ V(D) \triangleq 1+D^2 \end{cases} \quad (4.22)$$

則

$$G = \begin{bmatrix} U_1(D) & U_2(D) & \frac{U_3(D)}{V(D)} \\ U_2(D) & U_1(D) & \frac{U_4(D)}{V(D)} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

針對(4.22)式，可分別求得其2階循環基本矩陣為

$$\begin{cases} \tilde{U}_1^{(2)}(D) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \tilde{U}_2^{(2)}(D) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \tilde{U}_3^{(2)}(D) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ D & 1 \end{bmatrix} \\ \tilde{U}_4^{(2)}(D) = \begin{bmatrix} 1+D & 1 \\ D & 1+D \end{bmatrix} \\ \tilde{V}^{(2)}(D) = \begin{bmatrix} 1+D & 0 \\ 0 & 1+D \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.24)$$

接著計算生成矩陣 G 中 $\frac{U_3(D)}{V(D)}$ 和 $\frac{U_4(D)}{V(D)}$ 的二階循環基本矩陣：

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{U}_3^{(2)}(D) \cdot \tilde{V}^{(2)}(D)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ D & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{1+D} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+D} & \frac{1}{1+D} \\ \frac{D}{1+D} & \frac{1}{1+D} \end{bmatrix} \\ \tilde{U}_4^{(2)}(D) \cdot \tilde{V}^{(2)}(D)^{-1} = \begin{bmatrix} 1+D & 1 \\ D & 1+D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{1+D} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{1+D} \\ \frac{D}{1+D} & 1 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.25)$$

最後即可得到碼率為 4/6 的生成矩陣 G_t ：

$$G_t = \begin{bmatrix} \tilde{U}_1^{(2)}(D) & \tilde{U}_2^{(2)}(D) & \tilde{U}_3^{(2)}(D) \cdot \tilde{V}^{(2)}(D)^{-1} \\ \tilde{U}_2^{(2)}(D) & \tilde{U}_1^{(2)}(D) & \tilde{U}_4^{(2)}(D) \cdot \tilde{V}^{(2)}(D)^{-1} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1+D} & \frac{1}{1+D} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{D}{1+D} & \frac{1}{1+D} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & \frac{1}{1+D} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{D}{1+D} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

完成分段迴旋碼生成矩陣之推導後，校驗子生成及逆生成矩陣即可依

關係式 $GH^T = 0_{k^*(n-k)}$ 及 $(H^{-1})^T H^T = I_{n-k}$ 而設計：

$$SF \triangleq H_t^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+D} & \frac{1}{1+D} \\ \frac{D}{1+D} & \frac{1}{1+D} \\ 1 & \frac{1}{1+D} \\ \frac{D}{1+D} & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$ISF \triangleq (H_t^{-1})^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

(4.27)及(4.28)兩式將校驗子生成及逆生成機制提升至索引層級，使編碼端可針對量化索引直接進行編碼，也使量化索引事前訊息及校驗子逆生成器之輸出能直接為索引層級解碼演算法所用。

第五章 實驗模擬與結果分析

在前面的章節已介紹分段迴旋碼與分散式訊源編碼的原理與系統製作，接下來將根據我們所提出的解碼演算法及訊源相關模型進行實驗。在本章中，系統使用MIT-BIH心電圖資料庫之心電訊號進行分散式訊源編碼的實驗，而解碼器則分別使用維特比和BCJR解碼演算法，以期藉由模擬的結果驗證演算法之優劣性。首先5.1節先說明基本實驗環境的設定；5.2節利用兩段具有相關性的心電訊號分別做為編碼端之訊源及解碼端之邊訊息，解碼器則使用維特比解碼演算法；最後5.3節使用和5.2節相同的心電訊號設定，但改用BCJR演算法進行解碼。在5.3節中，我們將針對三個不同對象所量測之心電圖，配合兩種不同訓練方法之事前機率的解碼效果，並加以比較及分析。

5.1 實驗環境設定

本節主要敘述後續實驗的基本設定，而對於每個實驗所需的設定細節將在往後的實驗過程中逐次進行說明。經由初步評估，我們選擇MIT-BIH心電圖資料庫中三個不同對象量測的心電圖(MIT-100、MIT-119及MIT-122)，其原始波形如圖5.1到圖5.3所示。其中MIT-100及MIT-122呈現正常心跳活動，而MIT-119則呈現心跳異常現象，整體

系統架構如圖3.4所示，其中訊號來源為心電圖訊號經前置處理後所得的量化索引序列。心電圖之前置處理包含週期等化及基於多重索引指定的增益/形狀向量量化。首先，將1500段心跳訊號依每週期288個樣本點做週期等化，而後依維度 $k=4$ 劃分為向量，並對每個向量做增益正規化後做為產生量化碼書的訓練向量，量化碼書之大小則設定為 $M=6$ 位元，其量化結果如圖5.4到圖5.6所示。

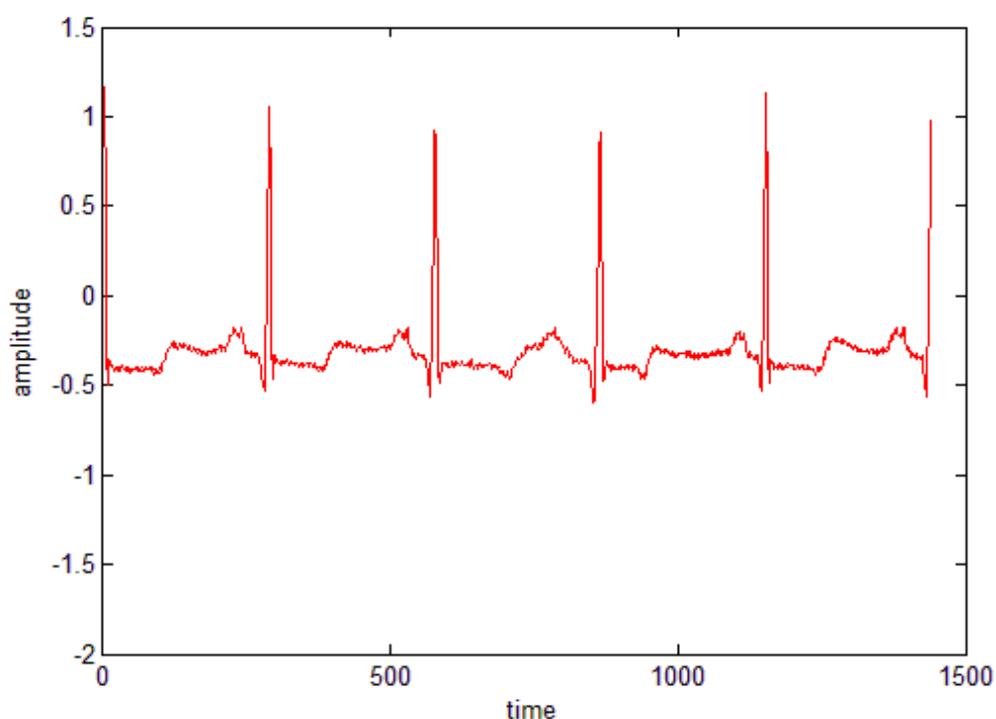


圖5.1：MIT-100 原始波形

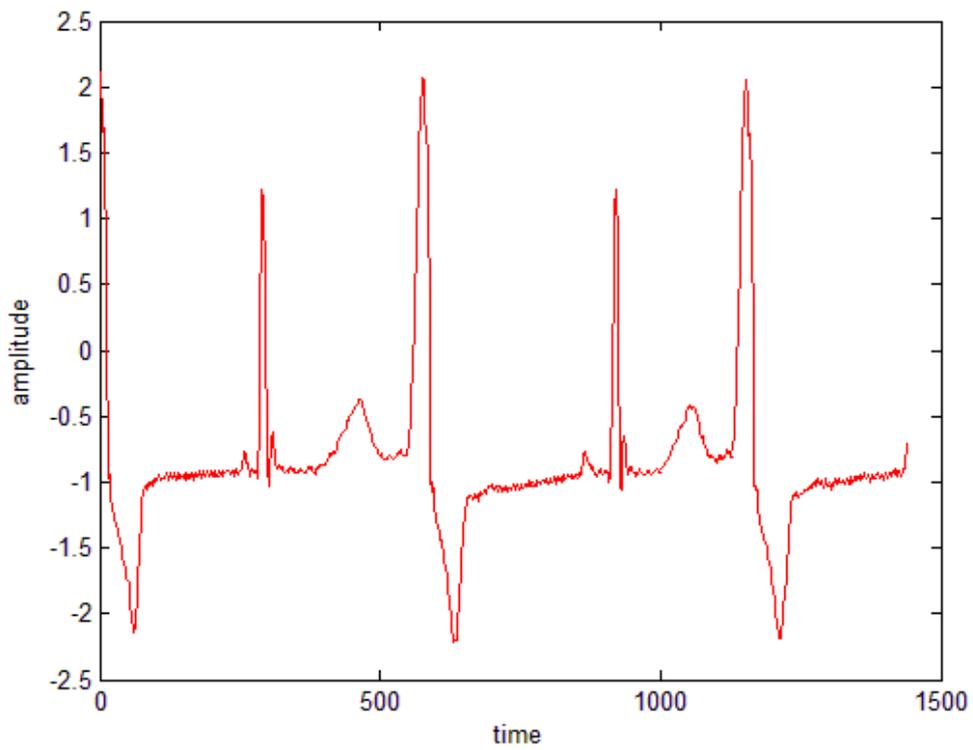


圖5.2 : MIT-119 原始波形

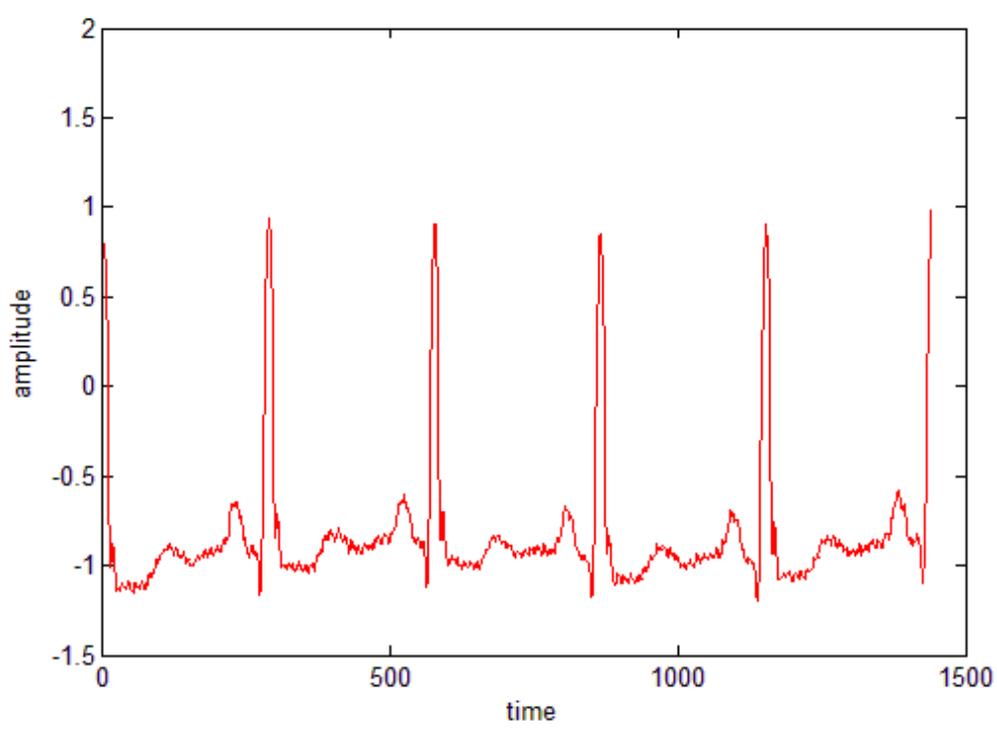


圖5.3 : MIT-122 原始波形

本章之實驗從心電圖裡擷取另外的200段心跳當作測試訊號，經過每週期288個樣本點之週期等化和基於多重索引指定之增益/形狀向量量化(k=4, M=6)處理後，將第一段心跳之量化索引當成解碼端之邊訊息Y，而剩餘的199段心跳之量化索引則當作編碼端之訊號源X。至於Y與X之間的相關性，可將X分段與Y比較其位元間之異同關係，並用虛擬的二元對稱通道表示之。關係式表示為

$$Y^n = X^n \oplus Z^n$$

其中Z可視為虛擬的位元錯誤序列。利用4.4節所推導的校驗子生成及逆生成矩陣，我們即可執行如圖3.4之編碼與解碼流程。

解碼效能之分析將基於三個面向，包括重建訊號的描繪，解碼後的索引錯誤率(symbol error rate, SER)，及PRD(percent root mean square difference)分析。SER代表量化索引於解碼後發生錯誤的機率，PRD則常用於評估心電圖經處理後的傳真度(fidelity)，其意義為訊號經處理前後相較於原始訊號的改變程度，定義則為

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L [x_{ori}(i) - x_{rec}(i)]^2}{\sum_{i=1}^L x_{ori}(i)^2}} \times 100$$

我們所使用的三個心電圖訊號在經基於多重索引指定之增益/形狀向量量化處理後，PRD分別為4.85%、2.99%、2.01%。由這三個PRD值可以發現心電圖經量化後產生的誤差有限，可進行後續之處理。

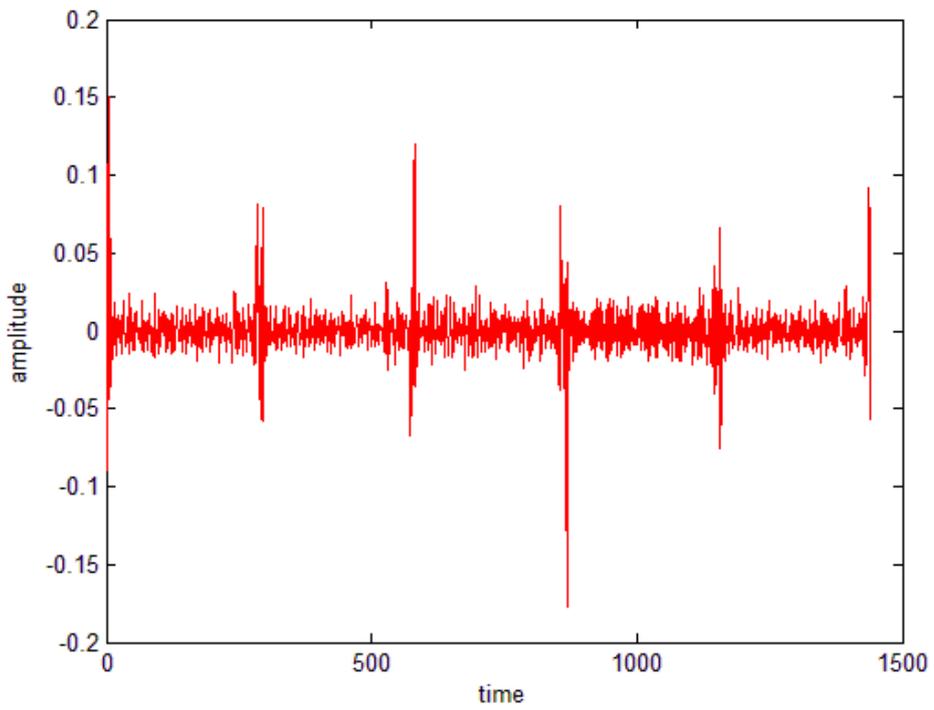
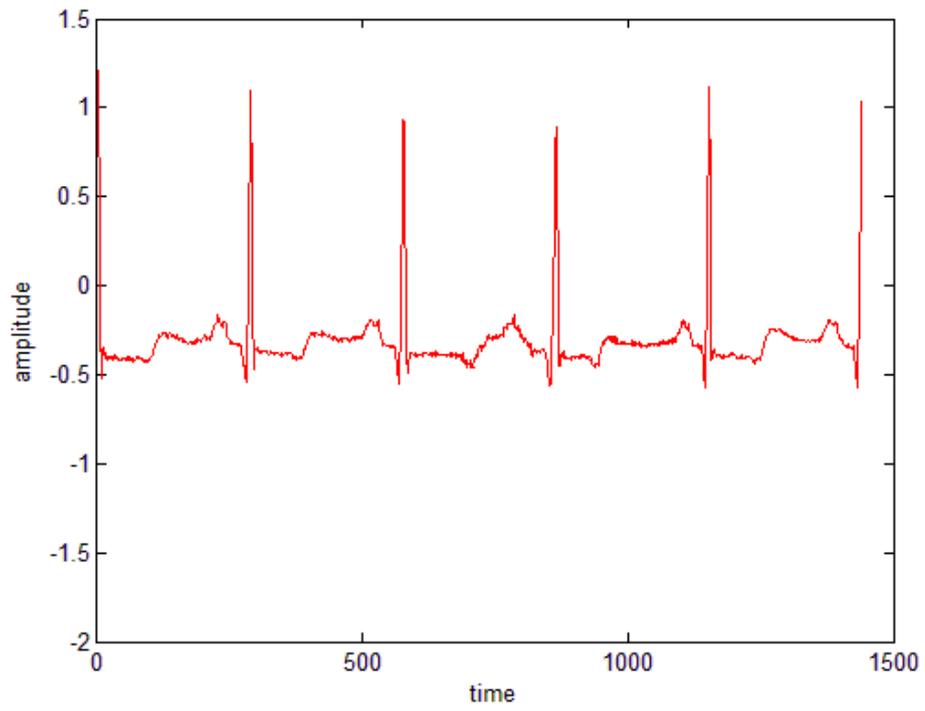
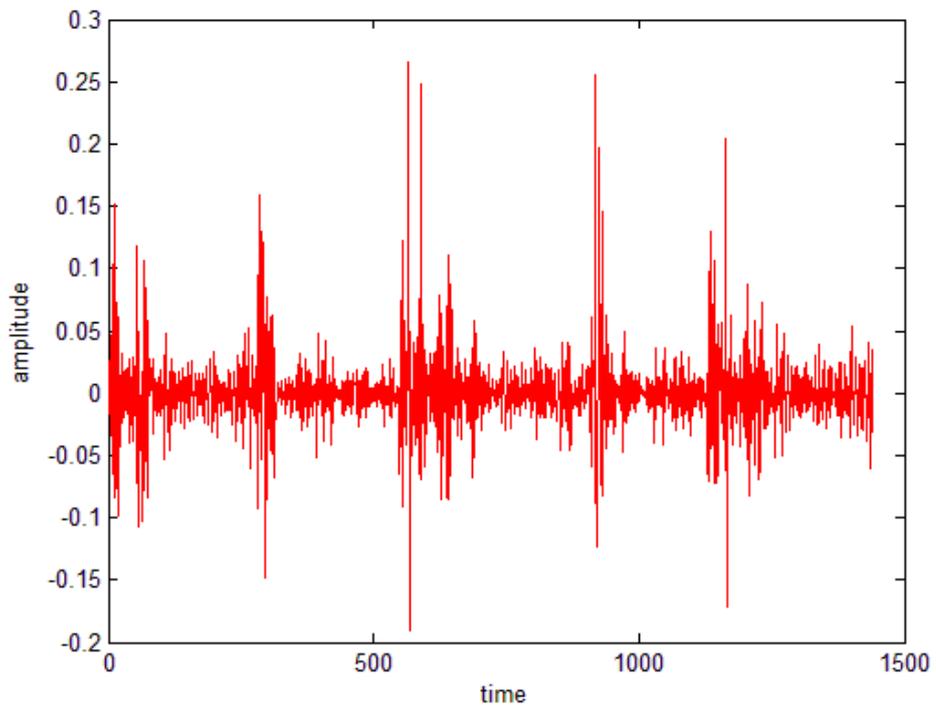
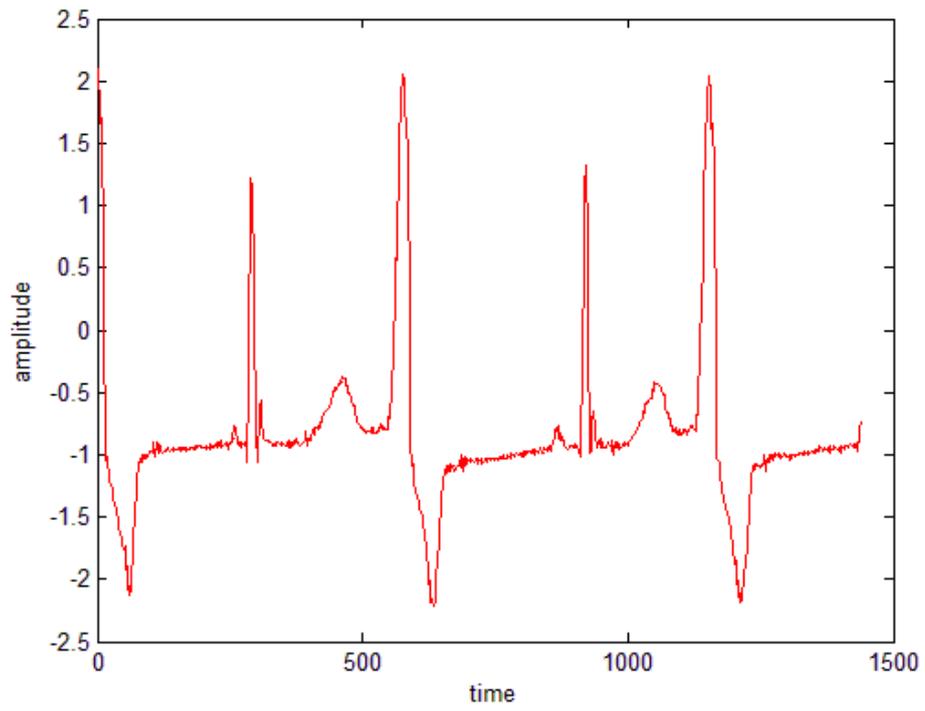
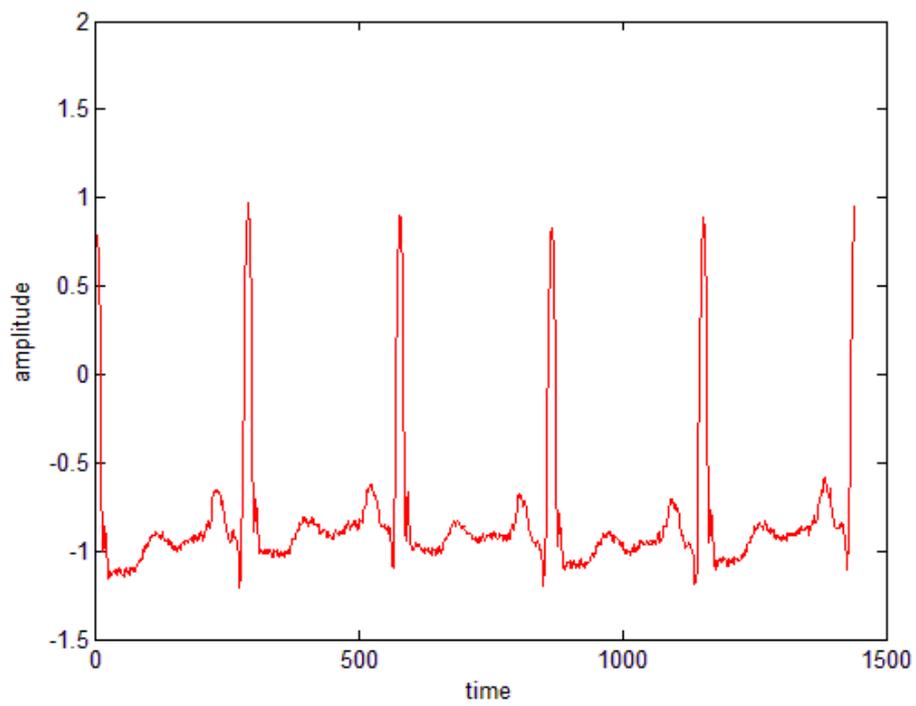


圖 5.4 : MIT-100(a)量化波形 (b)量化失真

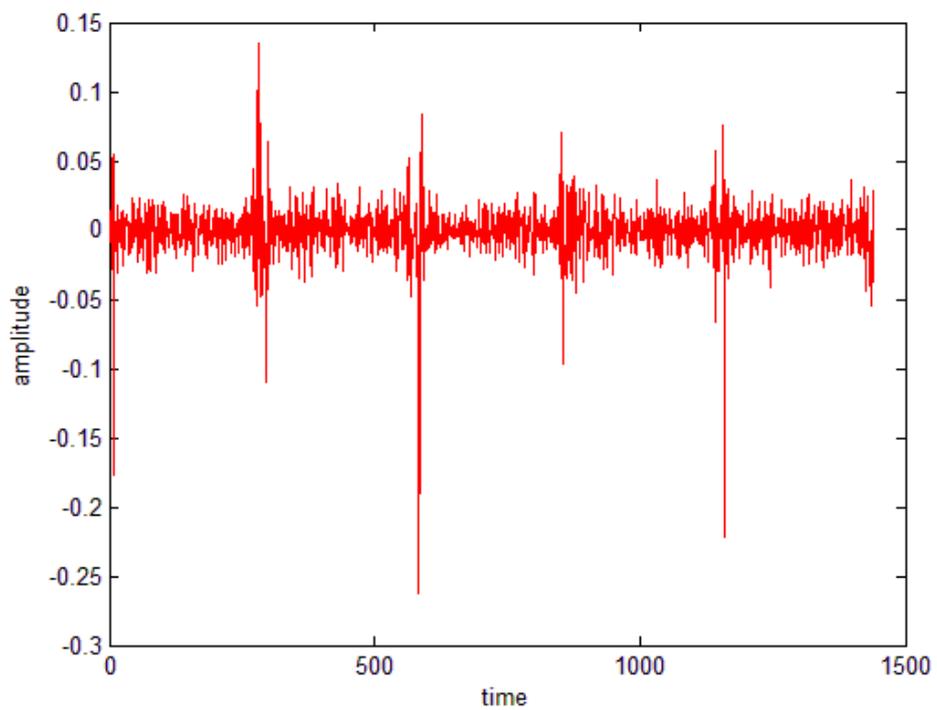


(b)

圖 5.5 : MIT-119(a)量化波形 (b)量化失真



(a)



(b)

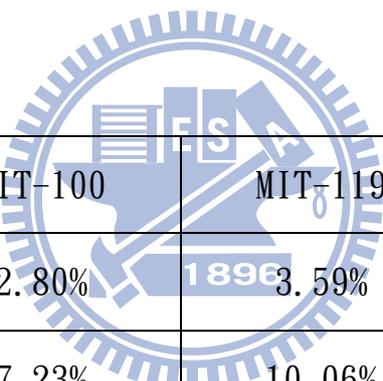
圖 5.6 : MIT-122(a)量化波形 (b)量化失真

5.2 維特比演算法在分散式訊源編碼系統之效能分析

實驗說明：

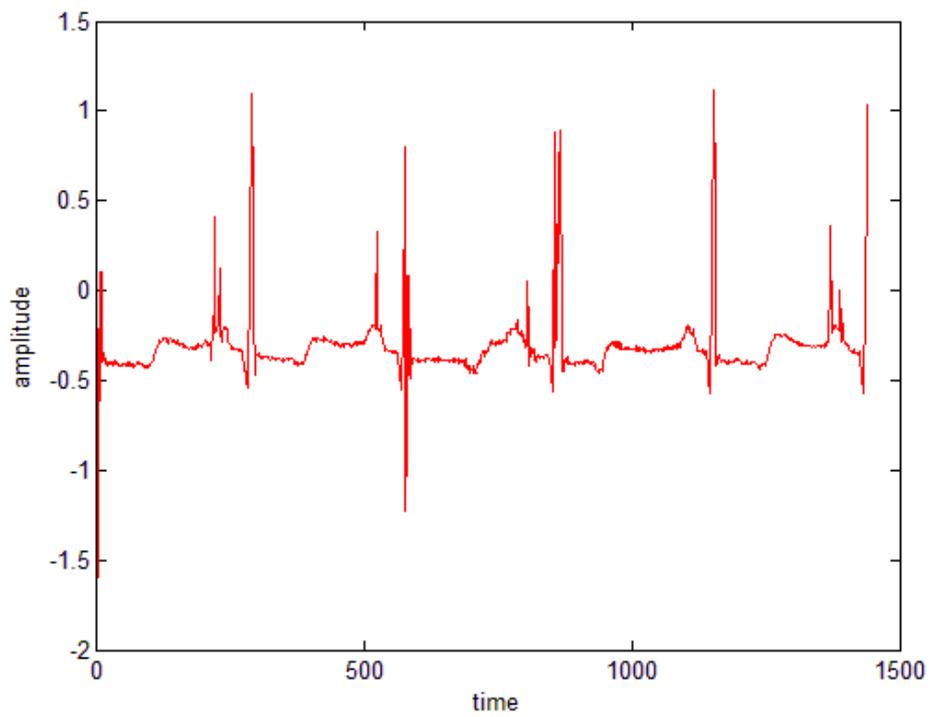
基於5.1節的說明及設定，本節之實驗利用第三章基於相關性訊源的分散式訊源編碼機制，並配合維特比解碼演算法，比較三個不同心電圖在維特比解碼下的重建波形、失真情況及其解碼效能。

實驗結果：

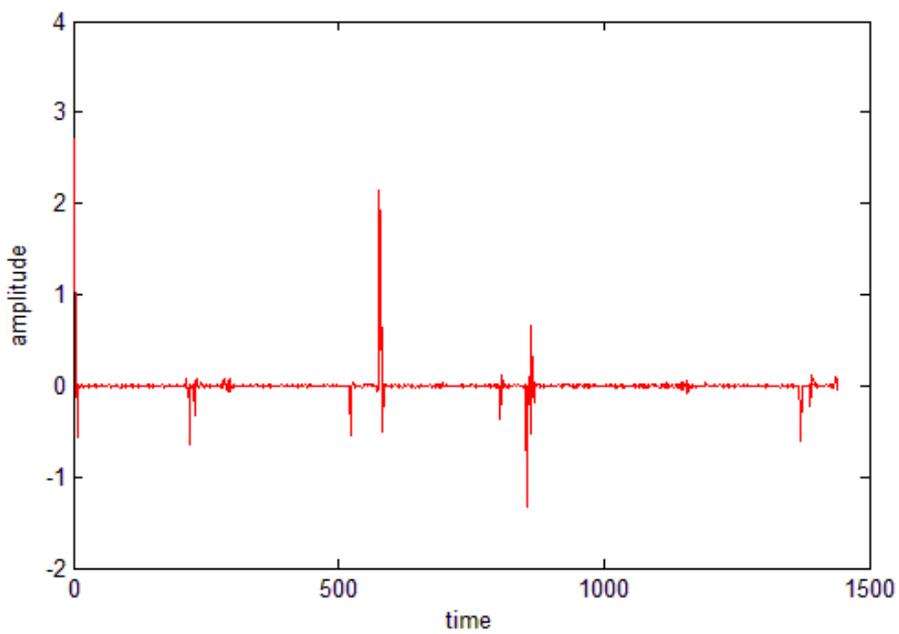


心電圖編號	MIT-100	MIT-119	MIT-122
虛擬通道之平均 BER	2.80%	3.59%	2.32%
SER	7.23%	10.06%	6.07%
PRD	28.85%	46.17%	12.55%
量化PRD	4.85%	2.99%	2.01%

表5.1：維特比演算法之解碼結果

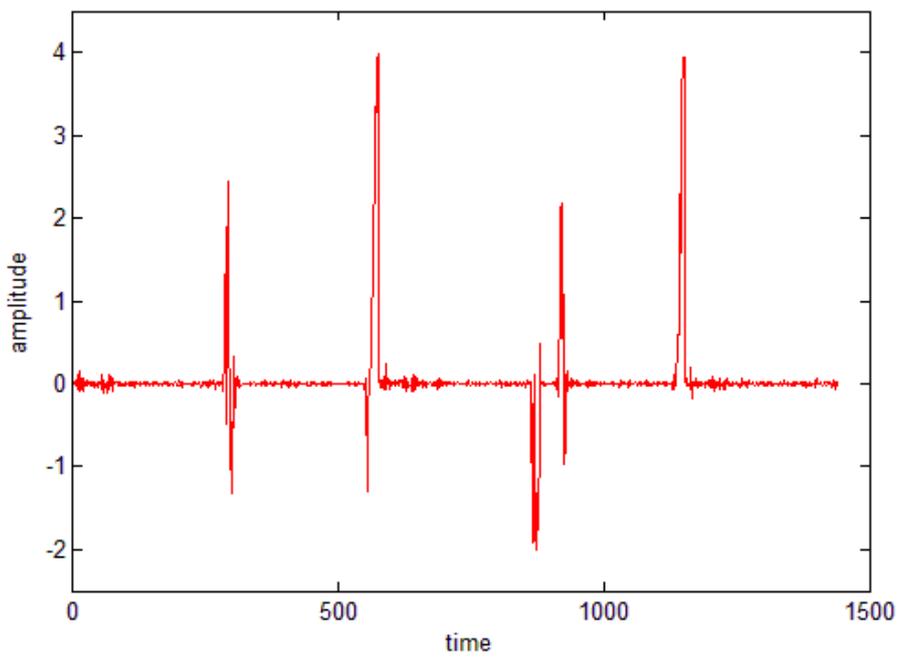
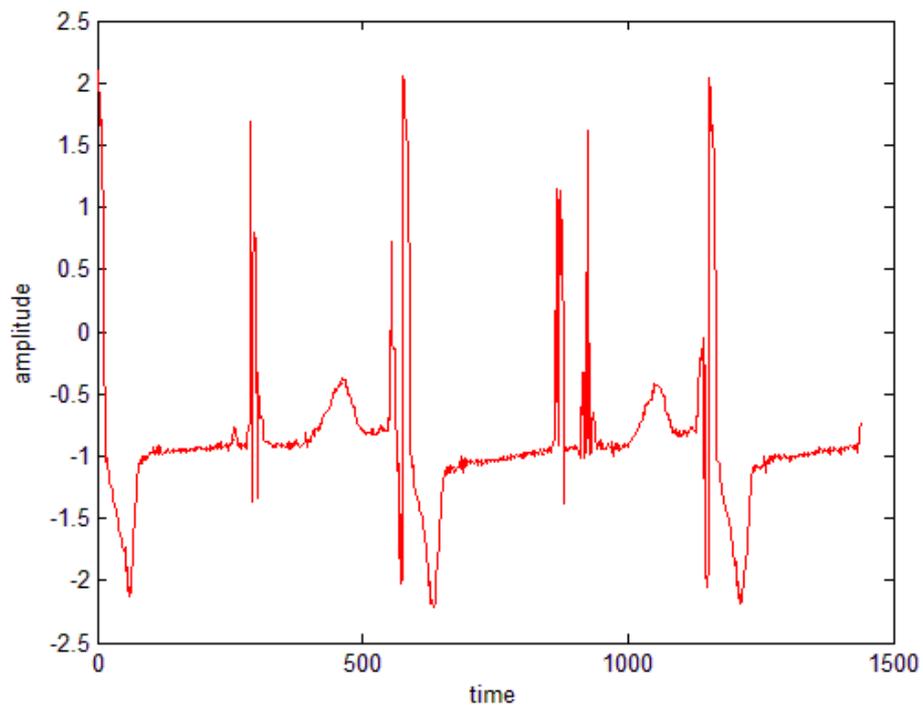


(a)



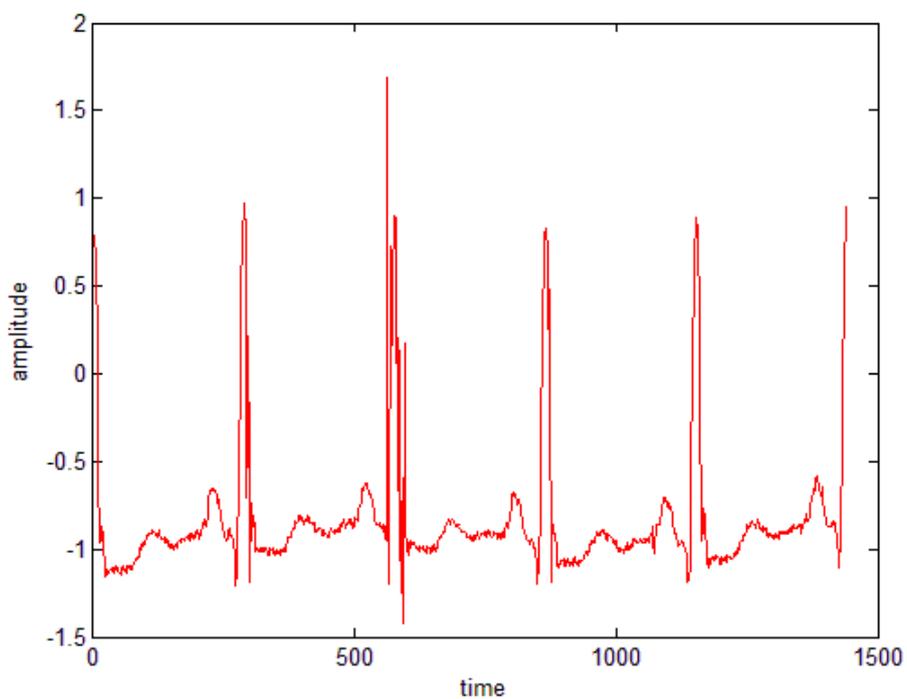
(b)

圖 5.7：MIT-100 於維特比解碼(a)重建波形 (b)失真情況

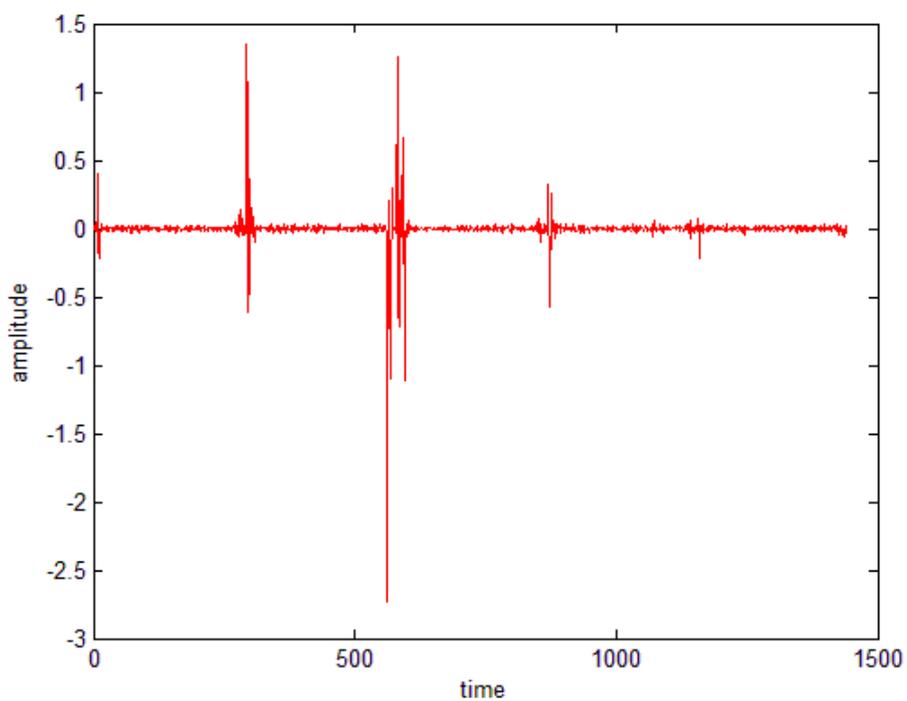


(b)

圖 5.8 : MIT-119 於維特比解碼(a)重建波形 (b)失真情況



(a)



(b)

圖 5.9 : MIT-122 於維特比解碼(a)重建波形 (b)失真情況

結果分析與討論

本實驗所用的三個心電圖訊號是分別針對不同受測者進行量測所得到的結果，而表5.1中PRD值的比較對象為原始心電訊號和經過維特比解碼重建之心電訊號。從表5.1可以看出，相較於異常波形的MIT-119，波形較穩定的MIT-100和MIT-122之解碼效果較佳。與經過量化所產生之PRD比較，MIT-100和MIT-122解碼後之PRD上升率亦小於MIT-119。但與其他常用的心電訊號壓縮演算法比較，經維特比解碼的PRD仍大於一般可接受的基準值10%。

若將原始心電圖波形和圖5.7~5.9之重建波形做比較，則很明顯地三個心電圖都有失真情況發生，但波形較穩定的MIT-100和MIT-122失真情況沒有MIT-119嚴重，符合我們對表5.1的觀察。值得注意的是，重建之心電圖在QRS波附近容易發生比較嚴重的失真情況；我們推論這可能是因為訓練碼書時，訓練訊號向量如圖3.7所示，大部分皆是振幅較低的訊號，因此碼書內也有較多振幅較低的代表向量。當解碼發生錯誤時，原先代表QRS波部分的量化索引容易指向振幅較低的代表向量，即使乘回其增益值，仍然無法得到近似原始訊號的結果。這個現象與解碼演算法之錯誤更正能力有一定程度的關係，而5.3節之BCJR演算法一般來說有優於維特比演算法的解碼能力，因此我們也推論此QRS波失真的情況能夠在解碼器使用BCJR演算法下獲得改善。

5.3 BCJR演算法在分散式訊源編碼系統之效能分析

實驗說明：

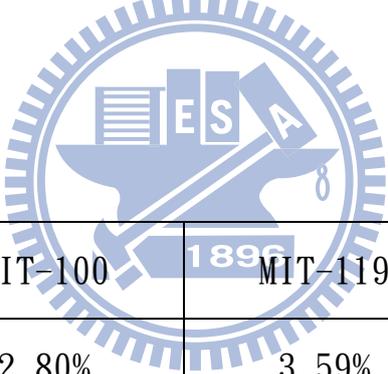
本實驗之環境設定與5.1節相同，而解碼器使用如4.3節所推導的索引層級BCJR演算法。索引層級BCJR演算法之關鍵為如何有效的整合量化索引事前機率於其解碼過程中；本實驗將使用來自兩種不同訓練方式的事前機率，並標記為BCJR-I及BCJR-II演算法。

依5.1節之說明，週期等化後的心電訊號每週期有288個樣本點，而向量維度 $k=4$ ，因此每週期之訊號將有72個向量。BCJR-I演算法使用的事前機率即根據1500段訓練訊號中每一週期的72個向量分別訓練而得到，因此每個向量所屬的64個索引值之事前機率會不相同，總共需儲存 $64*72$ 個機率值。解碼時，索引之事前機率將依其所屬的向量位置而引入。BCJR-II演算法所使用的事前機率則是不分向量，僅針對64個量化索引進行訓練而得64個機率值，解碼時也不分向量位置而直接使用。BCJR-I演算法雖讓解碼器所需儲存的事前資訊變多，但也含有更多的事前訊息，因此可預期其效果會優於BCJR-II演算法。

實驗結果

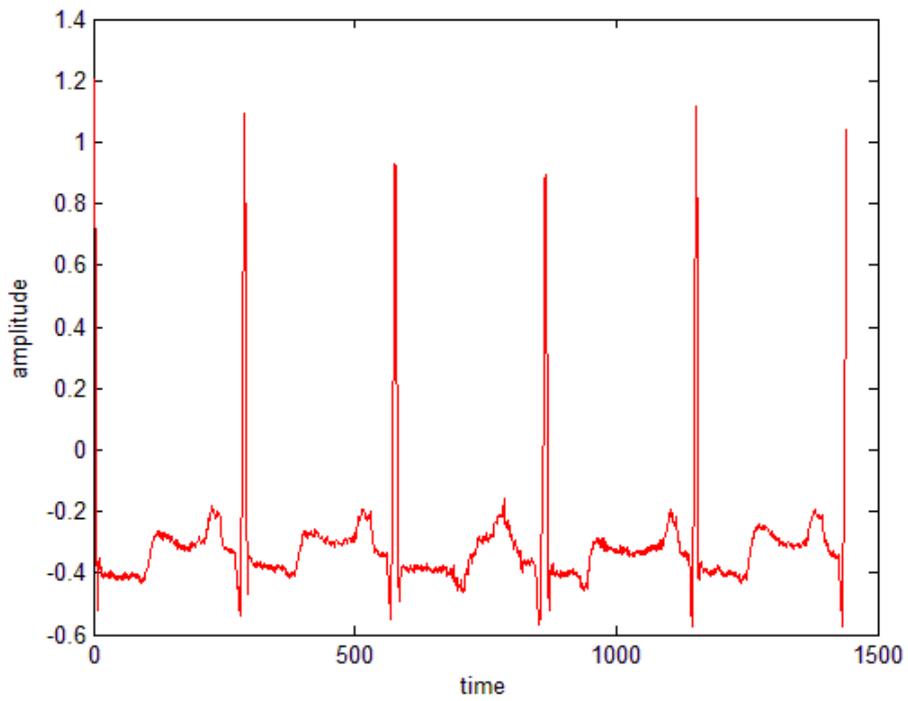
心電圖編號	MIT-100	MIT-119	MIT-122
虛擬通道之 平均 BER	2.80%	3.59%	2.32%
SER	2.23%	7.17%	0.94%
PRD	9.38%	44.65%	2.70%
量化PRD	4.85%	2.99%	2.01%

表5.2：BCJR-I演算法之解碼結果

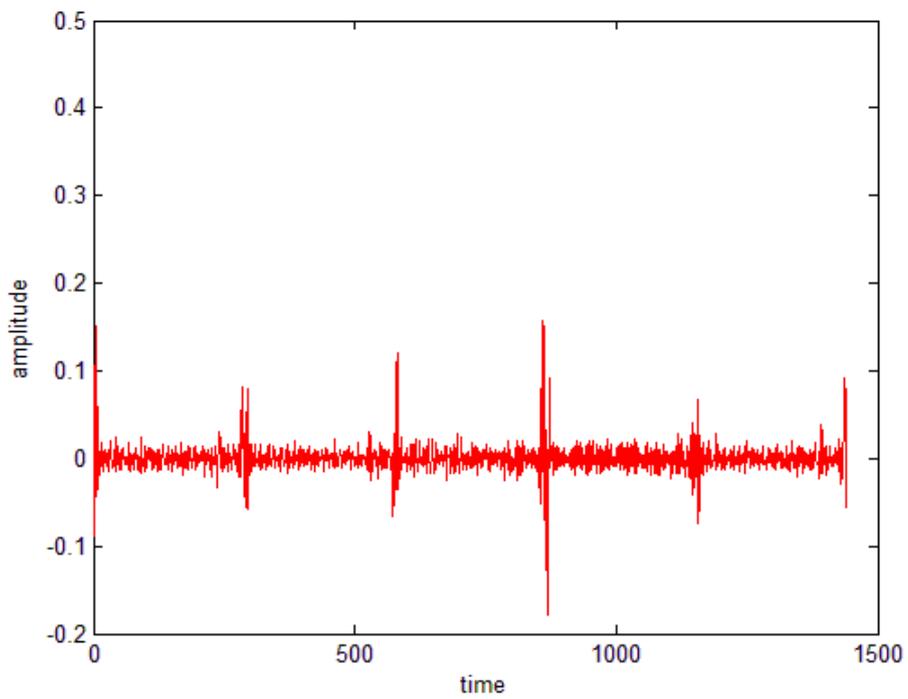


心電圖編號	MIT-100	MIT-119	MIT-122
虛擬通道之 平均 BER	2.80%	3.59%	2.32%
SER	5.65%	9.65%	5.00%
PRD	14.29%	47.34%	4.50%
量化PRD	4.85%	2.99%	2.01%

表5.3：BCJR-II演算法之解碼結果

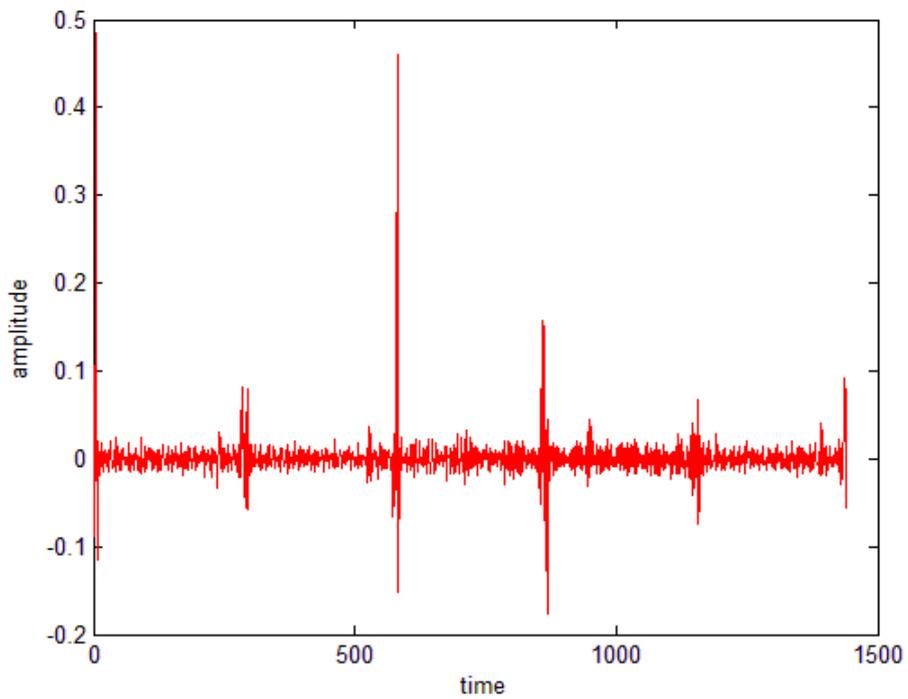
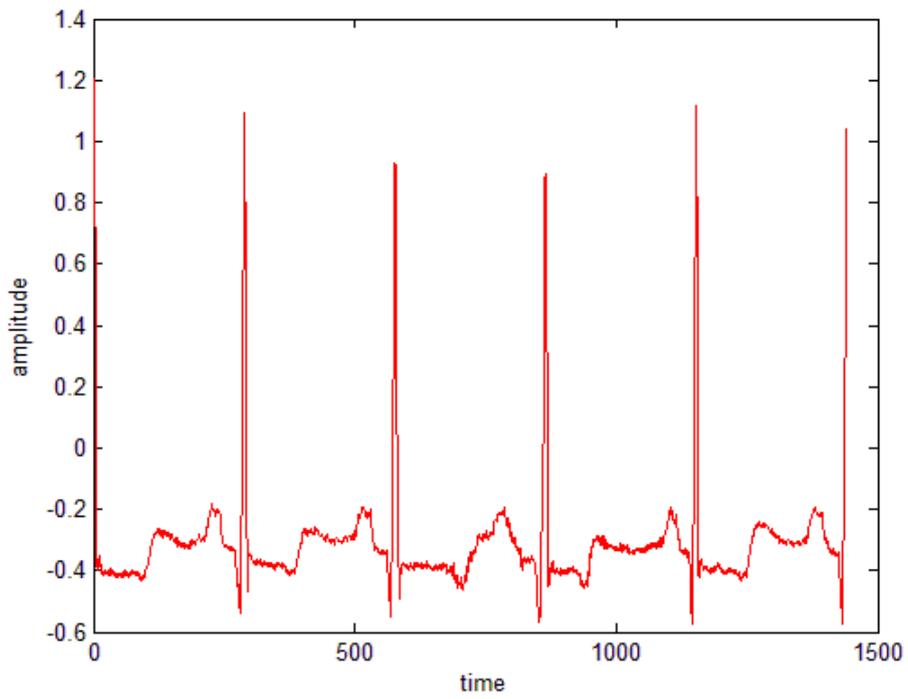


(a)



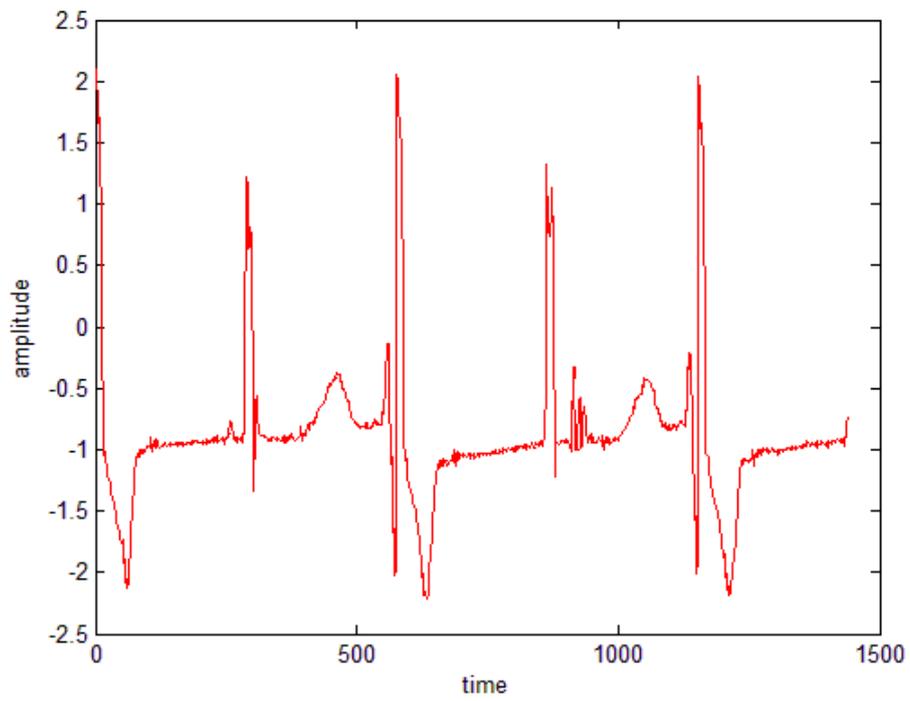
(b)

圖 5.10 : MIT-100 於 BCJR-I 解碼(a)重建波形 (b)失真情況

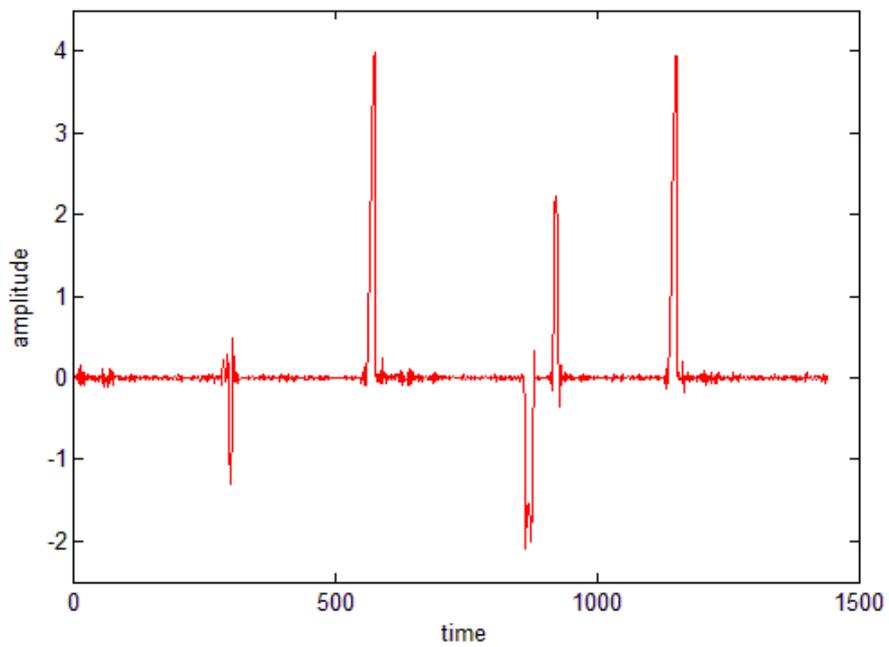


(b)

圖 5.11：MIT-100 於 BCJR-II 解碼(a)重建波形 (b)失真情況

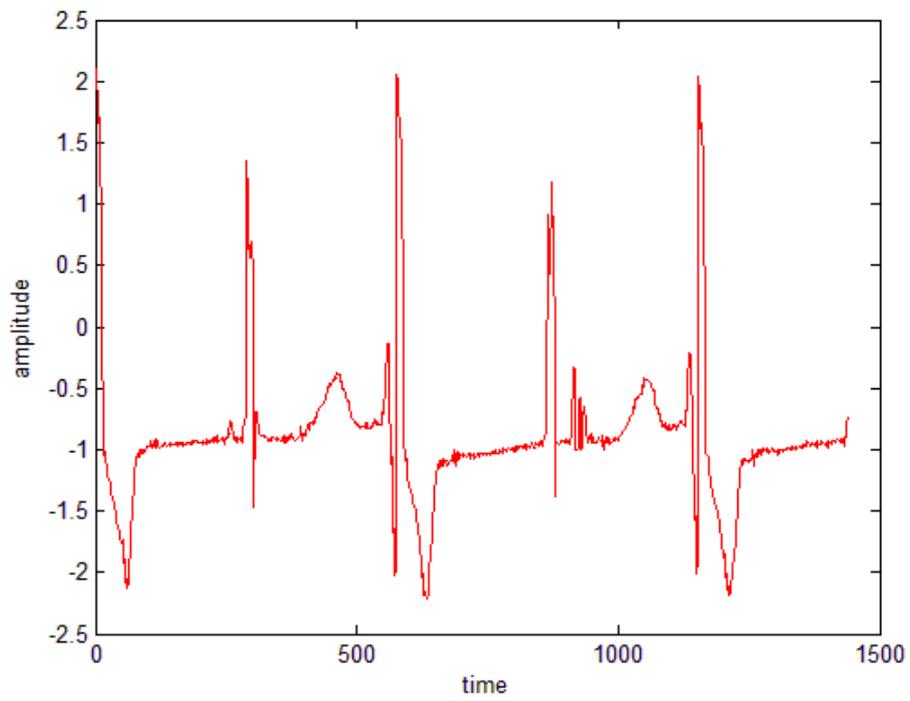


(a)

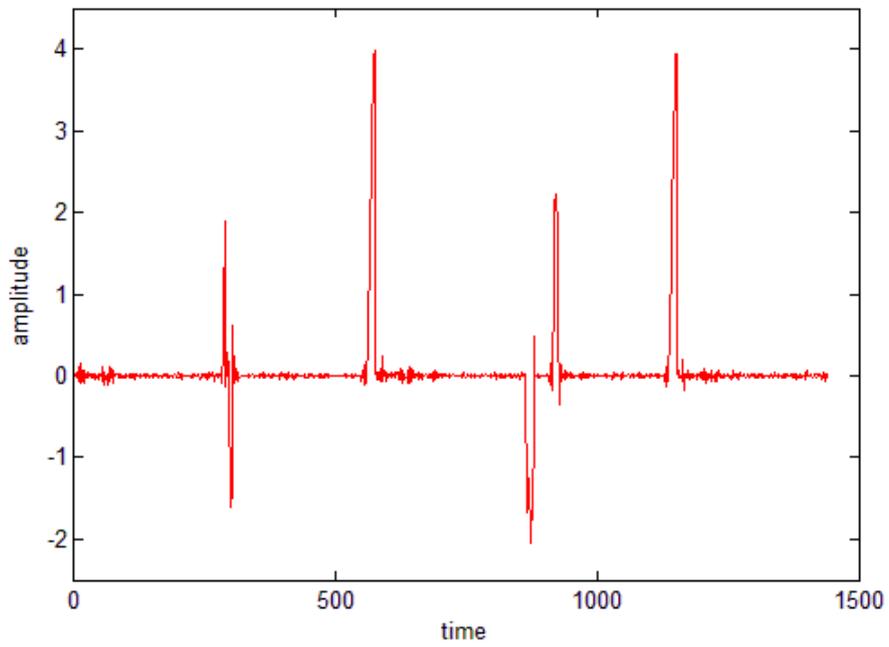


(b)

圖 5.12 : MIT-119 於 BCJR-I 解碼(a)重建波形 (b)失真情況

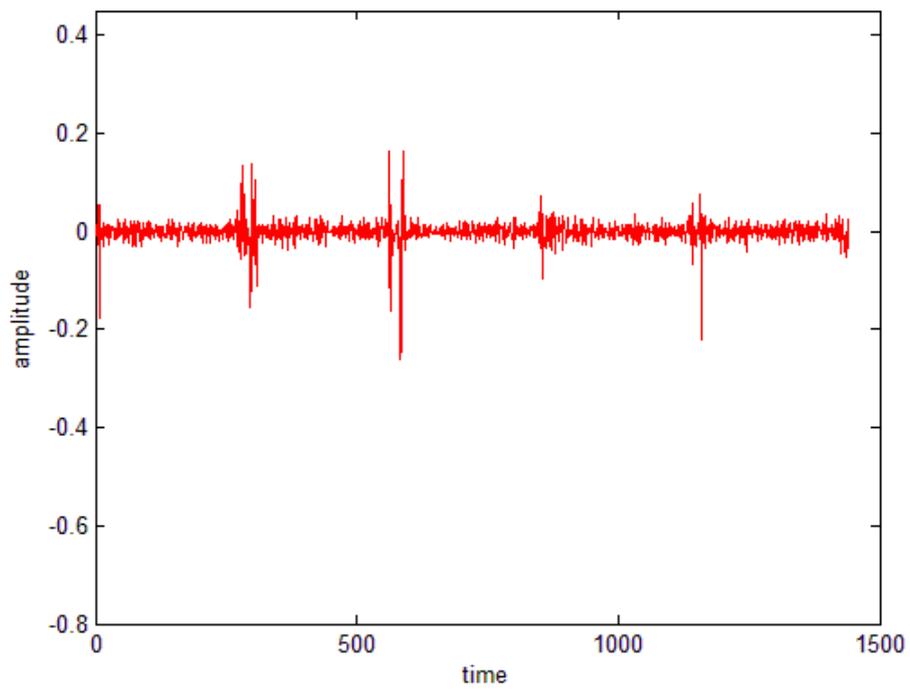
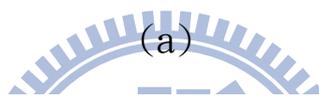
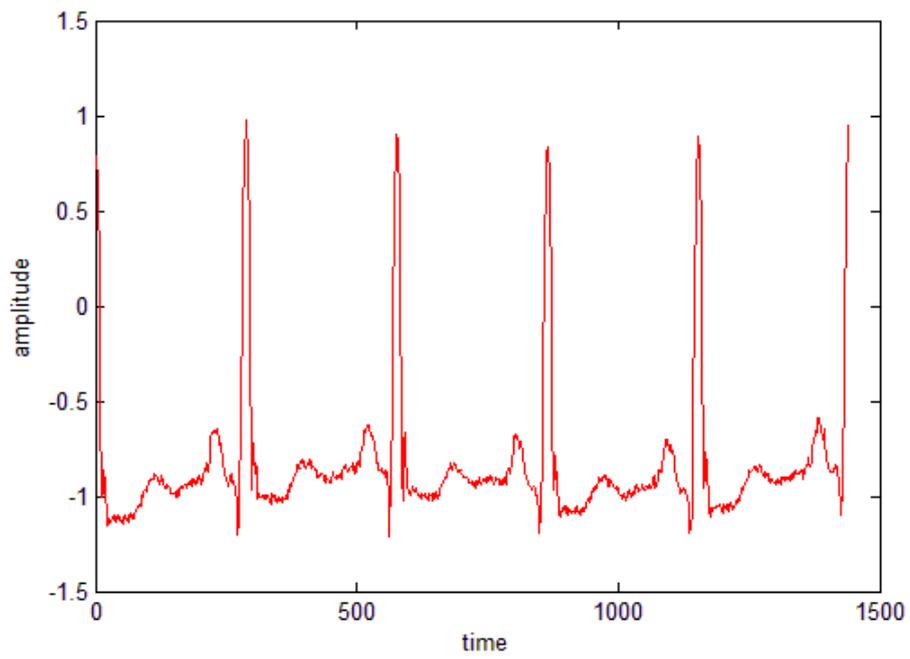


(a)



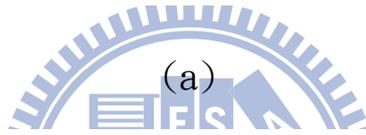
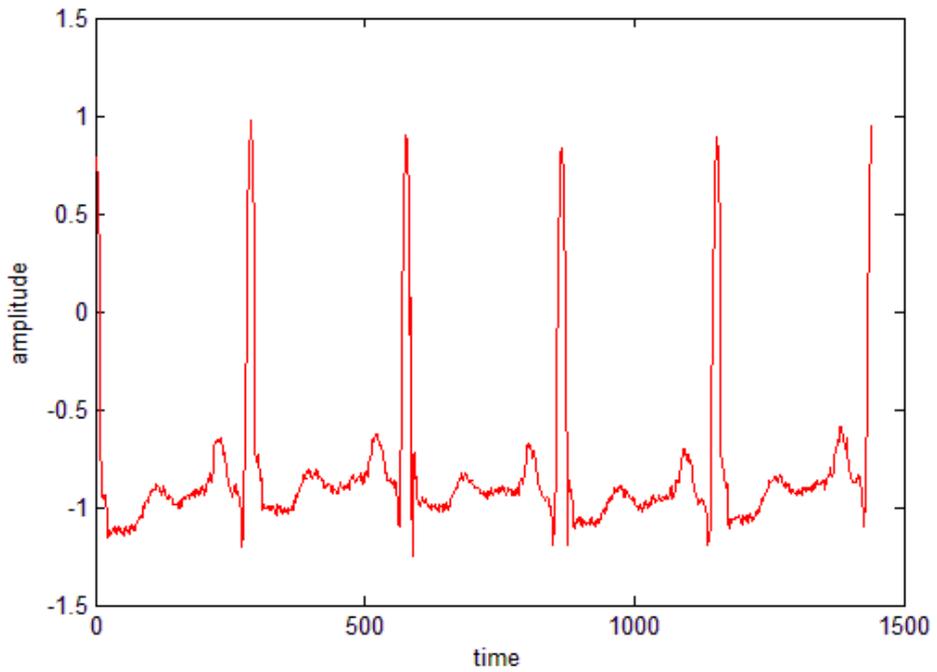
(b)

圖 5.13 : MIT-119 於 BCJR-II 解碼(a)重建波形 (b)失真情況

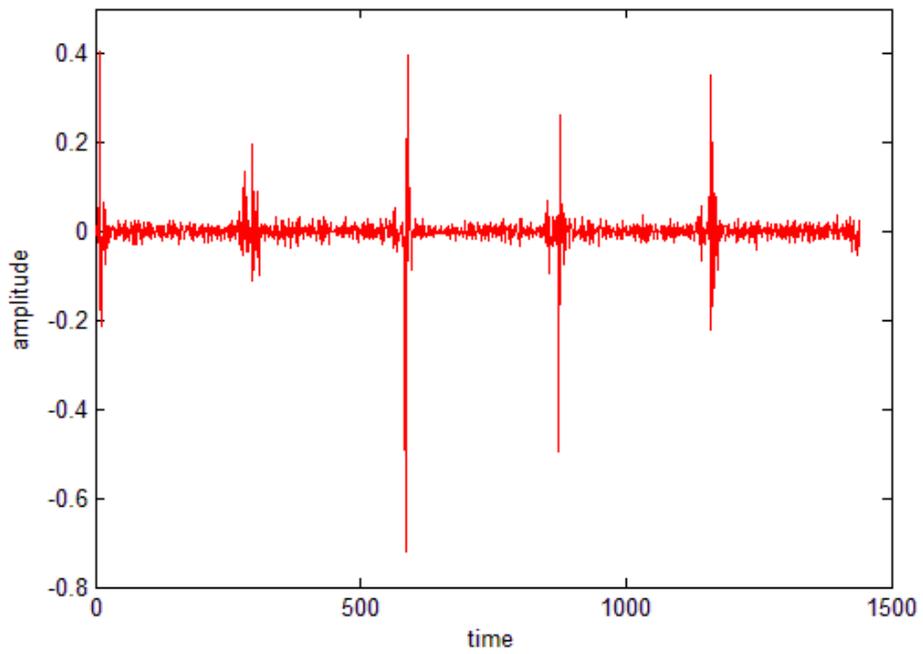


(b)

圖 5.14 : MIT-122 於 BCJR-I 解碼(a)重建波形 (b)失真情況



(a)



(b)

圖 5.15 : MIT-122 於 BCJR-II 解碼(a)重建波形 (b)失真情況

結果分析與討論

由表5.2及5.3可發現，除有著異常波形的MIT-119外之效能改進不甚明顯外，波形較穩定的MIT-100及MIT-122於BCJR-I演算法之解碼效能的確優於BCJR-II演算法及維特比演算法，符合我們的預期；而應用軟性解碼的BCJR-II演算法亦優於硬性決策的維特比演算法。

若將原始心電圖波形和如圖5.10~5.15之重建波形做比較，可發現波形較穩定的MIT-100和MIT-122有不錯的傳真度，且觀察其失真並配合表5.2及5.3，可推論失真大部分來自量化所產生的影響。而MIT-119解碼效果不甚理想的原因，我們推測可能是其波形之不穩定導致了事前機率無法提供太多有用的資訊；而波形不穩定也造成訓練訊號向量及依此訓練出的量化碼書內的代表向量較為分散，產生了類似5.2節討論中所提到的，索引的解碼錯誤會導致重建訊號與原始訊號的落差。

本節提出了基於兩種不同事前機率的BCJR演算法；BCJR-I能反應各心電訊號向量的事前資訊，實驗模擬結果也證實了此種事前機率對於有穩定波形的心電訊號之解碼相當有幫助。

第六章 結論與未來展望

隨著科技的進步，醫療品質也日益提升，國人平均壽命正逐年增加，因此遠距醫療看護系統也開始受到重視。根據行政院衛生署國民健康局的調查發現，國內65歲以上民眾幾乎每四人就有一人曾罹患心臟病，而急性心肌梗塞更持續高居台灣十大死因的第二位。心電圖的主要功能是提供病患心律不整的診斷資訊，亦即任何心跳速率、規則性、電脈衝的發源地及傳導路徑的異常。心電圖可依其週期切割轉換成二維矩陣的列向量，基於每一次心跳週期並不一致的考量，二維矩陣所屬的列向量必需個別先將其長度作週期等化處理。本研究著重於理想傳輸環境下心電圖編碼模組的製作，主要是根據分散式訊源編碼理論，兩個有相關性的訊源在各自在獨立編碼的情況下，仍能以合併解碼模式取得較低的理論熵值。至於研究步驟，主要針對MIT-BIH資料庫的多導極心電訊號，分析建立其訊源相關模型並視之為虛擬傳輸通道，再利用迴旋碼設計其碼分級校驗子的生成機制。遠端伺服器則利用另一相關性之訊源作為邊訊息，在接收校驗子後配合維特比或BCJR解碼演算法還原其心電訊號。傳統迴旋解碼器所採用的BCJR演算法，主要是根據位元層級柵狀碼圖而推導的位元後驗機率，無法充份運用量化索引的訊源冗息。在本論文中，我們嘗試在不變更傳送端

編碼架構的前提下，將迴旋解碼演算法提升至索引層級上進行處理，以期有效整合量化索引內含的重要冗息。其關鍵在於將解碼所需的柵狀碼圖以索引為單位個別進行合併，也就是重組位元層級柵狀圖使其成為分段柵狀圖。

如何設計一組適用於校驗子生成機制的通道碼，而不僅是沿用理論上證實有較高錯誤修正能力的通道碼範例，是一個值得深入探討的未來研究議題。校驗子生成機制的終極目標是希望能將心電訊號壓縮而衍生的重建失真最小化，而這項目標是否等同於選擇一高錯誤修正能力的通道碼仍有待進一步的觀察驗證。此外，在有雜訊干擾之環境下，如何基於解碼強健性及整體壓縮率的考量，而開發一具有錯誤修正能力的心電訊號壓縮模組，也是一個重要的研究方向。同時，我們從第五章的實驗結果可以清楚看到，心電圖波形的穩定度和解碼效果存在著相關性；但從醫療角度來看，具有心律異常的心電圖之壓縮及傳輸較有其價值。因此如何針對心律不整而產生的異常心電訊號進行壓縮，其重要性不言而喻。

參考文獻

- [1] C.S. Pattichis, E. Kyriacou, S. Voskarides, M.S. Pattichis, R. Istepanian, and C.N. Schizas, "Wireless telemedicine systems: an overview," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 44, no. 2, pp. 143-153.
- [2] S. Pavlopoulos, E. Kyriacou, A. Berler, S. Dembeyiotis, and D. koutsouris, "A novel emergency telemedicine system based on wireless communication technology-AMBULANCE," IEEE Trans. Inform. Tech. Biomed.-Special issue on emerging health telematics applications in Europe, vol. 2, no. 4, pp. 261-267, 1998.
- [3] 張家恩，以遠距視訊系統會診顯著減少離島地區空中緊急醫療轉送及有效節省經濟成本之研究，台北醫學大學傷害防治學研究所碩士論文，2004。
- [4] S. Tachakra, X.H. Wang, R. Istepanian, and Y.H. Song, "Mobile e-Health: the unwired evolution of telemedicine," Telemedicine Journal and e-Health, vol. 9, no. 3, pp. 247-257, 2003.
- [5] I.F. Akyildiz, T. Melodia, and K.R. Chowdury, "Wireless multimedia sensor networks: a survey," IEEE Wireless Communications, pp. 32-39, Dec. 2007
- [6] Z. Tu, J. Li, and R. S. Blum, "An Efficient SF-ISF Approach For the Slepian-Wolf Source Coding Problem," Eurasip Journal on Applied Signal Processing - Special Issue on Turbo Processing, Volume 2005, No. 6, pp. 961-971, May, 2005.
- [7] Z. Xiong, A. Liveris, and S. Cheng, "Distributed source coding for sensor networks," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, Sept. 2004.

- [8] Y. Liu, S. Lin, and M.P.C. Fossorier, "MAP algorithm for decoding linear block codes based on sectionalized trellis diagrams," IEEE Trans. Commun., vol.48, no.4, pp.577-587, April 2000.
- [9] M. Bingemen and A.K. Khandani, "Symbol-based turbo codes," IEEE Commun. Lett., vol.3, no.10, pp.285-287, Oct. 1999
- [10] D. Slepian and J. K. Wolf, "Noiseless coding of correlated information sources", IEEE trans. Inform. Theory, vol. 19, pp. 471-480, Jul. 1973.
- [11] S. S. Pradhan and K. Ramchandran, "Distributed source coding using syndromes(DISCUS): design and construction," Proc. of Data Compression Conf.(DCC), pp. 158-167, Mar. 1999.
- [12] 潘彥璋，「基於索引層級的疊代訊源通道解碼機制」，國立交通大學碩士論文，民國九十七年。
- [13] P. Tan and J. Li, "A practical and optimal symmetric Slepian-Wolf compression strategy using syndrome formers and inverse syndrome formers," Proc. of 43rd Annual Allerton Conf on Commun., Control and Computing, hampaign, IL, Sept. 2005.
- [14] P. Tan, K. Xie, J. Li, "Slepian-Wolf coding using parity approach and syndrome approach," In Proceedings of the 41st Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, MD,USA, March 2007; pp. 708-713.
- [15] Norhashimah Mohd Saad, Abdul Rahim Abdullah, and Yin Fen Low, "Detection of Heart Blocks in ECG Signals by Spectrum and Time-Frequency Analysis", Student Conference on Research and Development (SCORed 2006), Shah Alam, Selangor, MALAYSIA, 27-28 June, 2006.
- [16] Regional Base Hospital for Southeastern Ontario, Acquiring a 12 Lead Electrocardiogram.

- [17] 行政院衛生署 國民健康局，「衛生統計資訊網」。
- [18] M. Aboy, C. Crespo, J. McNames, J. Bassale, L. Jenkins, B. Goldstein, “A Biomedical Signal Processing Toolbox”, 2002
- [19] P. Hedelin, P. Knagenhjelm, and M. Skoglund, “Vector quantization for speech transmission,” in *Speech Coding and Synthesis*, W. B. Kleijn and K. K. Paliwal, Eds. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 1995.
- [20] Chia-Chun Sun and Shen-Chuan Tai, “Beat-Based ECG Compression Using Gain-Shape Vector Quantization”, *IEEE Transaction on Biomedical Engineering*, vol. 52, no. 11, Nov. 2005.
- [21] V.S. Pless, W.C. Huffman, ”Handbook of Coding Theory”,1998

