

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

結合直序展頻與糾錯編碼技術之研究

A Study of Combined Direct-Sequence
Spread Spectrum and Error-Control
Coding

研究生：黃慶和

指導教授：王忠炫 教授

中華民國九十九年七月二十六日

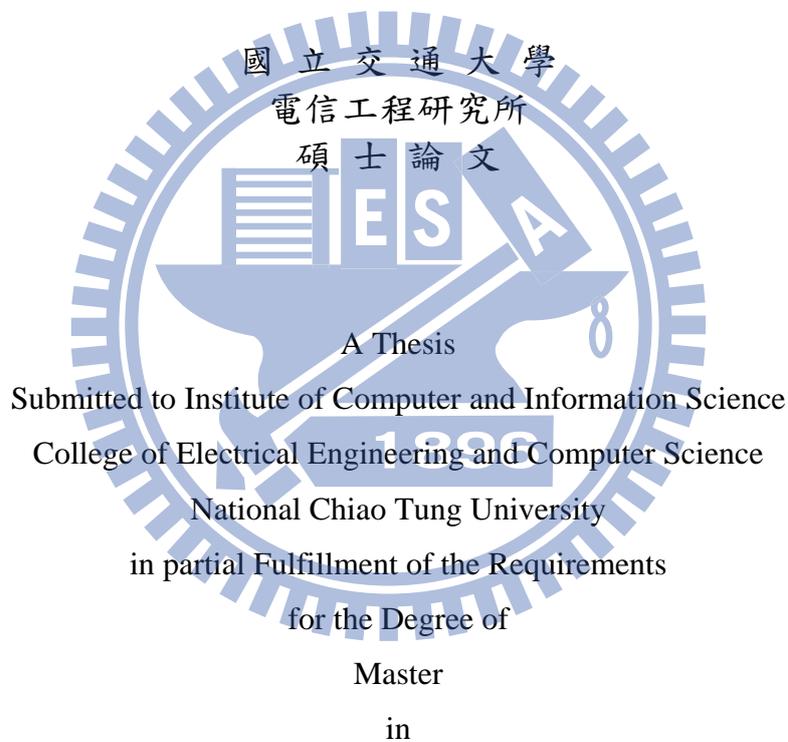
結合直序展頻與糾錯編碼技術之研究
A Study of Combined Direct-Sequence Spread Spectrum and Error-Control
Coding

研究生：黃慶和

Student : Ching-He Huang

指導教授：王忠炫

Advisor : Chung-Hsuan Wang



Computer and Information Science

July 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年七月

結合直序展頻與糾錯編碼技術之研究

學生：黃慶和

指導教授：王忠炫 老師

國立交通大學電信工程研究所碩士班

摘 要

擴展頻譜通訊 (Spread Spectrum Communication-SSC) 技術簡稱展頻技術，具有抗干擾強，抗多重路徑衰減好，保密性好等一系列的優點，在軍事通訊中得到應用與發展。近年來，直序展頻系統 DS-SS 在碼分多址 (CDMA) 等民用通訊中的應用也開始越來越受到人們的重視。另一方面，任何實際系統的通道都是有干擾的，通道雜訊會影響通訊的可靠性。

提高通訊系統可靠性常用方法之一是採用錯誤更正碼技術。本文在分析直序展頻系統 DS-SS 的研究背景，發展現狀與意義的基礎上，利用錯誤更正碼技術實現在保證通訊系統的通訊容量的同時盡可能提高通訊的可靠性。研究了一種將 M 元展頻和錯誤更正碼相結合的通訊方案，詳細分析了系統的原理與實現，分析結果表明：它不僅在帶限通道中獲得了較高的資料傳輸速率，同時採用糾錯編碼增強了系統的可靠性。

關鍵字：展頻通訊；DS-SS；錯誤更正碼；M 元展頻

A Study of Combined Direct-Sequence Spread Spectrum and Error-Control Coding

Student : Ching-He Huang

Advisor : Chung-Hsuan Wang

Institute of Communications Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

Spread Spectrum Communication (SSC) technology has the characteristic of high secrecy, and robustness to noise and multipath decay, and it has wide application in military communication. In recent years, the application of the direct sequence spread spectrum technology in code division multiple addresses (CDMA) has attracted increasing interests among the researches. On the other hand, there are noises in any practical channel, which can reduce the reliability of the communication.

One of the approaches in improving the reliability of the communication system is to use the error correcting coding technology. Based on the investigation on the background and the development on the discrete sequence spread spectrum technology, we use the error correcting coding technology to improve the security and the system capacity. In the paper we discussed a realization of communication system by combing M-ary spread spectrum with error correcting coding technology. The analyzing results show that it can not only obtain higher data transmitted rate, but also improve the reliability of the system by error correcting coding strategy.

Keyword : Spread spectrum communication; DS-CDMA ; error correcting code ; M-ary spread spectrum

誌 謝

感謝恩師 王忠炫老師對學生的細心指導與諄諄教誨，讓學生在求學期間學習到嚴謹的求學態度以及正確的待人處世觀念。恩師除了教導學生在學業上的本職學能，還包括了做人的道理，並時常給予勵志的話語。當學生在學業或生活上遇到挫折時，恩師都幫助學生度過沮喪的黑暗期，在此謹表衷心銘感。

謝謝口試委員翁芳標老師及鄭立德老師給予本論文的指正與建議，使整體論文更加充實，誠摯感謝。最後，要感謝一直在背後支持我的家人與朋友。尤其是我的媽媽以及老婆，感謝他們不時地來電給予精神上的鼓勵，陪我度過了人生中的最低潮，我相信父親也將以微笑的眼神，在天堂持續默默的保護著我們。謹將我的成果與喜悅獻給所有關心我的家人、老師與朋友們。

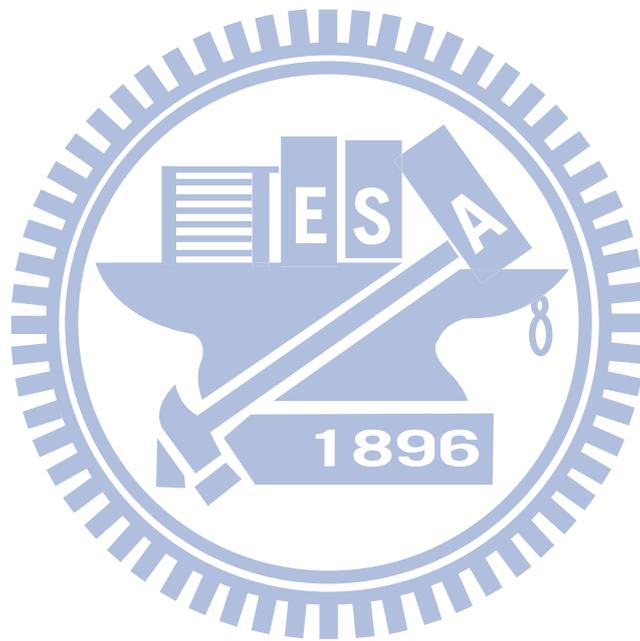
目錄

摘要	i
ABSTRACT	ii
誌謝.....	iii
目錄	iv
表目錄	vi
圖目錄	vii
第一章 引言	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	3
1.3 論文工作與安排	4
第二章 直接序列展頻通訊系統	5
2.1 展頻通訊的概念及原理	5
2.2 直序展頻通訊系統模型	9
2.3 直序展頻系統展頻碼分析	11
2.3.1 直序展頻系統展頻碼分類	11
2.3.2 直序展頻系統展頻碼性能指標	13
2.4 幾種常用展頻碼性能分析	14
2.4.1 M 序列.....	14
2.4.2 GOLD 序列.....	18
第三章 錯誤更正碼技術	23

3.1 糾錯編碼的基本原理	24
3.2 錯誤控制的基本方式	25
3.3 最小碼距與檢糾錯能力關係	28
3.4 幾種常用的檢錯碼.	30
第四章 基於直序展頻和錯誤更正碼結合的通訊系統設計	42
4.1 設計思想.	42
4.2 錯誤更正碼與展頻碼的結合設計	44
4.2.1 結合設計的概念	44
4.2.2 編碼率與展頻因子的抉擇 (Trade-off)	45
4.3 正交迴旋碼於直序展頻通訊系統之設計	48
4.3.1 LROCC 之於直序展頻系統之設計	49
4.3.2 特徵序列之設計	51
4.4 結合設計之研究方向	54
第五章 結論與建議	56
5.1 結論	56
5.2 後續研究建議	56
參考文獻	58

表目錄

表 3-1 資訊位元與監督位元.....	24
表 3-2 各個狀態在不同時刻之 $\theta_{S_i,t}$	38



圖目錄

圖 2-1 典型擴展頻譜系統框圖.....	5
圖 2-2 直接序列擴展頻譜展頻過程.....	7
圖 2-3 BPSK 直接序列擴展頻譜系統框圖.....	7
圖 2-4 調變器電路實現.....	8
圖 2-5 解調器電路實現.....	8
圖 2-6 DS-CDMA 系統原理框圖.....	9
圖 2-7 多址干擾示意圖.....	10
圖 2-8 m 序列自相關函數.....	13
圖 2-9 m 序列產生器結構.....	16
圖 2-10 m 序列產生流程圖.....	17
圖 2-11 Gold 碼發生器.....	18
圖 2-12 Gold 碼發生示意圖.....	20
圖 2-13 m 序列和 Gold 序列波形.....	20
圖 2-14 (互)相關性對比.....	21
圖 2-15 平衡性對比.....	22
圖 3-1 區塊碼的結構.....	25
圖 3-2 ARQ 方法原理圖.....	27
圖 3-3 FEC 方法原理圖.....	28
圖 3-4 資訊流編碼模型.....	31
圖 3-5 最大的自由距存在區間.....	33

圖 3-6 有限記憶.....	34
圖 3-7 無限記憶.....	34
圖 3-8 迴旋碼字之傳送與接收流程方塊圖.....	35
圖 3-9 迴旋碼字之傳送與接收流程方塊圖.....	35
圖 3-10 (3, 1, 2)迴旋碼之編碼器與籬笆模組.....	39
圖 3-11 應用維特比演算法於籬笆圖之實例解說.....	40
圖 3-12 正交迴旋碼編碼器之設計.....	41
圖 4-1 傳統通道編碼之於展頻系統框圖.....	43
圖 4-2 錯誤更正碼及展頻程序結合設計概念圖.....	45
圖 4-3 展頻系統頻譜擴展示意圖.....	45
圖 4-4 MF 與 MMSE 接收機之頻譜效益比較圖.....	48
圖 4-5 LROCC 之於展頻通訊系統收、發端簡化方塊圖.....	49
圖 4-6 LROCC 輸出碼字之功率頻譜.....	51
圖 4-7 使用者 m 、 j 之位元週期位移表示圖.....	52
圖 4-8 展頻程序之等效方塊圖.....	54

第一章 引言

1.1 研究背景

近年來，隨著通訊技術的迅猛發展，各種通訊業務相互之間的干擾也越來越嚴重，同時對資訊傳輸品質的要求也越來越高。如何降低相互間的干擾，怎樣在惡劣的通訊環境中保證通訊的有效性，是當前急需解決的一大議題。展頻通訊是近年來在高科技學科中發展起來的一門新技術。因其具有很強的抗干擾能力、隱蔽性好、抗截獲能力強、頻譜利用率高等優點，已被廣泛的應用於軍事通訊、民用通訊、測距及測速等各個領域。從四十年代起，人們便開始了對展頻技術的研究，但由於其高昂的研製設備、元器件的苛刻要求及數個專業的相關技術等條件，難以形成低價的應用產品，因而展頻技術發展緩慢。隨著電腦技術的飛速發展，與其密切相關的半導體技術也得到了本質的改變，特別是大型積體電路設計、工藝的應用普及，使展頻技術有了重大的突破和發展，使得過去僅能在實驗室完成的試驗工作進入實用產品階段。

展頻通訊，即擴展頻譜通訊(Spread Spectrum Communication)，它與光纖通訊、衛星通訊，一同被譽為進入資訊時代的三大高技術通訊傳輸方式。展頻通訊是隨著在軍事通訊中的應用而發展起來的[1]。展頻通訊最早出現在第二次世界大戰，作為美軍使用的無線保密通訊技術[2]。自 40 年代末期開始發展以來，迄今已有 40 年歷史了[3]。展頻通訊的基本理論和技術已達到了成熟階段[4]。80 年代初期開始，已廣泛應用於軍事通訊中。它在各種戰略和戰術通訊中，以及通訊、指揮、控制和情報系統中發揮著極其重要的作用。尤其在海灣戰爭中美軍使用展頻技術對敵方實施

的電子戰，更是發揮了展頻通訊電子反對抗、抗強干擾、反竊聽的技術威力，成了克敵制勝的最有力的武器[5-6]。現在展頻通訊已成為電子戰中通訊反對抗的一種必不可少的十分重要的手段。展頻通訊以其一系列獨特的優點在民用通訊中也獲得了巨大的發展，並迅速成為引領通訊發展的新的潮流[7-8]。

展頻通訊的基本特點是傳輸資訊所用訊號的頻寬遠遠大於資訊本身的頻寬，因為擴展了訊號頻譜。國外自 40 年代末期就開始了這方面的研究工作。但其後一個很長的時期，由於技術複雜和造價昂貴，進展不大。隨著通訊技術的發展和新型器件的出現，特別是最近幾次戰爭中電子戰十分激烈，促使各國軍方加速這種具有強抗干擾能力的新的通訊方式的研究。

到上世紀八十年代它已廣泛應用於各種戰略和戰術通訊中，成為電子戰中通訊反對抗的一種必不可少的十分重要的手段。除軍事通訊外，展頻通訊技術也廣泛應用於跟蹤、導航、測距、雷達、遙控等各個領域。不僅如此，近年來，世界各國都已進入資訊時代。在民用通訊方面，無線通訊、移動通訊、衛星通訊、微波通訊等都獲得了飛速的發展。為了滿足日益增長的通訊容量 (Capacity) 的需求和有效地利用頻譜資源，各國學者都紛紛提出利用展頻通訊技術可以容易地實現碼分多址，在數位蜂房移動通訊技術可以容易地實現碼分多址 (Code Division Multiple Access, CDMA)，在數位蜂房移動通訊、衛星移動通訊、室內無線通訊和未來的個人通訊廣泛採用展頻通訊，從而可使通訊容量增加了二十倍。展頻通訊在軍用和民用上的應用前景引起人們極大的興趣和高度的重視。

從香農 (Shannon) 公式 $C = B \log_2(1 + S/N)$ 可以看出，要保持資訊傳輸速率 C 不變，訊號頻寬 B 和訊雜比是可以互換的，這意味著不管訊雜比多低，只要將訊號頻寬擴展得足夠大，仍能保證以相同的資訊傳輸速率可靠地傳輸資訊，從而為現代

展頻通訊技術的實現提供了重要的理論基礎。在過去的幾十年中，由於技術的限制，人們還無法有效地擴展訊號頻譜，所以只能一直在走增加訊號功率、減少雜訊、提高訊雜比的發展道路。即使到了 20 世紀 70 年代虛擬碼技術已經出現，但關鍵環節未能突破仍是無濟於事。近幾年，由於超大型積體電路的發展，幾十兆赫、甚至幾百兆赫的虛擬碼發生器及其相關部件都已成為現實，才使展頻通訊獲得了極其迅速的發展，通訊的發展史也開始進入全新的轉捩點，已由用訊雜比換頻寬的年代進入了用頻寬換訊雜比的新時代。

通道編碼是展頻通訊中的關鍵技術之一，為了進一步提高展頻通訊系統的通訊可靠性，必須選擇合適的通道編碼方案。本議題主要是針對直接序列展頻系統，研究展頻通訊系統中的通道編碼部分。

1.2 研究目的

在現代通訊中遇到的一個重要問題就是保證通訊系統的通訊容量的同時盡可能提高通訊的可靠性。展頻通訊具有很強的抗干擾性能，其多址能力、保密、抗多重路徑等方面的優勢也倍受人們的關注，被廣泛應用於軍事與民用通訊中。其中，直接序列展頻 (Direct Sequence-Spread Spectrum, DS-SS) 是最為典型的一種展頻方式。一般的直接序列展頻是將資訊碼與隨機碼進行模二加來獲得擴展後的序列。為了在帶限通道中保證抗干擾性能的同時提高系統的資料傳輸率，可以採用 M 元展頻的方法。另一方面，任何實際系統的通道都是有干擾的，通道雜訊會影響通訊的可靠性。通訊理論已經證明：隨著通道容量利用程度的提高，如不採取編碼措施，傳輸可靠性將會隨之下降。在給定條件下兼顧系統的有效性和可靠性是通訊系統設計者始終關注的重要問題。提高通訊系統可靠性常用方法之一是採用錯誤更正碼技

術，其中前向糾錯 (Forward Error Correction, FEC) 技術在實際系統中得到了廣泛的應用。

FEC 技術就是編碼端在資料發送之前增加一定的冗餘，解碼端利用這些冗餘來糾正通道中發生的錯誤，恢復原始資訊。它的主要優點是：不需要回饋通道，解碼延遲固定，適用於即時傳輸系統。如果將 FEC 技術與直接序列展頻技術結合，得到的系統要比單純的直接序列展頻系統有更好的可靠性，比單純直序展頻系統有更大的通訊容量，兼顧了通訊可靠性和有效性。因此在本文中，我們主要討論將 FEC 技術與直序展頻系統結合的思想，探討其基於 M 元展頻和改錯碼相結合的通訊系統的可能實現方案，分析各個實驗方案的工作原理並對其進行分析對比。

1.3 論文工作與安排

本論文的結構安排如下：第一章為本緒論，介紹了本論文的議題背景，以及選題的意義和主要研究內容；第二章介紹了直接序列展頻通訊的基本原理，分類和特點；第三章介紹通道編碼的基本概念和原理，並詳細討論改錯碼編碼原理及表示方法；第四章介紹了 FEC 與直序展頻系統展頻碼之結合設計方法；第五章總結了全文工作，提出需要進一步研究的方向。

第二章 直接序列展頻通訊系統

2.1 展頻通訊的概念及原理

擴展頻譜 (Spread Spectrum, SS) 通訊簡稱展頻通訊，一般指用比訊號頻寬寬得多的頻帶寬度來傳輸資訊的技術。它是一種資訊傳輸方式，在發送端採用展頻碼調變，使訊號所占的頻帶寬度遠遠大於所傳資訊必需的頻寬，在接收端採用相同的展頻碼來進行相關解調來解展頻以恢復所傳資訊資料。一種典型的擴展頻譜系統如圖 2-1 所示：

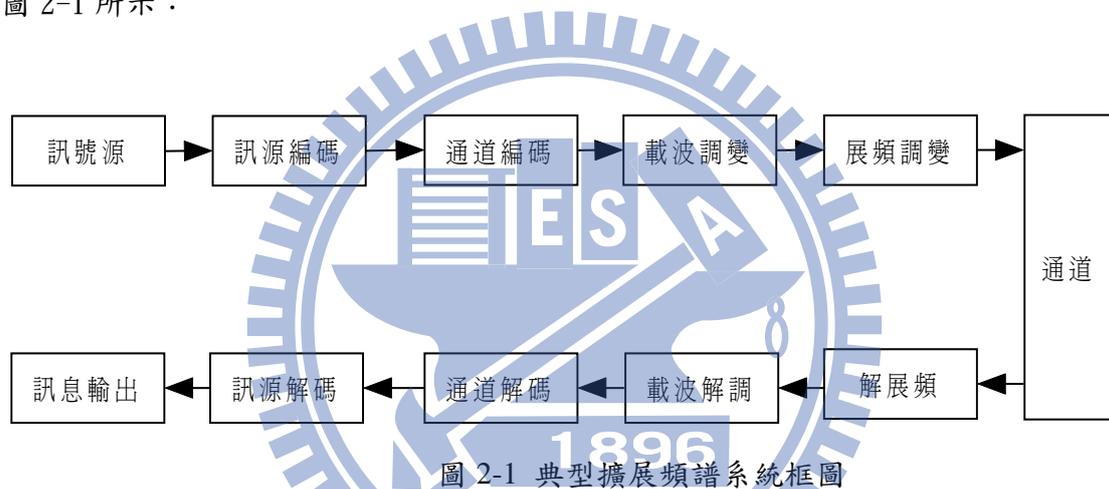


圖 2-1 典型擴展頻譜系統框圖

它主要由原始資訊，訊源編解碼，通道編解碼（錯誤控制），載波調變與解調，展頻調變與解展頻和通道六大部分組成。訊源編碼的目的是去掉資訊的冗餘度，壓縮訊源的數碼率，提高通道的傳輸效率。錯誤控制的目的是增加資訊在通道傳輸中的冗餘度，使其具有檢錯或糾錯能力，提高通道傳輸品質。調變部分是為使經通道編碼後的符號能在適當的頻段傳輸，如微波頻段，短波頻段等。展頻調變和解展頻是為了某種目的而進行的訊號頻譜展寬和還原技術。與傳統通訊系統不同的是，在通道中傳輸的是一個寬頻的低頻譜密度的訊號。為什麼要進行展頻？這是因為它具有一些獨特的優點：

- (一) 抗干擾能力強，特別是抗窄帶干擾能力。
- (二) 可檢性低，(LPI---LOW PROBABILITY OF INTERCEPT)，不容易被偵破。

- (三) 具有多址能力，易於實現碼分多址 (CDMA) 技術。
- (四) 可抗多重路徑干擾。
- (五) 可抗頻率選擇性衰落。
- (六) 頻譜利用率高，容量大(可有效利用糾錯技術、正交波形編碼技術)。
- (七) 具有測距能力。
- (八) 技術複雜。

擴展頻譜技術的理論基礎是資訊理論中的香農定理[9]：

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

其中 C 為通道容量 (位元/秒)； N 為雜訊功率； W 為頻寬 (赫茲)； S 為訊號功率。當 S/N 很小時 (≤ 0.1) 得到：

$$W = \frac{C}{1.44} \frac{N}{S} \quad (2.2)$$

在無錯誤傳輸的資訊速率 C 不變時，如 N/S 很大，則必須使用足夠大的頻寬 W 來傳輸訊號。擴展頻譜的方式主要有直接序列 (Direct Sequence, DS)，跳頻 (Frequency Hopping, FH)，跳時 (Time Hopping, TH) 及其幾者的混合 [11, 12]。直接序列展頻就是用比資訊速率高很多倍的偽隨機雜訊碼 (Pseudo-random Noise, PN) 與訊號相乘來達到擴展訊號的頻寬。跳頻是使原訊號隨機的用不同載波傳輸發送，跳時是使用偽隨機碼序列來開通或關斷發射機，即訊號的發射時刻和持續時間是隨機的。跳頻展頻 (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS)，即載波頻率按照一個碼序列產生的圖形以離散增量變動，有時需要選擇編碼以避免與其它非 SS 系統的干擾。在一個 FHSS 系統中，訊號頻率在一個特定的時間段 (稱為碼片) 內保持不變，系統可以是快跳頻或慢跳頻。在一個快跳頻系統中，跳頻發生的速率比消息位元速率高，慢跳頻系統中則恰相反。跳時系統中，傳輸時間劃分成稱作幀的時間段，每個幀分成若干時隙，在每幀內，有且只有一個時隙被調變一個消息。

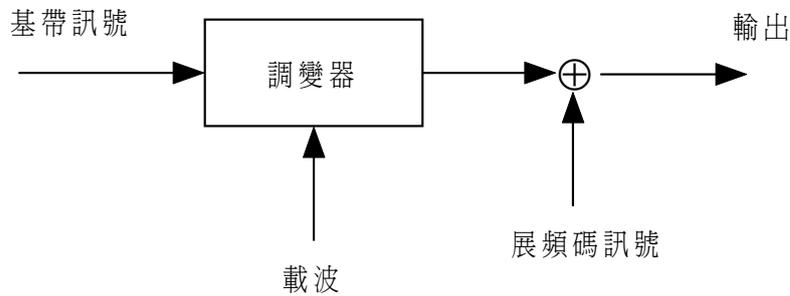


圖 2-2 直接序列擴展頻譜展頻過程

所謂直接序列的展頻系統是用比資訊位元速率高許多的虛擬碼序列對已調載波訊號進行第二次調變（展頻調變）的系統。直接序列展頻即一個載波經過一個數位編碼調變，該編碼位元速率比資訊訊號位元速率高很多，這類系統也稱作偽雜訊（PN）系統，這是民用通訊系統特別是第三代移動通訊所採取的主要展頻技術。使用 DSSS 系統，其錯誤會隨機地分佈在時域上，而 FHSS 系統中的錯誤則會成群分佈。突發性錯誤歸因於與時間和頻率有關的衰減和特定頻率干擾，而 DSSS 系統在時域和頻域對資訊進行擴展因而實現了時間和頻率分集，減少了衰減和干擾的影響。直接序列擴展頻譜展頻過程如圖 2-2 所示。基帶系統可以是類比的也可以是數位的。常用的 BPSK 直接序列擴展頻譜系統調變器如圖 2-3 所示。

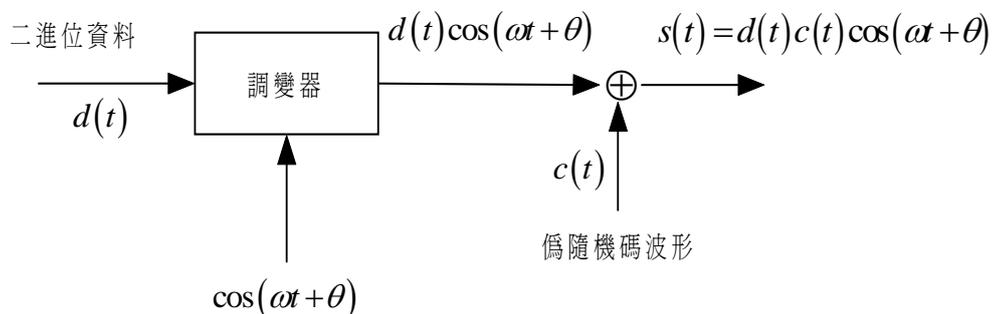


圖 2-3 BPSK 直接序列擴展頻譜系統框圖

若二進位資訊為 $d(t)$ ，取值為 ± 1 ，虛擬碼 $c(t)$ 也為二進位資訊，取值為 ± 1 ，一次調變為 $d(t)\cos(\omega t + \theta)$ 。二次調變後為 $s(t) = d(t)c(t)\cos(\omega t + \theta)$ 。由上式可以看出，在電路系統中可先進行 $d(t)c(t)$ 然後再對載波進行二相調變。數位表達與電路系統不同。數學上 $d(t)$ 與 $c(t)$ 取值為 ± 1 ，但在數位電路中 $d(t)$ 與 $c(t)$ 取值為 $0, 1$ 。

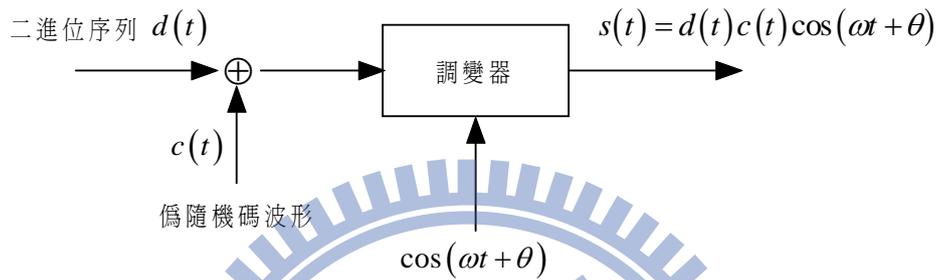


圖 2-4 調變器電路實現

解調器如圖 2-5 所示（先解展頻後解調）。

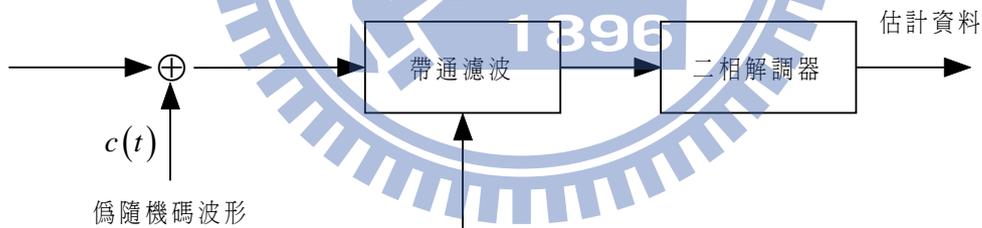


圖 2-5 解調器電路實現

Shannon 給出的通訊通道的理論指出：對於同樣的理論容量 C ，可以透過增加頻帶寬 B_w 來降低對訊雜比的要求，DS-SS 系統就是透過增加頻帶寬 B_w 來降低對訊雜比門限值，這也正是展頻通訊的精髓，即用頻帶換取訊雜比。圖 2-6 為一個採用 PN 碼展頻的 DS-SS 系統原理框圖。

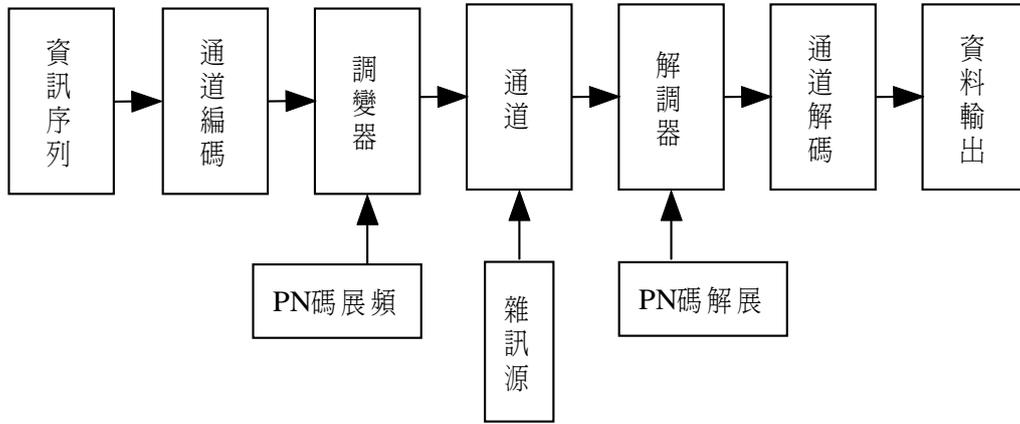


圖 2-6 DS-SS-SSM 系統原理框圖

2.2 直序展頻通訊系統模型

在 CDMA 通訊系統中，各使用者訊號在時間上和頻率上都可以是重疊的，通訊時各用戶使用不同的偽隨機碼對位元流進行展頻，接收機根據各使用者展頻碼的不同而進行解調。CDMA 通訊系統中接收機所接收的訊號可表示為[2-5]：

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^M A_k b_k [i] s_k(t - iT - \tau_k) + n(t) \quad (2.3)$$

其中 T 為使用者的訊號位元週期， K 表示系統的使用者總數； $s_k(t)$ 表示分配給第 k 個使用者的歸一化特徵波形，它與該用戶的展頻碼是一對一對應的； A_k 表示第 k 個使用者訊號到達基站時的振幅； $b_k[i] \in \{-1, 1\}$ 為第 k 個用戶傳輸的位元序列； $n(t)$ 是背景高斯白色雜訊； $2M + 1$ 為發送資訊的位元數； $\tau_k \in [0, T)$ 是第 k 個使用者訊號的時延。用戶 k 第 i 個時隙匹配濾波器 (Match Filter) 的輸出則為：

$$\begin{aligned} z_k(i) &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t) s_k(t + iT - \tau_k) dt \\ &= \eta_k^{(i)} + \sum_{l=k+1}^K h_{kl}(1) b_l(i-1) + \sum_{l=1}^K h(0) b_l(i) + \sum_{l=1}^{k-1} h_{kl}(-1) b_l(i+1) \end{aligned} \quad (2.4)$$

其中 $\eta_k^{(i)}$ 為雜訊分量，且有：

$$h_{kl}(i) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t - \tau_k) s_l(t + iT - \tau_l) dt \quad (2.5)$$

在 DS-CDMA 中，由於各用戶展頻碼不是完全正交的，因此存在著多址干擾 (Multiple Access Interference, MAI)。圖 2-7 說明瞭多址干擾的產生，在如圖所示的情況下， $h_{kl}(-1)$ 為 0。

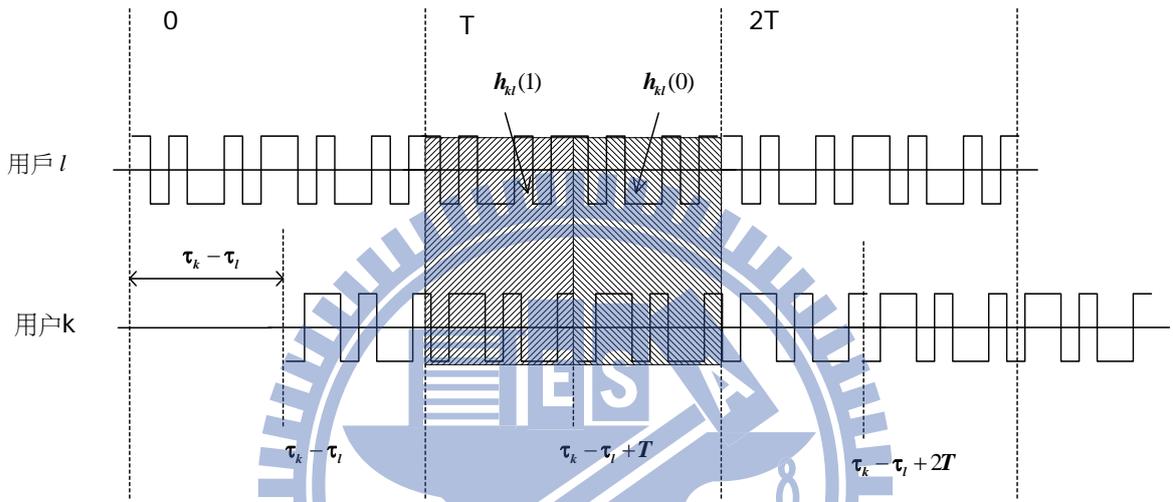


圖 2-7 多址干擾示意圖

在系統同步的情況下， $\tau_k = 0, k = 1, 2, \dots, K$ ，(2.3)式變為：

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^M A_k b_k[i] s_k(t - iT) + n(t) \quad (2.6)$$

使用者 k 和使用者 l 的特徵波形的歸一化互相關矩陣為：

$$\rho_{kl} = \langle s_k, s_l \rangle = \int_0^T s_k(t) s_l(t) dt \quad (2.7)$$

使用者特徵波形的歸一化互相關矩陣為 $R = \{\rho_{ij}\}$ 。需要說明的是：(2.6)式所表示的是簡化了的訊號模型。在實際中 A_k 應為時間的函數，我們忽略時間變數，即通道是高斯通道而不是衰落通道。這裡沒有考慮多徑通道的情況，因為使用者數為 K 的非同步系統在 $2M + 1$ 個資訊位元週期內等效於一個用戶數為 $(2M + 1)K$ 的同步系統。

2.3 直序展頻系統展頻碼分析

2.3.1 直序展頻系統展頻碼分類

在擴展頻譜系統中使用展頻碼序列來擴展頻譜。展頻碼序列的特性，如編碼類型，長度，速度等在很大程度上決定了展頻系統的性能，如抗干擾能力，多址能力，碼捕獲時間等等。根據展頻序列的相關特性可將展頻序列分為三類：准正交序列，狹義正交序列和廣義正交序列。第一類為准正交序列，目前關於准正交序列的研究最為深入。准正交序列的特點是相關函數的旁瓣 (side lobe) 小，序列間近似正交，如 Gold 序列，m 序列，Kasami 序列等。第二類為狹義正交序列。狹義正交序列只在完全對齊時是正交的，即在零偏移處，自相關函數 (Auto Correlation Function, ACF) 有一個峰值，互相關函數 (Cross Correlation Function, CCF) 為零。由於這個特性，在平坦衰減條件下和同步系統中，接收端可以將目標訊號從其它使用者訊號和自身的多徑副本中準確地提取出來而不存在干擾。然而，序列的自、互相關函數有非零旁瓣，在非同步系統中，或者同步系統在無線通道多路徑傳播條件下，系統中存在多重路徑干擾 (Multiple Interference, MI) 和多址干擾。這些干擾會限制系統性能的提高。例如 IS-95 和 CDMA2000 中採用的 Walsh-Hadamard (WH) 碼和 WCDMA 系統中採用的正交可變展頻因子序列 (Orthogonal Variable Spreading Factor, OVSF)。第三類為廣義正交序列。廣義正交序列不僅在完全對齊時正交，而且在原點附近一定的相對偏移範圍內仍然具有理想的相關特性。該範圍被稱為零相關區 (ZCZ) 或無干擾窗 (IFW)。序列集合的大小與 ZCZ 長度成反比。將廣義正交序列用作 CDMA 系統的展頻碼，當 ZCZ 長度大於系統最大時延時，能實現系統無干擾。但現有的二進位廣義正交序列的 ZCZ 長度必須是 2 的整數次冪。在多數情況下，ZCZ 長度的取值要遠大於系統最大時延，因而抗干擾能力有較大冗餘，碼資源較少。

按照展頻序列的相位來分，展頻序列可以分為二進位序列和多相序列。二進位元序列的元素在“1”和“-1”（或“0”，“1”）兩種情況中取值。它的研究和應用已經比較廣泛和深入，取得了豐富的成果。但是有理想相關特性的現有二進位序列的碼長、ZCZ 長度必須是 2 的整數次冪，且序列個數有限，不能滿足實際應用中要

有足夠多的碼資源來支持盡可能多的用戶的要求。因此，人們想突破二進位的範圍，嘗試尋找具有理想相關特性、有較大碼集合、碼長和 ZCZ 長度約束較少的多相序列。1962 年，弗蘭克(Frank)和海米勒(Heimiller)構造的 Frank 序列具有理想的週期自相關特性，但序列長度是相位數的平方。1972 年，D. C. Chu 設計了 Zadoff-Chu 序列，其長度可為任意正整數；B. M. Popovic 以 Zadoff-Chu 序列為基礎，構造出 GCL 序列。Frank 序列、Zadoff-Chu 序列和 GCL 序列都有理想的週期自相關特性，互相關函數數值小且恆定，且達到了威爾許界限 (Welch bound)[16]；但是當序列增長時，相位數也隨著增加，增大了工程實現上的難度，序列個數也有限。Suehko 提出了一種以 Frank 序列為基礎的可調變多相正交序列的構造方法，以這種構造方法得到的多相序列具有理想的自相關特性和良好的互相關特性，且獨立位址碼的數量較多。多相互補數是多相序列研究的另一方向。對於多相序列的研究，雖然已經有較長的歷史，取得了豐碩的成果，但一些理論及實現上的問題，使得其仍然是研究熱點之一。

根據展頻序列的子碼個數，展頻序列可分為單碼和多碼。單碼是一個序列只有一個子碼。單碼的展頻增益和碼的個數都等於序列長度，碼集合大。傳統的 m 序列，Walsh Hadamard (WH) 序列等都屬於單碼。理論證明：單碼不能同時具有理想的自相關和互相關特性。因此，在非同步系統和頻率選擇性衰減通道條件下，系統的性能和頻譜利用率下降。多碼則是指一個序列由多個子碼組成，展頻增益等於子碼長度總和，碼集合大小與 ZCZ 長度成反比。互補數、正交互補數等都屬於多碼。正交互補數的 ZCZ 長度等於子碼長度，具有理想的自相關和互相關特性；用作 DS-CDMA 系統展頻碼時，可以同時消除 MI 和 MAI，使得系統具有較強的抗干擾能力；但是碼資源遠少於碼長相同的單碼，系統容量受到限制。Li 等提出的組間互補(IGC)碼，碼集合分成多個組。同一組內的序列具有等長的且小於子碼長度的 ZCZ；不同組內的序列是完全互補的，即 ZCZ 長度等於子碼長度。透過合理分配碼資源，IGC 碼能在抗干擾能力和系統容量之間取得較好地平衡。

2.3.2 直序展頻系統展頻碼性能指標

衡量展頻碼性能的指標主要有相關特性，平衡特性，線性複雜度和碼集合內的序列數目，其中相關特性是最重要的性能指標。在擴展頻譜系統中，不管是通訊系統還是測距系統，都非常注重研究展頻碼的自相關和互相關特性。特別是在 DS-CDMA 通訊系統中，碼序列過大的自相關旁瓣和互相關峰值會使碼捕獲的虛警機率增加，對雷達系統（展頻方式）也是類似影響。

記展頻碼序列為 $f(t)$ （也常用 $c(t)$ 表示），其自相關函式定義為：

$$R_{AC}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-\tau)dt \quad (2.8)$$

記兩個展頻碼序列 $f(t)$ 、 $g(t)$ ，其互相關函式定義為：

$$R_{CC}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t-\tau)dt \quad (2.9)$$



圖 2-8 m 序列自相關函數

對二進位時間離散碼序列，自相關函數和互相關函數的計算可簡化如下：把兩個碼序列進行逐對和逐位元比較（模 2 加），則自相關（或互相關）值為一致位元數減不一致位元數，逐次改變 τ 從 0 到 $(2^n - 1)T_c$ ，則可得到自相關（或互相關）函數，如圖 2-8 所示。如把相關值除以 $(2^n - 1)$ ，稱為歸一化相關函數。顯然，自相關函數的最大值為 1。為了表示自相關和互相關特性的好與不好，引入“鑒別指數” (ID)，它表示最大自相關值與次最大自相關值之間的差值，或最大自相關值與最大互相關值之間的差值。對於 m 序列，自相關鑒別指數 $ID = 2^n$ 或 $1/(2^n - 1)$ （最大相關值為 $2^n - 1$ ，其它相關值 ($|\tau| \geq T_c$) 為 -1），鑒別指數越小，接收機的鑒別能力越強。

兩個碼序列的互相關函數一般與具體碼序列有關，不同的碼序列互相關函數一般不相同，所以鑒別指數也不同。在碼分多址通訊中，對一組地址碼中的任兩個碼序列之間的互相關特性都必須研究清楚，如有幾種不同的互相關值，每種出現幾次等。

考慮二值的序列，如果“1”的數目僅比“0”的數目多 1，稱之為序列平衡，否則，稱之為序列不平衡。之所以“1”的數目多一個，是因為暫存器中沒有全“0”狀態。平衡性是虛擬碼一個很重要的性能，因為碼序列或碼序列調變訊號中的直流分量將決定于碼的平衡性。當用一個碼序列去調變載波時，0-1 平衡性將限制可達到的載波抑制度。平衡性好，則載波抑制度大。

在各類展頻系統中，偽隨機序列都應具備良好的平衡性。不平衡碼會使展頻系統載波洩漏增大，破壞展頻系統的保密、抗干擾和抗偵破能力。在發射系統，不平衡碼使輸出展頻訊號中呈現一些穩定的、易於被檢測出來的訊號，這就失去了擴展頻譜訊號隱蔽的特點，同時浪費了發射功率。在接收系統，不平衡的訊號作為窄帶干擾進入接收機，增加了系統內部的干擾，會使環路錯鎖在未被抑制的載波上，而影響接收系統的正常工作的。

2.4 幾種常用展頻碼性能分析 1896

2.4.1 M 序列

m 序列具有如下特點：

- (1) n 級 m 序列的長度為 $N = 2^n - 1$ ，m 序列的窮盡。如：
 $n = 4, N = 2^4 - 1 = 15$ 。
- (2) 在 m 序列中，“1”的個數比“0”的個數多 1，即為 $(N+1)/2$ ，“0”的個數為 $(N-1)/2$ 。如例 2 中有 8 個“1”，7 個“0”。
- (3) 用寬度為 n 的窗口沿 m 序列滑動 N 次，每次移 1 位，除全“0”外，其它每種 N 位元狀態剛好出現一次。如例 2。
- (4) 在 m 序列中定義連續相同的一組符號為一個游程，把該相同符號的個數稱為游程長度，則對任一 m 序列有：

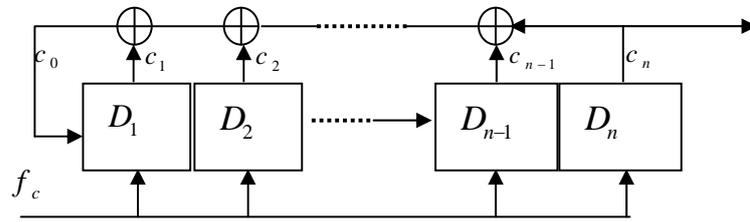
- (a) “1” 的長度為 n 的游程只有 1 個，“0” 的長度為 n 的游程為 0 個。如例 2 中有一個“1111”，無“0000”。
- (b) “1” 的長度為 $(n-1)$ 的游程為 0 個，“0” 的長度為 $(n-1)$ 的游程為 1 個。如例 2 中有一個“000”，無“111”。
- (c) “1” 的長度為 $(n-2)$ ，“0” 的長度為 $(n-2)$ 的游程各為 1 個。如例 2 中有一個“11”，一個“00”。
- (d) “1” 的長度為 $(n-3)$ ，“0” 的長度為 $(n-3)$ 的游程各為 2 個。如例 2 中有二個“1”，“1”，二個“0”，“0”。
- (e) “1” 的長度為 $(n-4)$ ，“0” 的長度為 $(n-4)$ 的游程各為 4 個。例 2 中無法驗證。
- (f) “1” 的長度為 k ，“0” 的長度為 k 的游程各為 2^{n-k-2} 個，其中 $1 \leq k \leq n-1$ ，

$$\begin{cases} k = n, \text{ for example } a) \\ k = n-1, \text{ for example } b) \end{cases} \quad (2.10)$$

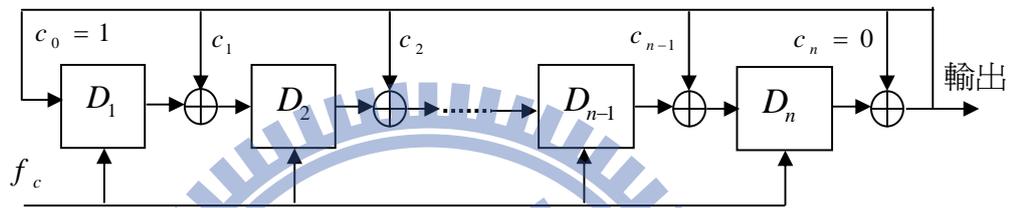
- (5) 一個 m 序列與該序列的任意位相移後的序列模 2 加後仍為具有某種相移的該 m 序列。此性質為線形疊加性。
- (6) 自相關函數是週期性的。 R_{AC} 為歸一化自相關函數。

$$R_{AC}(k) = \begin{cases} 1, 0, k = lN, l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ -\frac{1}{N}, k = \pm 1, \pm 2, \dots \text{ 且 } k \neq lN \end{cases} \quad (2.11)$$

在設備中， m 序列可以用硬體產生，也可以用軟體產生，然後存在 ROM 中。在硬體中可使用位移暫存器。用位移暫存器產生 m 序列，從結構上又有兩種方式，一種是簡單線性碼定序器(SSRG)，另一種是模組式碼定序器(MSRG)，前一種結構如圖 2-9(a)，參加回饋的各級輸出經多次模二加後把最後結果送入第一級。



(a) SSRG



(b) MSRG

圖 2-9 m 序列產生器結構

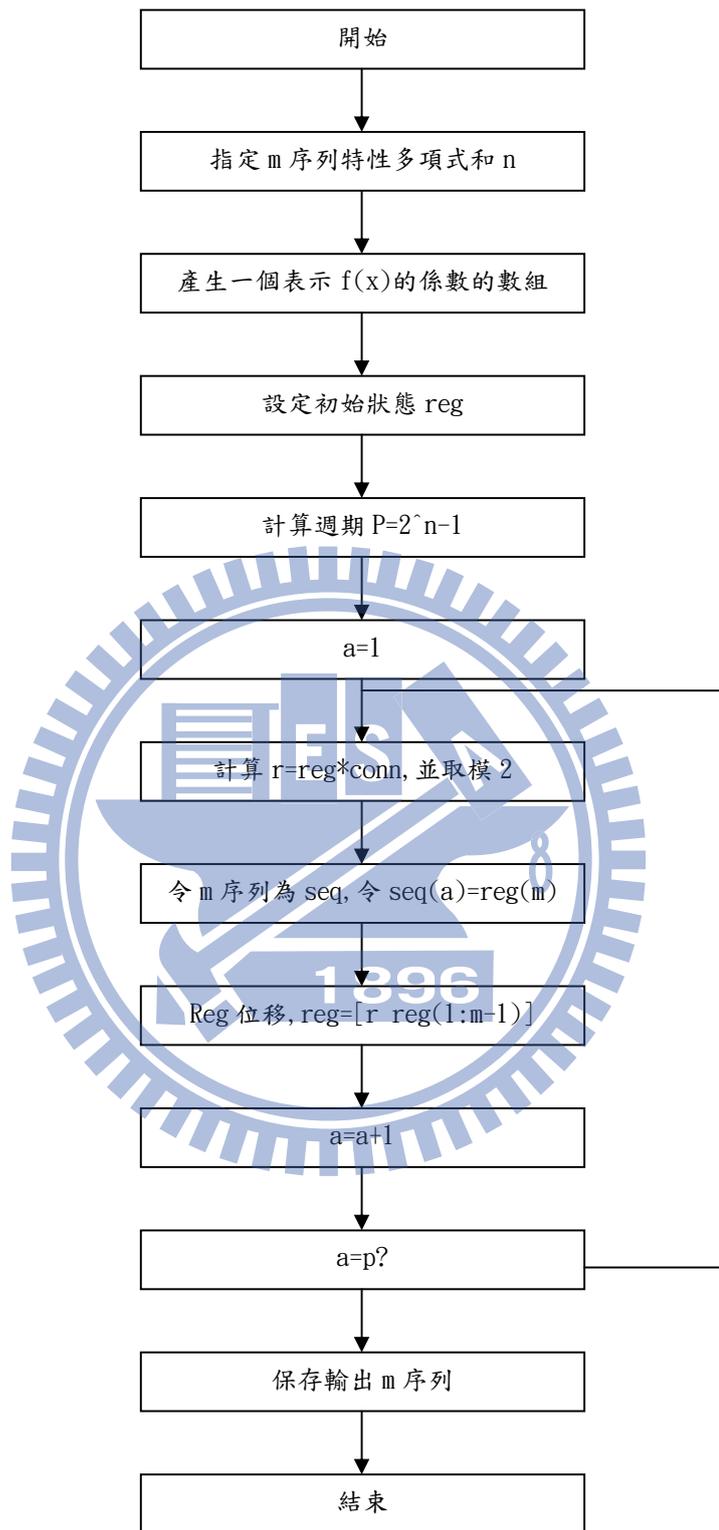


圖 2-10 m 序列產生流程圖

第二種結構如圖 2-9(b)，多級的輸出都可能與回饋訊號模二和後送入下一級，因為 n 級碼產生器係由幾個相同模組構成，因而稱為模組式結構，每個模組中包括一級觸發器和一級模二加構成。可以證明，這兩種結構是相等的，即可產生同一 m 序列，不同的是前一種因多個模二加是串聯的，所以延時大，工作速度較低，後一種模二加在各級觸發器之間，模二加的動作是同時並行的，所以延時小，工作速度高。注意，不管哪種結構都需有全“0”起動電路，否則由於某種原因（如啟動）發生器可能死在全“0”狀態。圖 2-10 給出 m 序列產生的流程圖。

2.4.2 GOLD 序列

Gold 碼是 Gold 於 1967 年提出的，它是用一對優選的週期和速率均相同的 m 序列模二加後得到的。其構成原理如圖 2-11 所示。兩個 m 定序器的級數相同，即 $n_1 = n_2 = n$ 。如果兩個 m 序列相對相移不同，所得到的是不同的 Gold 碼序列。對 n 級 m 序列，共有 $2^n - 1$ 個不同相位，所以透過模二加後可得到 $2^n - 1$ 個 Gold 碼序列，這些碼序列的週期均為 $2^n - 1$ 。

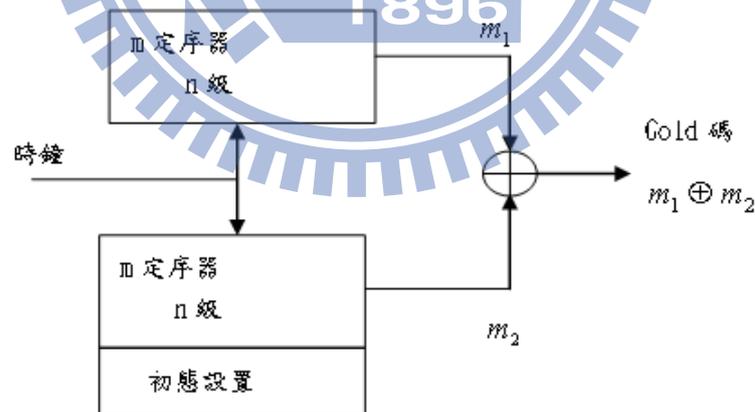


圖 2-11 Gold 碼發生器

Gold 碼的性質：

(一) $2^n - 1$ 個 GOLD 碼與產生該 GOLD 碼的兩個 m 序列一起構成由 $2^n + 1$ 個不同碼序列組成的 GOLD 碼家族，週期均為 $2^n - 1$ 。

(二) 在一個 GOLD 碼家族中，GOLD 碼序列的自相關旁瓣及任兩個碼序列之間的互相關值都不超過該家族中的兩個 m 序列的互相關值，即

$$|R(k)| \leq \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 & n \text{ 为奇數 (峰值比: } \frac{2^{(n+1)/2} + 1}{2^n - 1} \approx \frac{2^{\frac{n+1}{2}}}{2^n} = 2^{-\frac{n-1}{2}} \text{)} \\ 2^{(n+2)/2} + 1 & n \text{ 为偶數但 } n \neq 0, \text{ 模 } 4 \text{ 即不能被 } 4 \text{ 整除 (峰值比: } 2^{-\frac{n-2}{2}} \text{)} \end{cases} \quad (2.12)$$

↓ Gold 碼有三種不同的特性。

	1 的數目	0 數目	相應 Gold 碼數
平衡碼	2^{n-1}	2^{n-1}	$2^{n-1} + 1$ (約一半)
非平衡碼 (多)	$2^{n-1} + 2^{(n-1)/2}$	$2^{n-2} - 2^{(n-3)/2}$	
非平衡碼	$2^{n-1} - 2^{(n-1)/2}$	$2^{n-2} - 2^{(n-3)/2}$	
		共計： $2^n + 1$	

由於有些 Gold 碼 1、0 相差多於 1 位，這些 Gold 碼不是 PN 碼。下面給出 Gold 碼產生的一種方法，如圖 2-12 所示。

例：

$$f(x) = 1 + x + x^6, \quad g(x) = 1 + x + x^2 + x^6 + x^8 + x^{11} + x^{12}$$

$$h(x) = f(x)g(x) = 1 + x^3 + x^5 + x^6 + x^8 + x^{11} + x^{12}$$

$h(x)$ 不是不可約的，不能產生最大數 m 序列。

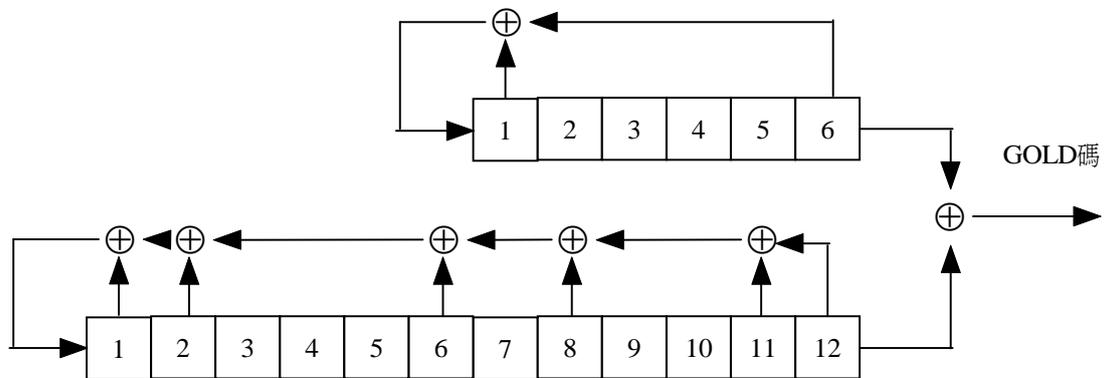


圖 2-12 Gold 碼發生示意圖

按照 2.3 節的定義，我們比較了如圖 2-13 至圖 2-15 所示的 m 序列和 Gold 序列的相關性和平衡性。

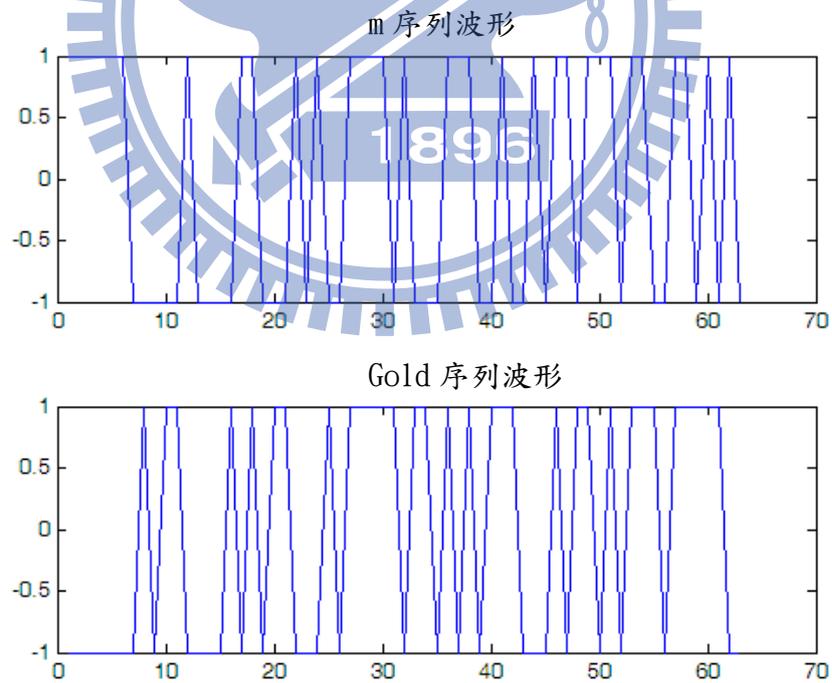


圖 2-13 m 序列和 Gold 序列波形

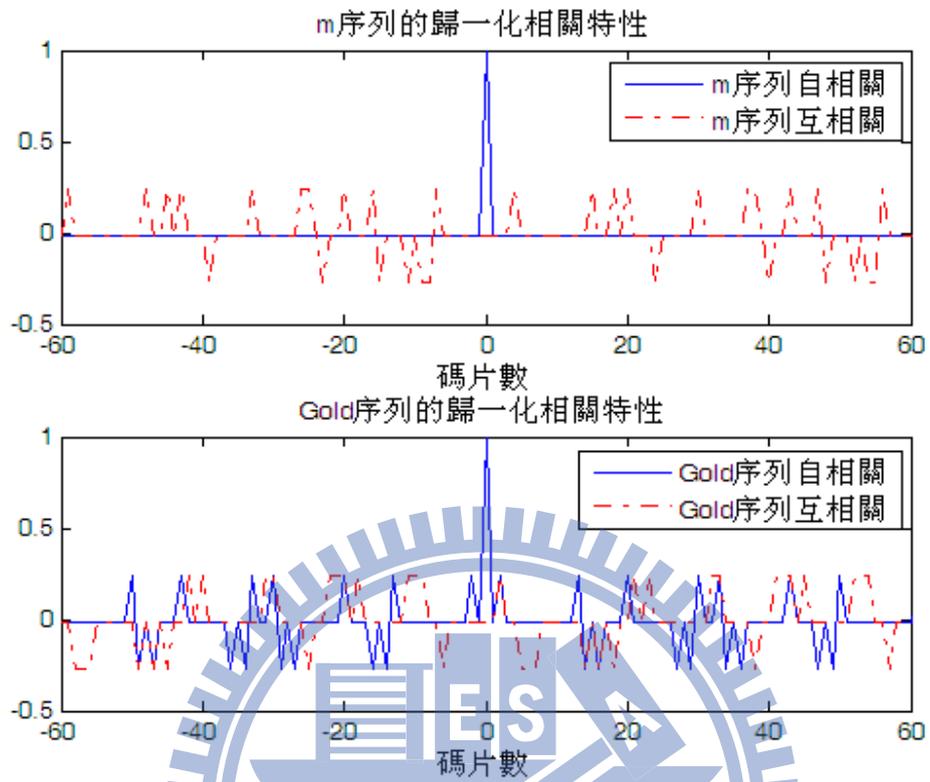


圖 2-14 (互)相關性對比

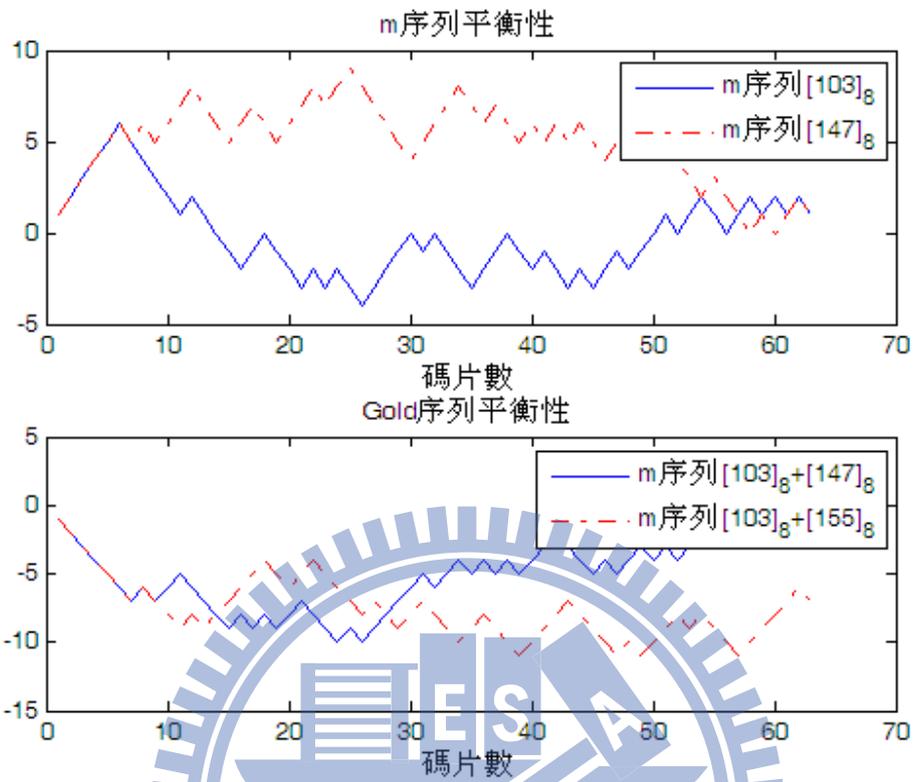


圖 2-15 平衡性對比

第三章 錯誤更正碼技術

錯誤更正碼技術在數位通訊系統設計中是非常重要的內容。1938 年，Claude E. Shannon 在麻省理工發表了題目為「A Symbolic Analysis of Relay and Switching Circuits」的經典論文，這被稱為上個世紀最重要的碩士論文。在他的碩士論文中，Claude E. Shannon 第一次發現了：利用布氏代數可以來代表開關交換線路。1948 年，32 歲的 Claude E. Shannon 又發表了現代通訊理論中另外一篇題目為「A Mathematical Theory of Communication」的論文，在論文裡他指出如何在不受雜訊的影響下傳送資料。論文中建立了關於干擾通道中傳輸消息的通道編碼定理：若給定的干擾通道容量為 C ，只要發送端以低於容量 C 的速率發送資訊，則必然存在一種編碼方法，使得通道的編碼錯誤機率 P 會隨著碼長的增加，按指數下降到任意小的值。他所提出的通道編碼定理表明：通訊系統中有效性和可靠性存在著矛盾，提高一方面要犧牲掉另一方面。因此，對於任意系統，為滿足一定的誤碼率的要求，可採用兩種方法。一是增加通道容量 C ，加大通道頻寬和增加訊雜比可達到此要求，這能從根本上改善通道特性。二是在 R_b 一定時，增加分組訊號的持續時間，對於區塊碼即增加碼長，但是隨著碼長的增加，會增加碼的冗餘度及編、解碼的複雜性。研究糾錯編碼的意義在於：在一定的傳輸率下，儘量降低誤碼率，以實現可靠通訊；或在給定的誤碼率下，儘量提高傳輸率，以實現有效通訊；力求編、解碼器結構簡單且易於實現[13]。

3.1 糾錯編碼的基本原理

如前所述，通道編碼是在被傳送的資訊中附加一些監督碼元，來檢錯和糾錯。下面以三位元二進位碼組為例，說明檢錯糾錯的基本原理。三位元二進位碼元共有 $2^3=8$ 種可能的組合；000、001、010、011、100、101、110、111。下面分三種情況討論：

(1) 如果這8種碼組都用於傳送消息，即每個碼組都是許用碼組。在傳輸過程中若發生一個或多個誤碼，則一種碼組會錯誤地變成另一種碼組。這樣的編碼既不能檢錯，也不能糾錯，完全沒有抗干擾能力。

(2) 若只選其中的000、011、101、110四種碼組作為許用碼組。除上述4種許用碼組以外的另外4種碼組001、010、100、111稱為禁用碼組。經觀察我們可以發現，許用碼組中“1”的個數為偶數個，禁用碼組中“1”的個數為奇數個。如果在傳輸過程中發生了一位或三位的錯碼，則“1”的個數就變為奇數個，許用碼組就變為禁用碼組；接收端一旦發現這些禁用碼組，就表明傳輸過程中發生了錯誤。用這種簡單的校驗關係可以發現一個和三個錯誤，但不能糾正錯誤。例如，當接收到的碼組為010時，我們可以斷定這是禁用碼組，但無法判斷原來的正確碼組是哪個許用碼組。雖然原發送碼組為101的可能性很小（因為發生三個誤碼的情況極少），但不能絕對排除；即使傳輸過程中只發生一個誤碼，也有三種可能的發送碼組：000、011和110。顯然，上述編碼無法發現2個錯碼。以上編碼方法相當於只傳遞00、01、10、11四種資訊，而第三位元是附加的監督位。這位附加的監督碼位元與前面兩位元資訊碼元和在一起，保證碼組中“1”碼的個數為偶數。表3-1描述了這種情況：

表3-1 資訊位元與監督位元

	信息位元	監督位
晴	00	0
雲	01	1
陰	10	1
雨	11	0

(3) 如果進一步將許用碼組限制為二種：000 和 111。則不難看出，用這種方法可以發現所有不超過 2 個的誤碼；或能糾正一位錯碼。糾正一位錯碼的方法是：將 8 個碼組分成二個子集，其中 {000、100、010、001} 與許用碼組 000 對應，{111、011、101、110} 與許用碼組 111 對應；這樣，在接收端如果認為碼組中僅有一個錯碼，只要收到第一子集中的碼組即判為 000，收到第二子集中的碼組即判為 111。例如，當收到的碼組為禁用碼組 100 時，如果認為該碼組中僅有 1 個錯碼，則可判斷此錯碼發生在“1”位，從而糾正為 000；若認為上述接收碼組中的錯碼數不超過兩個，則存在兩種可能性：000 錯一位和 111 錯兩位都可能變成 100，因而只能檢測出存在錯碼而無法糾正它。

區塊碼一般用符號 (n, k) 表示，其中 k 是每個碼組中二進資訊碼元的數目； n 是每個碼組的總位數，又稱為碼組長度(碼長)； $n - k = r$ 為每碼組中的監督碼元數目，或稱監督位元數目。通常，將分組碼規定為具有如下圖所示的結構。圖中前面 k 位 $(a_{n-1} \cdots a_r)$ 為資訊位元，後面附加個監督位 $(a_{r-1} \cdots a_0)$ 。

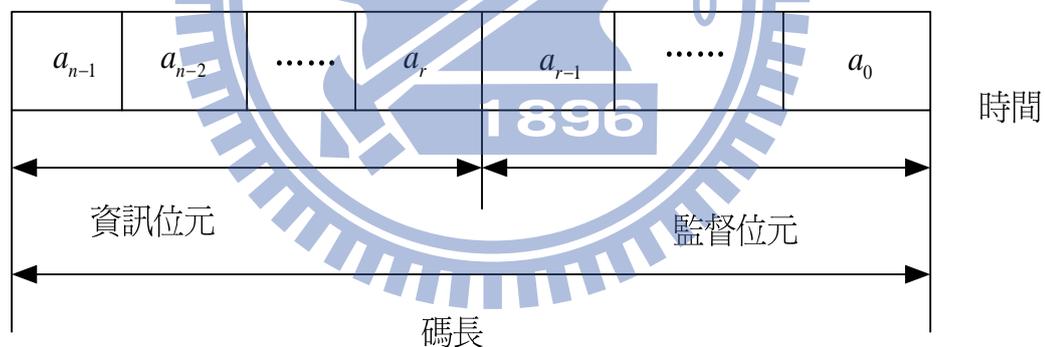


圖 3-1 區塊碼的結構

3.2 錯誤控制的基本方式

通訊系統中，通道存在著大量雜訊和干擾使得經通道傳輸後接收到的碼元波形變壞，故在接收端可能發生錯誤判決，造成誤碼（錯誤）。由通道中乘性干擾引起的碼間串擾，通常可以採用均衡（Equalize）的方法糾正；而加性干擾的影響則要

透過其他途徑解決。通常，在設計數位通訊系統時，首先應從合理地選擇調變制度、解調方法以及發送功率等方面考慮。若採取上述措施仍難以滿足要求，則要考慮採用下述的錯誤控制技術了。

加性干擾引起的錯碼分佈規律不同，可以將錯誤分為三種類型：

(1) 隨機錯誤：由隨機雜訊（如熱雜訊）造成的誤碼。錯碼的出現是隨機的，錯碼之間沒有相關性，是統計獨立的，錯碼的分佈是零散的。

(2) 突發錯誤：由脈衝雜訊（如閃電等）造成的誤碼。錯碼的出現是成串的，錯誤分佈比較密集，也就是說，在一些短促的時間區間內會出現大量錯碼；錯誤之間有相關性。錯誤的持續時間稱為突發長度。

(3) 混合錯誤：既出現隨機錯誤又出現突發錯誤，而且哪一種都不能忽略不計時的錯誤稱為混合錯誤。

出現上述三種錯誤的通道，分別稱為隨機通道、突發通道和混合通道。錯誤控制係以糾錯編碼為理論依據來控制錯誤的技術，即係“針對某一特定的資料傳輸或儲存系統，應用糾錯或檢錯編碼及其相應的其他技術（如回饋重傳等）來提高整個系統傳輸資料可靠性”的方法。在數位通訊系統中，利用檢錯碼進行錯誤控制的方式大致有以下幾類。

(1) 重傳回饋方式 (ARQ)

發送端發出能夠發現（檢測）錯誤的碼，透過工作通道送到接收端，解碼器只須判決碼組中有無錯誤出現。再把判決訊號透過回饋通道送回發端。發送端根據這些判決訊號，把接收端認為有錯的消息再次傳送，直到接收端認為正確為止。ARQ方法原理圖如圖 3-2 所示。

從圖可知，應用 ARQ 方式必須有一個回饋通道，一般適用於一個用戶對一個用戶（點對點）的通訊，它要求系統收發兩端必須互相配合、密切協作，因此這種方式的控制電路比較複雜。且由於回饋重發的次數與通道干擾情況有關，若通道干擾很頻繁，則系統經常處於重發消息的狀態，因此這種方式傳送消息的連貫性和即時性較差。該方式的優點是：編解碼設備比較簡單；在一定的多餘度碼元下，編碼的檢錯能力一般比糾錯能力要高得多，因而整個系統的檢錯能力極強，能極低的誤碼

率；由於檢錯碼的檢錯能力與通道干擾的變化基本無關，因此這種系統的適應性很強，特別適應於短波、散射、有線等干擾情況複雜的通道中。

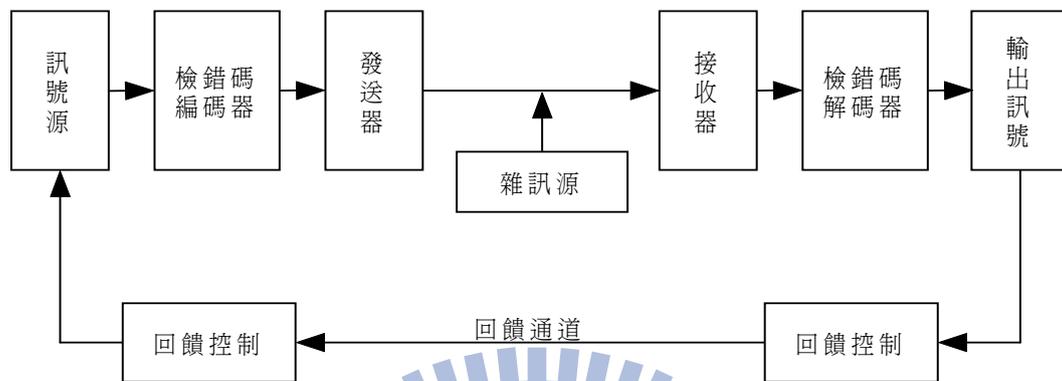


圖 3-2 ARQ 方法原理圖

(2) 前向糾錯方式 (FEC)

FEC 的原理是：發送方將要發送的資料附加上一定的冗餘改錯碼一併發送，接收方則根據改錯碼對資料進行錯誤檢測，如發現錯誤，由接收方進行糾正。其發送端發送的是具有一定糾錯能力的改錯碼，接收端對接收碼字中不超過糾錯能力範圍的錯誤自動進行糾正。發送端發送具有一定糾錯能力的碼，接收端收到這些碼後，根據碼的規律性，解碼器不僅能自動地發現錯誤，而且能夠自動地糾正接收碼字在傳輸中的錯誤，這種方式的優點是不需回饋通道，能進行一個使用者對多個用戶的廣播通訊，解碼即時性較好，控制電路比 ARQ 的簡單。其缺點是解碼設備比較複雜，所選用的改錯碼必須與通道的干擾情況相匹配，因而對通道的適應性較差。為了獲得比較低的誤碼率，往往須以最壞的通道條件來設計改錯碼，故所需的多餘碼元比檢錯碼要多得多，從而使編碼效率很低。但由於這種方式能廣播，特別適用於軍用通訊，並且隨著編碼理論的發展和編碼解碼設備所需的大型積體電路成本的不斷降低，解碼設備有可能越來越簡單，成本越來越低，因而在實際的數位通訊中逐漸得到廣泛應用。FEC 方法原理圖如圖 3-3 所示。

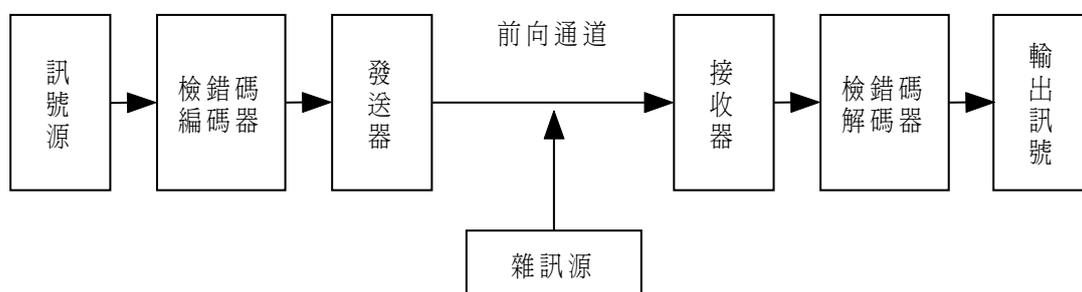


圖 3-3 FEC 方法原理圖

(3) 混合糾錯方式(HEC)

這種方式下發送端發送的碼不僅能夠被檢測出錯誤，而且還具有一定的糾錯能力。接收端收到序列以後，首先檢驗錯誤情況，如果在改錯碼的糾錯能力以內，則自動進行糾正。如果錯誤很多，超過了碼的糾錯能力，但能檢測出來，則接收端透過回饋通道，要求發端重新傳送有錯的消息。這種方式在一定程度上避免了 FEC 方式要求用複雜的解碼設備和 ARQ 方式資訊連貫性差的缺點，並能達到較低的誤碼率，因此在實際中應用越來越廣泛。

(4) 狹義資訊回饋系統 (IRQ)

除了上述三種主要方式以外，還有所謂狹義資訊回饋系統 (IRQ)。這種方式是接收端把收到的消息原封不動地透過回饋通道送回發送端，發送端比較發送的與回饋回來的消息，從而發現錯誤，並且把傳錯的消息再次傳送，最後達到對方正確接收消息的目的。

3.3 最小碼距與檢糾錯能力關係

在通道編碼中，定義碼組中非零碼元的數目為碼組的重量，簡稱碼重，例如 010 碼組的碼重為 1，011 碼組的碼重為 2。把兩個碼組中對應碼位元上具有不同二進位碼元的位元數定義為兩碼組的距離，稱為漢明 (Hamming) 距離，簡稱碼距。碼距反映了碼字之間的差別，它定義為 $d_{ij} = \sum a_{ij} \oplus a_{jp}$ 。在一個碼集中的最小碼距越大，

由一個碼字錯成另一個碼字的可能性越小，那麼其檢測錯誤和糾正錯誤的能力就越強。我們把某種編碼中各個碼組間距離的最小值稱為最小碼距。最小碼距是衡量一種錯誤控制編碼檢糾錯能力大小的標誌，定義為 $d_{\min} = \min\{d_{ij}\}$ 。

假設在通道中傳輸“0”和“1”的錯誤機率 p 相等，且 $p \ll 1$ ，則在碼長為 n 位的碼組中發生 r 位錯碼的機率（誤碼率）為

$$P_n(r) = C_n^r p^r (1-p)^{n-r} \approx \frac{n!}{r!(n-r)!} p^r \quad (3.1)$$

例如，當碼長 $n = 7$ ， $p = 10^{-3}$ 時，則有

$$P_r(1) \approx 7p = 7 \cdot 10^{-3}; P_r(2) \approx 21p^2 = 2.1 \cdot 10^{-5}; P_r(3) \approx 35p^3 = 3.5 \cdot 10^{-8} \quad (3.2)$$

可見，採用了錯誤控制編碼，即使只能糾正（或檢測）碼組中的 1~2 個錯碼，也可以使誤碼率下降幾個數量級。這就表明，只能糾（檢）1~2 個錯碼的簡單編碼也有很大實用價值。事實上，常用的錯誤控制編碼大多數也只能糾正（或檢測）碼組中的 1~2 個錯碼。

在一般情況下，錯誤控制編碼的最小碼距 d_{\min} 與檢糾錯能力有以下關係：

- ① 在一個碼集中要檢測 e 個錯誤，要求的最小碼距應滿足： $d_{\min} \geq e+1$ ；
- ② 在一個碼集中要糾正 t 個錯誤，要求最小碼距應滿足： $d_{\min} \geq 2t+1$ ；
- ③ 在一個碼集中要檢測 e 個錯誤同時糾正 t 個錯誤 ($e \geq t$)，要求最小碼距應滿足： $d_{\min} \geq t+e+1$

注：知道的值求 t 、 e 取最小整數。

所謂“糾正 t 個誤碼，同時檢測 e 個誤碼”，係指若接收碼組與某一許用碼組間的距離在糾錯能力範圍 t 內，則按前向糾錯方式工作，自動將誤碼予以糾正；而當與任何許用碼組間的距離都超過 t 時，則按檢錯方式工作。也就是按“糾檢結合的方式”工作。

3.4 幾種常用的檢錯碼.

(1) 迴圈冗餘校驗碼 (CRC 碼)

二進位資訊位元串沿一條訊號線逐位元在部件之間或電腦之間傳送稱為串列傳送。CRC (Cyclic Redundancy Check) 碼可以發現並糾正資訊串列讀寫、儲存或傳送過程中出現的一位元、多位元錯誤，因此在記憶體讀寫和電腦之間通訊方面得到廣泛應用。CRC 碼一般係指 k 位元資訊碼之後拼接 r 位元校驗碼。應用 CRC 碼的關鍵，是如何從 k 位元資訊位元簡便地得到 r 位元校驗位元(編碼)的值，以及如何判斷 $k+r$ 位的碼字是否正確。迴圈冗餘校驗碼係由要傳送的 k 位元資訊後附加一個 r 位元的校驗序列構成，並以該迴圈碼進行發送和傳輸。實現方法是：先生成多項式 $G(x)=(x+1)G_1(x)$ ；其次，使用發送資料，移位元後作一個多項式 $F(x)$ 的係數；再發送用 $F(x)/G(x)$ 得到餘數多項式係數(迴圈冗餘校驗位)；然後接收端用同樣的方法求得餘數多項式，與傳送的比較，若結果相同，則表示傳輸無誤；否則表示傳輸有誤。

① 碼多項式：二進位碼中的各位元可看作是一個多項式的係數，如碼 110101 的對應多項式為： $1x^5+1x^4+0x^3+1x^2+0x^1+1=x^5+x^4+x^2+1$ 。應用 CRC 碼時，要進行碼多項式運算。碼多項式運算是按係數亦或運算規則進行的。設 $K(x)$ 為 k 位元信息碼多項式， $G(x)$ 為 r 階($r+1$)位元生成碼多項式， $R(x)$ 為 r 位元餘式，就是校驗碼多項式。則最後得到的待傳送的 CRC 碼的 $k+r$ 位元多項式： $F(x)=K(x)+R(x)$ ，其對應的二進位碼即為 CRC 碼。

② CRC 校驗碼編碼過程：取 k 位元資訊碼，再將其左移 r 位元，得到 $k+r$ 位元二進位碼；用生成碼去模 2 除該二進位碼，得 r 為餘數。該餘數即為所得校驗碼；將該校驗碼加在原資訊碼後，就構成待傳輸的 $k+r$ 位元 CRC 碼。

③ CRC 碼的解碼過程：

檢錯：以生成多項式 $G(x)$ 對應的代碼去模 2 除收到的代碼 $T'(x)$ ，若餘數為 0，則說明傳輸過程無錯誤，否則有錯誤。

糾錯：如果有錯誤，要先確定一個錯誤模式 $e(x)$ ，則有： $T(x) = T'(x) + e(x)$ ；

$T(x)$ 和 $T'(x)$ 分別為發送碼和接收碼的多項式； $e(x)$ 即為 $T'(x)/G(x)$ ，

求得 $e(x)$ ，即可知道錯誤，進而就可以糾錯了。

④ CRC 碼的特點：CRC 碼的編碼和解碼過程可由軟體實現，也可由硬體方式實現，如可用移位暫存器和半加器來實現。理論證明，循環冗餘核對碼能夠檢驗出：全部奇數個錯、全部偶數錯和全部小於、等於冗餘位數的突發性錯誤。只要選擇足夠的冗餘位，就可以使得漏檢率減少到任意小的程度。

(2) 區塊碼 (Block Code)

區塊碼是將 k 個資訊位元編成 n 個位元的碼字，共有 2^k 個碼字，所有 2^k 個碼字組成一個區塊碼，傳輸時前後碼字之間毫無關係。對二進位 (n, k) 碼，資訊數量（或合法碼字數）為 2^k ，可用編碼空間的點數為 2^n 個。任一種 2^k 資訊集合到二進位元序列集合 (2^n) 的映射都是一種 (n, k) 碼。因此總共可能的編碼方案有 $\binom{2^n}{2^k}$ 種。考慮解碼運算量，如果直接用最大似然序列解碼，對一般性的編碼而言，複雜度正比於 $n * 2^k$ 。因此，構造好碼是通道編碼研究的主要問題。現實的做法是對編碼方案加以一定的約束，在一個子集中尋找局部最優，這種約束即要能包含盡可能好的碼，又要便於分析，便於解碼，目前對線性編碼研究較多。碼字集中的位元之間的任意線性組合仍是合法碼字，即對線性組合運算封閉的碼字集，稱為線性碼。當線性空間為有限維空間時即為線性區塊碼， $GF(q)$ 上的 n 維線性空間 V_n 中的一個 k 維子空間 $V_{n,k}$ 稱為 (n, k) 線性區塊碼。

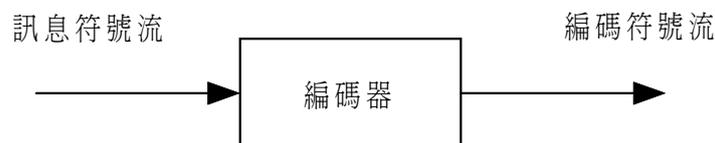


圖 3-4 資訊流編碼模型

在如圖 3-4 中的資訊流編碼模型中，輸入輸出符號可以不同，可以用向量表示，最常見的是取自同一域上的不同維數的向量。例如資訊符號流 $\{A_i\}$ 映射到編碼符號流 $\{B_i\}$ ，其中 A_i 為 k 維向量， B_i 為 n 維向量，這樣就是一個編碼效率為 k/n 的編碼。通常，輸入符號流是經過訊源編碼的結果，已經變成二進位流或較小的域符號。因此 k 維輸入向量和 n 維輸出向量往往是人為地一種分割。

對資訊序列按一定長度分段，對每一段分別進行區塊編碼： $B_i = f_i(A_i)$ 。當採用線性區塊碼時會有此特性： $B_i = G_i A_i$ 。

線性區塊碼具有如下特點：全零序列是許用碼字；與任一碼字的距離譜都相同；只須考慮重量譜：自由距離就是最小碼重量，平均錯誤機率就是當傳送全零序列時的條件錯誤機率： $P(e) = \sum x P(x_1) P(e|x_1) = P(e|全零)$ 。碼空間中以許用碼字為中心半徑相等的互不相交的球，其最大半徑稱為碼的球半徑 $s(C)$ ，對自由距為 d 的碼，球半徑為 $s(C) = \lfloor (d-1)/2 \rfloor$ 。以許用碼字為中心，可以覆蓋整個碼空間的相等半徑的球，其最小半徑稱為碼的覆蓋半徑 $t(C)$ 。顯然球半徑不大於覆蓋半徑，當相等時稱為完備碼 (Perfect code)，在 k 和 d 相不變的碼中 n 最小，當給定編碼參數 n 和 k 時，覆蓋半徑越小碼距就可以越大。

(n, k) 線性區塊碼是 $GF(q)$ 上的 n 維線性空間中 k 個線性無關的向量 $\bar{c}_1, \bar{c}_2, \dots, \bar{c}_k$ 張成的。對碼空間中任一個碼字 \mathbf{c}_0 可表示為：

$$\mathbf{c}_0 = \sum_{i=1}^k d_i \mathbf{c}_i \quad (3.3)$$

將所有向量寫成行向量的形式： $\mathbf{c}_0 = \mathbf{d} * \mathbf{G}$

$$\mathbf{d} = [d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_k], \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ \mathbf{c}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_k \end{bmatrix}$$

若 C 是 n 維線性空間 Ω 的一個 k 維子空間，則必存在一個 Ω 的 $n-k$ 維子空間 H ，它與 C 互為零空間。即 $C \perp H$ ，或 $C \oplus H = \Omega$ 。 Ω 中任一向量 \mathbf{r} 是許用碼字的充要條件是

$$\mathbf{r}[\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{n-k}^T] = \mathbf{0}; \text{校驗矩陣 } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{n-k} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

最大的自由距存在區間如圖 3-5 所示。

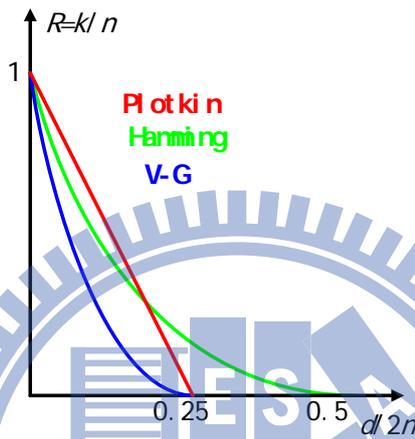


圖 3-5 最大的自由距存在區間

在解碼時，碼 C 作為一個子群，它的每一個陪集在碼 C 的正交空間 H 中的投影是一個點，而不同的陪集投影不同。每一個陪集有一個最小碼重，作為陪集首，代表最可能的錯誤圖案。這就引出了伴隨式解碼： $\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T$ ，將 \mathbf{S} 與最可能的 \mathbf{e} 建一張表，即可透過查表法實現解碼。

(3) 迴旋碼 (Convolutinal code)

從一般的角度講，當前的編碼符號完全可以不僅受當前的資訊符號控制，而且還可受控於其它時刻的輸入資訊符號。從因果的角度出發，可以只考慮受控於當前及歷史上的輸入符號流。換句話說，就是編碼器可以是有記憶的。因此輸出的編碼符號流也就具有了一定的相關性。這種相關性是廣義的，一種典型的相關性就是馬氏鏈過程。編碼器的記憶可以是有限的，也可以是無限的。有限記憶系統的輸出總可模型化為馬氏過程，可以用狀態轉移圖來描述。無限記憶系統中可用狀態轉移圖描述的也是馬氏過程。對於線性系統而言，有限記憶和無限記憶就分別對應於 FIR

和 IIR 濾波器。 $\mathbf{Y}_i = \sum_j \mathbf{A}_j \mathbf{Y}_{i-j}$ ，其中 \mathbf{A}_j 為 n 行 k 列矩陣。由於其生成方法與線性訊號系統中的迴旋乘積相類似，因而稱為迴旋碼。當從濾波器角度看時，輸入輸出要用同一域中的元素。這樣輸入符號流應為 $GF(q)$ 上的 k 維向量。輸出符號流為 $GF(q)$ 上的 n 維向量。

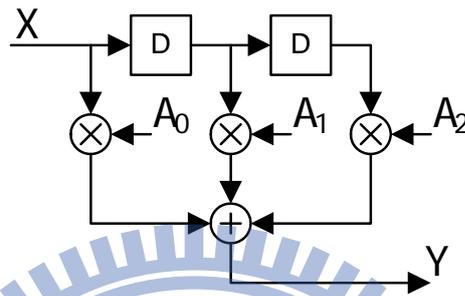


圖 3-6 有限記憶

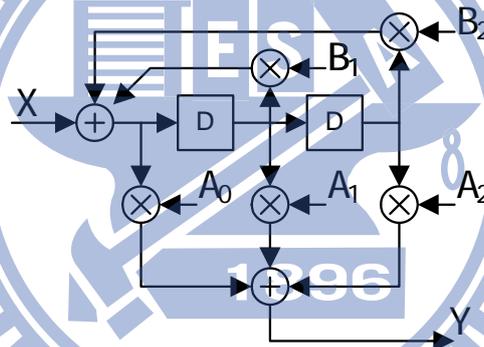


圖 3-7 無限記憶

根據資訊碼元與監督碼元的約束關係分為：區塊碼和迴旋碼。迴旋碼也是將 k 個資訊位元編成 n 個位元，每個位元不但與本碼的其它位元關聯，而且與前面 m 個碼段的位元也相互關聯。該碼的限制長度 (Constraint length) 為 $m+1$ 位元，其中 m 為暫存器個數。

以 $m = 2$ ， $\mathbf{A}_0 = (1,1)\mathbf{T}$ ， $\mathbf{A}_1 = (0,1)\mathbf{T}$ ， $\mathbf{A}_2 = (1,1)\mathbf{T}$ 為例，如前 3 個輸入為 110，則前 6 個輸出為 111010：

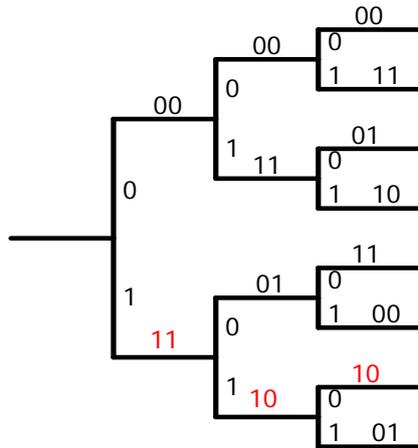


圖 3-8 迴旋碼的樹狀圖

而迴旋碼之最佳解碼方式為維特比 (Viterbi) 解碼演算法，因其符合最大似然性解碼，接著我們將詳細介紹維特比解碼演算法的運作[17]。

考慮一通訊系統如圖 3-9 所示，其中訊息序列 \mathbf{x} 經由一 (n, k, m) 迴旋碼編碼後產生對應碼字 \mathbf{y} 並傳送至通道。令 \mathbf{r} 為該碼字對應之接收序列，解碼器隨即依據此接收序列判斷出傳送碼字之最佳估計 $\hat{\mathbf{y}}$ 。

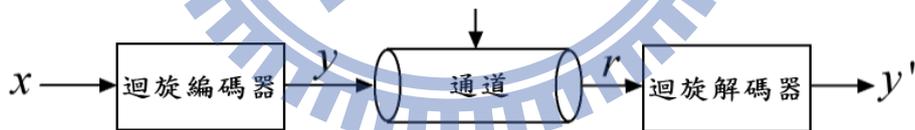


圖 3-9 迴旋碼字之傳送與接收流程方塊圖

假設訊息序列 $\mathbf{x} = (\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{h-1})$ 共有 h 個 k 位元的訊息區塊，其中 $\mathbf{x}_i = (x_{i,0}, x_{i,1}, \dots, x_{i,k-1})$ ，而對應之碼字則由訊息序列及 kM 個截尾位元所產生之碼字區塊組成 $\mathbf{y} = (\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{h+M-1})$ ，其中 $M \triangleq \max_i m_i$ ， m_i 為編碼器各輸入端之記憶元件各數， $\mathbf{y}_i = (y_{i,0}, y_{i,1}, \dots, y_{i,n-1})$ 。令接收序列表示為 $\mathbf{r} = (\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{h+M-1})$ ，其中 $\mathbf{r}_i = (r_{i,0}, r_{i,1}, \dots, r_{i,n-1})$ 。針對無記憶性通道，可將 \mathbf{y} 對應於 \mathbf{r} 之似然函數化簡為

$$P(\mathbf{r}|\mathbf{y}) = \prod_{l=0}^{h+M-1} P(\mathbf{r}_l|\mathbf{y}_l) = \prod_{l=0}^{h+M-1} \prod_{j=0}^{n-1} P(r_{l,j}|y_{l,j})$$

其中 $P(r_{l,j}|y_{l,j})$ 為通道轉置機率。定義碼字於籬笆圖中對應路徑之計量 (Metric) 為

$$M(\mathbf{r}|\mathbf{y}) = \log P(\mathbf{r}|\mathbf{y}) = \sum_{l=0}^{h+M-1} \log P(\mathbf{r}_l|\mathbf{y}_l) = \sum_{l=0}^{h+M-1} \sum_{j=0}^{n-1} \log P(r_{l,j}|y_{l,j}) \quad (3.5)$$

其中 $M(\mathbf{r}_l|\mathbf{y}_l)$ 及 $M(r_{l,j}|y_{l,j})$ 分別定義為對應的分枝計量及位元計量，則具有最大計量之路徑其對應碼字即為傳送碼字之最佳估計。

以二元對稱通道 (binary symmetric channel) 為例，假設其轉移機率 (cross-over probability) $p < 0.5$ ，依(3.5)式可知對應路徑計量可化簡為

$$M(\mathbf{r}|\mathbf{y}) = \log P(\mathbf{r}|\mathbf{y}) = d(\mathbf{r}, \mathbf{y}) \log \frac{p}{1-p} + n(h+m) \log(1-p)$$

其中 $d(\mathbf{r}, \mathbf{y})$ 為 \mathbf{r} 與 \mathbf{y} 的漢明距離。由於 $p < 0.5$ ，可得 $\log \frac{p}{1-p} < 0$ 且 $n(h+m) \log(1-p)$ 對所有碼字而言皆為固定常數。因而在二位元對稱通道下，最大似然解碼法將選取與 \mathbf{r} 有最小漢明距離之 \mathbf{y} 當成傳送碼字之最佳估計。此外， $d(\mathbf{r}, \mathbf{y})$ 可拆解成如下分枝距離 $d(\mathbf{r}_l, \mathbf{y}_l)$ 及位元距離 $d(r_{l,j}|y_{l,j})$ 之總和：

$$d(\mathbf{r}, \mathbf{y}) = \sum_{l=0}^{h+M-1} d(\mathbf{r}_l|\mathbf{y}_l) = \sum_{l=0}^{h+M-1} \sum_{j=0}^{n-1} d(r_{l,j}|y_{l,j})$$

其中

$$d(r_{l,j}|y_{l,j}) = \begin{cases} 1, & \text{若 } r_{l,j} \neq y_{l,j} \\ 0, & \text{若 } r_{l,j} = y_{l,j} \end{cases}$$

因此，當吾人針對二元對稱通道使用最大似然性法則解碼時，可將 $d(\mathbf{r}_l, \mathbf{y}_l)$ 與 $d(r_{l,j}|y_{l,j})$ 視為等效的分枝計量及位元計量，同時只要將原始法則中選擇具最大計量之路徑為狀態存活路徑的規則修改成選擇計量最小之路徑，即可進行最大似然性解碼。

若考慮可加性白色高斯雜訊 (AWGN) 通道以二元相位移鍵 (binary phase-shift keying) 調變之碼字位元 $y_{l,j} \in \{-1, +1\}$ ，經通道傳送並解調後得接收

符元 $r_{l,j} = y_{l,j}\sqrt{E_s} + \eta$ ，其中 η 為雙邊功率頻譜密度為 $N_0/2$ 之 AWGN 雜訊， E_s 為訊號能量，其似然函數為

$$P(r_{l,j}|y_{l,j}) = \sqrt{\frac{E_s}{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_{l,j}\sqrt{E_s} - y_{l,j}\sqrt{E_s})^2}{N_0}} = \sqrt{\frac{E_s}{\pi N_0}} e^{-(E_s/N_0)(r_{l,j} - y_{l,j})^2} \quad (3.6)$$

將(3.6)式代入(3.5)式可得

$$\begin{aligned} \ln P(\mathbf{r}|\mathbf{y}) &= -\frac{E_s}{N_0} \sum_{l=0}^{h+M-1} \sum_{j=0}^{n-1} (r_{l,j} - y_{l,j})^2 + \frac{N}{2} \ln \frac{E_s}{\pi N_0} \\ &= \left(2 \frac{E_s}{N_0}\right) \sum_{l=0}^{h+M-1} \sum_{j=0}^{n-1} (r_{l,j} y_{l,j}) - \frac{E_s}{N_0} (|\mathbf{r}|^2 + N) + \frac{N}{2} \ln \frac{E_s}{\pi N_0} \\ &= C_1(\mathbf{r} \cdot \mathbf{y}) + C_2 \end{aligned}$$

其中 $C_1 = (2E_s/N_0)$ ， $C_2 = -\left[\frac{E_s}{N_0}(|\mathbf{r}|^2 + N) - \frac{N}{2} \ln(E_s/\pi N_0)\right]$ ， $\mathbf{r} \cdot \mathbf{y}$ 則為接收向量 \mathbf{r} 與碼字 \mathbf{y} 的內積。因為 $C_1 > 0$ ，吾人可改令位元計量為 $M(r_{l,j}|y_{l,j}) = r_{l,j}y_{l,j}$ 並以此分別重新定義分枝計量及路徑計量為

$$M(\mathbf{r}_l|\mathbf{y}_l) = \sum_{j=0}^{n-1} M(r_{l,j}|y_{l,j}) = \mathbf{r}_l \cdot \mathbf{y}_l$$

及

$$M(\mathbf{r}|\mathbf{y}) = \sum_{l=0}^{h+M-1} M(\mathbf{r}_l|\mathbf{y}_l) = \mathbf{r} \cdot \mathbf{y}$$

即可直接進行最大似然性解碼。

為求得具最大計量之路徑，維特比演算法針對籬笆圖中的每一狀態分別定義兩個特殊的參數：狀態存活路徑 (survivor) 及狀態計量，其中狀態 S_l 在解碼時刻 t 所對應的存活路徑 $\Omega_{S_l,t}$ 表示由初始狀態出發並於時刻 t 回到 S_l 的所有路徑中計量最大路徑對應之碼字序列，而其狀態計量 $M_{S_l,t}$ 則定義為該存活路徑之計量值。令 $\theta_{S_l,t}$ 表示所有在時刻 $t-1$ 存在分枝可在時刻 t 連至 S_l 的狀態所構成的集合。 $\forall S_j \in \theta_{S_l,t}$ ，定義 $\mathbf{y}_{t-1}(S_j, S_l)$ 為連接 S_j 及 S_l 之分枝所對應的碼字位元。依上述定義，狀態計量及對應存活路徑可依下列遞迴公式更新：

$$\begin{cases} M_{S_l,t} &= \max_{\forall S_j \in \theta_{S_l,t}} \left(M_{S_j,t-1} + M(\mathbf{r}_{t-1} | \mathbf{y}_{t-1}(S_j, S_l)) \right) \\ \Omega_{S_l,t} &= \left(\Omega_{S^*,t-1}, \mathbf{y}_{t-1}(S^*, S_l) \right) \end{cases} \quad (3.7)$$

其中 $S^* = \arg \max_{\forall S_j \in \theta_{S_l,t}} \left(M_{S_j,t-1} + M(\mathbf{r}_{t-1} | \mathbf{y}_{t-1}(S_j, S_l)) \right)$ 且若有多個狀態產生相同的計量則可隨機擇一令為 S^* 。維特比演算法相關操作步驟摘要如下：

- 步驟 1. 設 $M_{S_0,0} = 0$ 、 $\Omega_{S_0,0} = \{\text{空集合}\}$ 且 $t = 0$ 。
- 步驟 2. 令 $t = t + 1$ 。針對在時刻 t 的所有可能狀態，依(3.7)式更新對應之狀態計量及存活路徑。
- 步驟 3. 若 $t < h + M$ ，則重覆執行步驟二。直到 $t = h + M$ 或者解完所有接收序列 \mathbf{r} ，所得 $\Omega_{S_0,h+M}$ 即為傳送碼字之解碼結果。

如考慮一迴旋編碼器如圖 3-10(a)所示，其籬笆模組 (trellis module) 繪於圖 3-10(b)。假設訊息序列在編碼後隨即經由二元對稱通道傳送至接收端，並得序列： $\mathbf{r} = (101, 101, 110, 010, 111, 101, 101)$ 。若假設初始狀態為 S_0 並搭配全零結尾字元以迫使編碼器回歸對應之初始狀態，由圖 3-10(b)可得各個狀態在不同時刻之 $\theta_{S_l,t}$ 如表 3-2 所示。

表3-2 各個狀態在不同時刻之 $\theta_{S_l,t}$

	$t = 1$	$t = 2$	$t = 3, 4, 5$	$t = 6$	$t = 7$
$\theta_{S_0,t}$	$\{S_0\}$	$\{S_0\}$	$\{S_0, S_2\}$	$\{S_0, S_2\}$	$\{S_0, S_2\}$
$\theta_{S_1,t}$	$\{S_0\}$	$\{S_0\}$	$\{S_0, S_2\}$	-	-
$\theta_{S_2,t}$	-	$\{S_1\}$	$\{S_1, S_3\}$	$\{S_1, S_3\}$	-
$\theta_{S_3,t}$	-	$\{S_1\}$	$\{S_1, S_3\}$	-	-

基於接收序列 \mathbf{r} 之維特比演算法如圖 3-11 所示。其中個分枝之標籤值表示對應之分枝距離，各個狀態上的數值表示為各個狀態的存活路徑之計量值，而各個狀態非存活路徑之對應分枝則劃上 x 以供區隔。在此例中，最終存活路徑為：

$\hat{\mathbf{y}} = (111, 101, 011, 000, 111, 101, 011)$ 。此路徑在籬笆圖中以粗黑線表示，解碼後之訊息序列為 $\hat{\mathbf{x}} = (10001)$ 。其中最終存活路徑的計量值為 6，表示在籬笆圖中與 \mathbf{r} 相異的其餘路徑上，沒有任何一條路徑與 \mathbf{r} 之間的相異處少於 6 個位置。其中吾人注意到一點，在某些狀態中，例如 $t=4$ 之 S_2 ，有可能兩條進入此狀態的路徑皆不會被刪除。此種狀態指出進入此狀態的兩條路徑，其計量值是相等的。假使最終的存活路徑經過任一個有此特性的狀態，則結果將有一條以上的最大相似路徑。意即不僅只有一條路徑，其與 \mathbf{r} 的距離為最小。從現實的觀點看，當發生權重計量值相等的情況時，其中的一條路徑將被任意的選為存活路徑，且不會影響到解碼錯誤率。

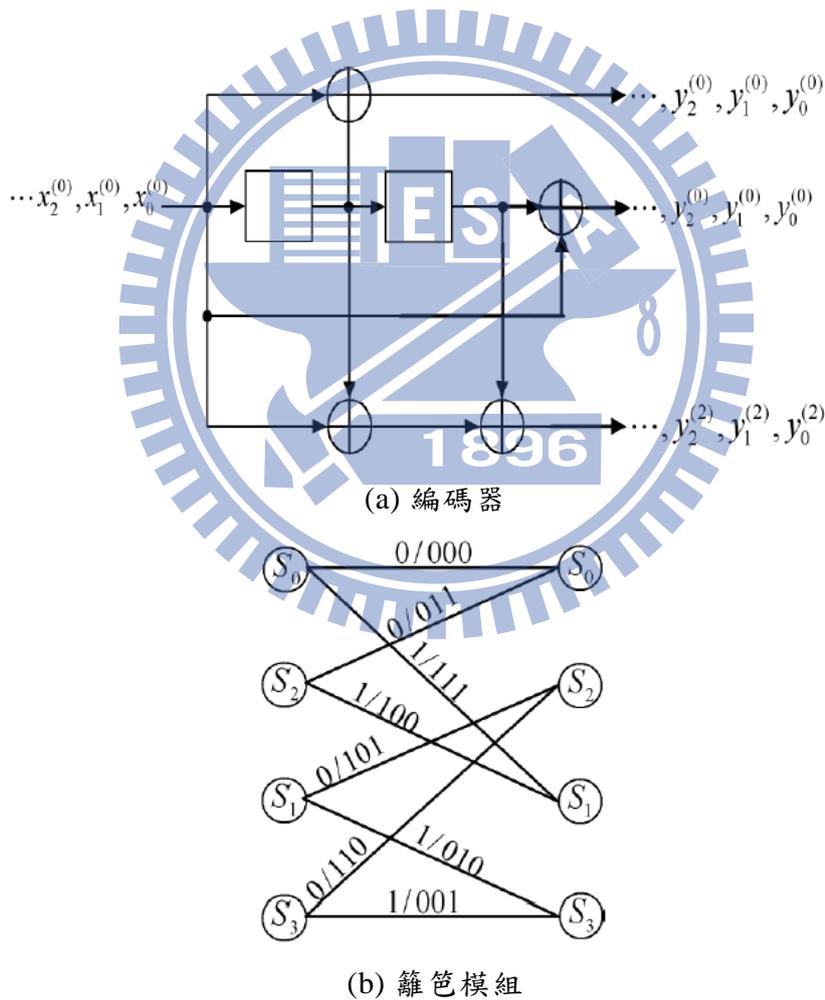


圖 3-10 (3,1,2)迴旋碼之編碼器與籬笆模組

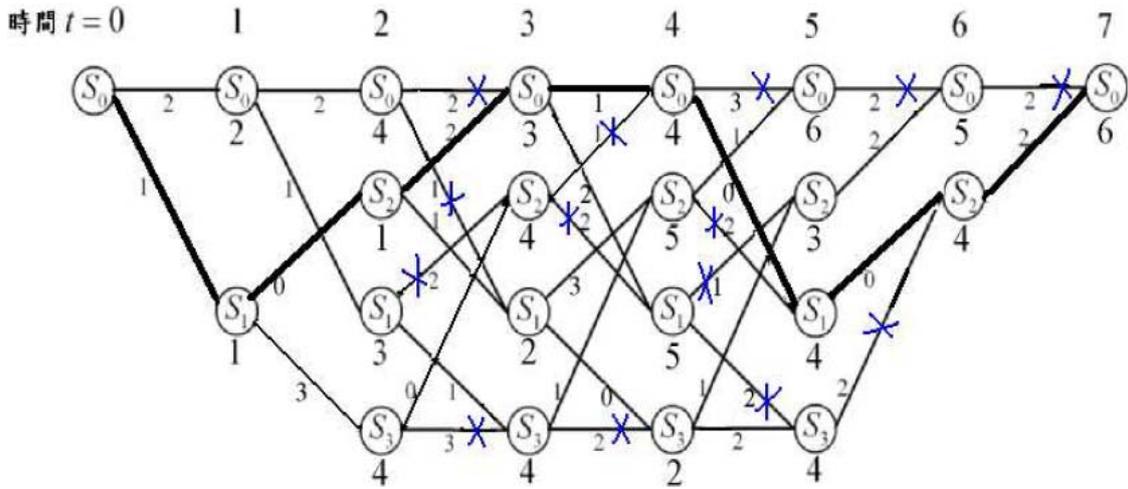


圖 3-11 應用維特比演算法於籬笆圖之實例解說

迴旋碼的性能難以用自由距離完全描述。因為迴旋碼是面向流的編碼，自由距離只影響其中相鄰若干位元的誤碼。碼長是無窮的，而自由距離是固定的，因此不能用糾錯能力或檢錯能力來描述迴旋碼的性能。比較公平的一種描述是它的平均誤位元速率，或在一定（較短）幀長的誤幀率，或者研究在某一位置開始發生一次錯誤（序列）的機率

對於有限長度迴旋碼，它的重量估值函數代表了所有可能的編碼序列的重量分佈情況。因此可以用來分析誤幀率和誤符號率。

誤幀率：

$$\begin{aligned}
 P(E) &\leq \sum_k A_k Z_k \Big|_{Z = \exp(-E_s/N_0)} \\
 &= F(S, D) \Big|_{S=1, D=e^{-E_s/N_0}} \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

誤位元率：

$$P_b(E) \leq \left(\sum_j \sum_k A_{j,k} Z_k \right) / L \Big|_{Z=\exp(-E_s/N_0)}$$

$$= \frac{1}{L} \frac{\partial}{\partial S} F(S, D) \Big|_{S=1, D=e^{-E_s/N_0}} \dots\dots\dots(3.6)$$

(4) 正交迴旋碼 (Orthogonal Convolutinal Code, OCC)

Viterbi 於 1967 年所提出正交迴旋碼之錯誤更正編碼技術[27]，其編碼器之設計如圖 3-12 所示。上層之位移暫存器電路為傳統迴旋碼之編碼器，下層電路為 Walsh-Hadamard 碼字產生器。每輸入一訊息位元，編碼器將由上層 k 個位移暫存器之狀態以及迴旋碼與 WH 碼之間的連結方式，來決定其輸出碼字為 $2^k \times 2^k$ WH 矩陣中的哪一列 WH 碼字，其特色為輸出碼字皆為正交。除了輸出碼字皆為 WH 碼字之外，正交迴旋碼之架構與編、解碼方式，與傳統迴旋碼一致。然而正交迴旋碼特別之處，因其編碼率很低 $R=1/2^k$ ，因此 Viterbi 於 1990 年將 OCC 運用在 DS-CDMA 系統上，取代展頻碼之擴展頻譜功能，進而得到系統效能之改善。

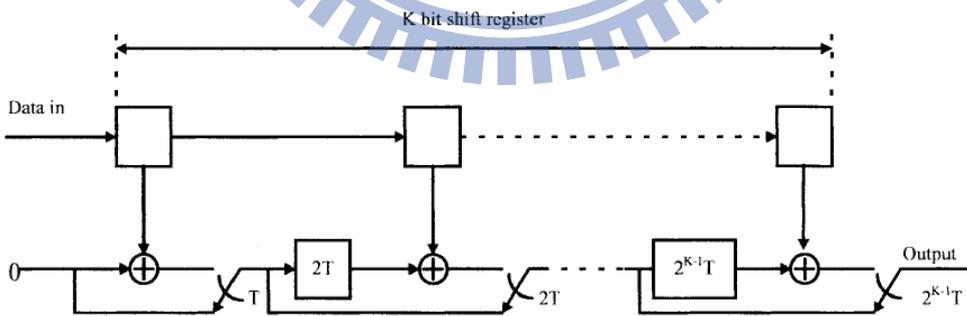


圖 3-12 正交迴旋碼編碼器之設計

第四章 基於直序展頻和錯誤更正碼結合的通訊系統設

計

4.1 設計思想.

在現代通訊中遇到的一個重要問題就是保證通訊系統的通訊容量的同時盡可能提高通訊的可靠性。如前所述，展頻通訊具有很強的抗干擾性能，其多址能力、保密、抗多重路徑等方面的優勢也倍受人們的關注，被廣泛應用於軍事與民用通訊中。其中，直接序列展頻是最為典型的一種展頻方式。一般的直接序列展頻將資訊碼與隨機碼進行模二加來獲得擴展後的序列。為了在帶限通道中保證抗干擾性能的同時提高系統的資料傳輸率，可以採用 M 元展頻的方法[14]。另一方面，任何實際系統的通道都是有干擾的，通道雜訊會影響通訊的可靠性。通訊理論已經證明，隨著通道容量利用程度的提高，如不採取編碼措施，傳輸可靠性將會隨之下降。在給定條件下兼顧系統的有效性和可靠性是通訊系統設計者始終關注的重要問題。提高通訊系統可靠性常用方法之一是採用改錯碼技術，其中 FEC（前向糾錯）技術在實際系統中得到了廣泛的應用。FEC 技術就是編碼端在資料發送之前增加一定的冗餘，解碼端利用這些冗餘來糾正通道中發生的錯誤，恢復原始資訊。它的主要優點是：不需要回饋通道，解碼延遲固定，適用於即時傳輸系統[15]。

在傳統的直序展頻通訊系統上，前向糾錯編碼技術常常被使用來對訊息序列作編碼，除了改善接收端的錯誤率，亦提升整體系統的通訊容量，如圖 4-1 所示。

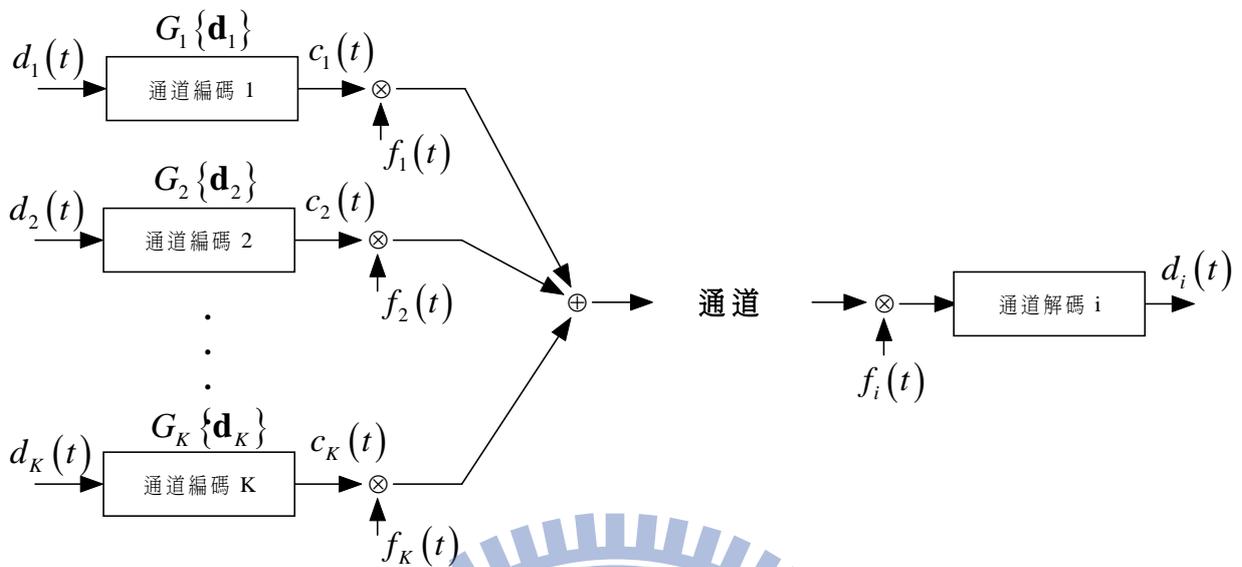


圖 4-1 傳統通道編碼之於展頻系統框圖

展頻碼與通道編碼在傳統的直序展頻通訊系統裡為獨立分開設計。通道編碼技術獨立選配在展頻通訊系統上，其效能主要取決於碼字之間的最小碼距，最小碼距愈大，表示由一特定碼字誤認為另一碼字的機率愈小，此一編碼方式即擁有較好的效能。有別於通道編碼主要在改善展頻系統裡各個使用者的位元錯誤率，展頻碼在直序展頻通訊系統上，與通道編碼為獨立分開設計，主要在於有效抑制多重路徑干擾，使接收端能有效的降低其他使用者訊號的干擾，成功的接收該使用者的訊息。以m序列展頻碼為例，接收機在解展頻之後，能把該使用者之外的多路徑干擾縮小為 $2^m - 1$ 倍，有效的提供區分不同使用者訊號的能力。參數 $2^m - 1$ 又稱為展頻系統的展頻因子 (Spreading factor)，因其將訊息序列的頻寬擴展為 $2^m - 1$ 倍，此一參數亦為展頻系統的重要參數。

由通訊理論可得知，在通訊系統的設計上，不同元件的結合設計所得到的效能亦或是通道容量，將比分開獨立設計來的好[17]。在本文中，我們將探討如何把展

頻碼與通道編碼結合在一起設計，其研究趨勢與現有的結合設計的方法。我們將以 Viterbi 著名的正交迴旋碼 (Orthogonal Convolutional Code, OCC) 為例，並分析其結合設計的方法以及好處，接著再給出其它結合設計的方法。

4.2 錯誤更正碼與展頻碼的結合設計

4.2.1 結合設計的概念

傳統直序展頻通訊系統裡會加上錯誤更正碼技術以降低位元錯誤率，並提升系統整體之傳輸容量，如圖4-1所示。以使用者 i 為例，傳送訊號 $s_i(t) = c_i(t)f_i(t)$ 為經由通道編碼進行編碼之後，再乘上一特定展頻碼的輸出訊號，此傳送訊號兼具了通道編碼的錯誤更正的能力，亦具備了展頻碼抑制多重路徑干擾的能力。因此本篇論文所探討的結合設計方式，在於將通道編碼以及展頻程序想成一個更大的編碼機制，輸入訊息序列 $d_i(t)$ 經由此一編碼機制後的輸出序列 $s_i(t)$ ，能同時具備通道編碼及展頻碼的好處，如圖4-2所示之結合設計概念圖。經由這樣的結合設計概念，提供不同的思考路線，通道編碼以及展頻碼的設計，將緊密的結合在一起，而不再獨立分開設計，以達到更佳的系統效能與通道容量的提升。

接著，我們將基於此結合設計概念，進一步探討現有的研究主題與方向。

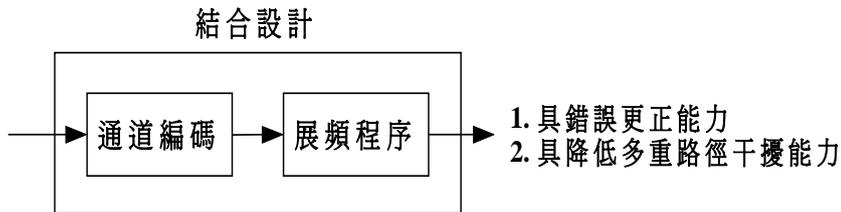


圖 4-2 錯誤更正碼及展頻程序結合設計概念圖

4.2.2 編碼率與展頻因子的抉擇 (Trade-off)

在固定通道頻寬的條件之下，通道編碼與展頻碼皆會對訊息序列的頻寬進行擴展，如圖4-3所示。意即都是將輸入位元，經由一特定運算方式分割成數個碼字元 (code symbol) 去做傳送。在傳統的DS-SS-CDMA通訊系統裡，假設使用者 i 的展頻因子為 α ，且加入編碼率為 R 的通道編碼來改善位元錯誤率，若傳輸在一頻寬為 B_w 的帶限通道裡，其通道頻寬 B_w 可以表示成(4-1)式：

$$B_w = (\alpha/R)R_b \quad (4-1)$$

其中 R_b 為訊息序列的位元率 (bit/sec)。

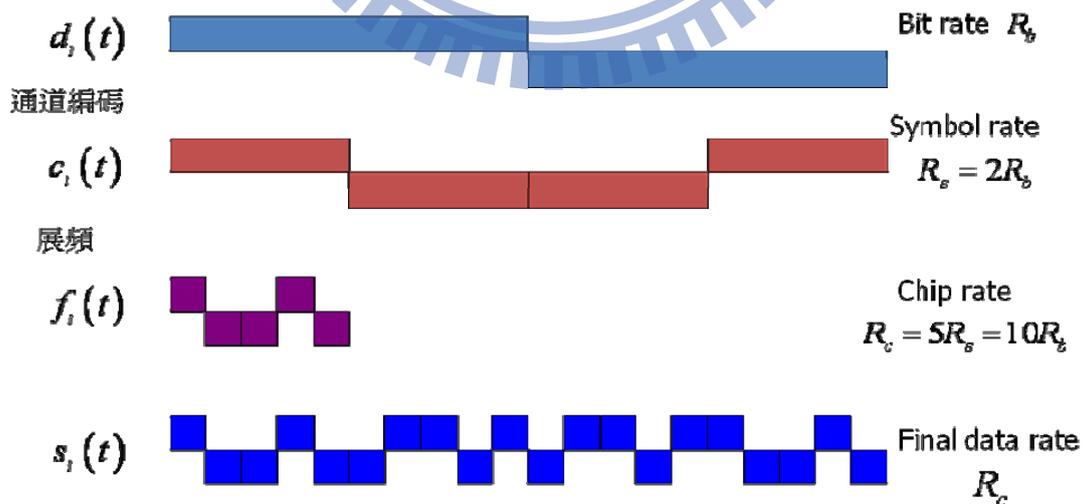


圖 4-3 展頻系統頻譜擴展示意圖

由編碼理論的基礎裡，我們了解當通道編碼的編碼率 R 愈低，此通道編碼的錯誤更正能力愈強，效能愈好。然而展頻因子 α 除了表示資訊位元頻寬被展得多寬之外，更顯示該展頻碼在 DS-CDMA 系統裡「區分不同使用者」的能力。如 m 序列展頻碼，展頻因子 α 可表示為 $2^m - 1$ ，在 DS-CDMA 系統裡，不同使用者將乘上不同的展頻碼字來作傳送。經匹配濾波器 (Match filter) 接收之後，從 m 序列之自相關函式可知，其餘使用者分量將降為該使用者的 $2^m - 1$ 倍，如(2-11)式，提供了適當的使用者區隔能力。如圖 4-1，若在傳統的展頻通訊系統加入通道編碼，且通道頻寬有限的前提之下，則通道編碼的編碼率 R 與展頻系統的展頻因子 α 即存在一「抉擇關係」，兩參數之間該如何分配，才能提高整體系統效能，乃通道編碼與展頻碼結合設計研究方向之一。



考慮一 K 個使用者之 DS-CDMA 系統，發射端為編碼率 R 之迴旋編碼器與展頻碼串接在一起，展頻碼為獨立且隨機選取，其展頻因子為 α 。各使用者之接收端為一批配濾波器或最小均方根錯誤 (MMSE) 接收器，再經 Viterbi 解碼器作解碼以取得訊息序列，如圖 4-1 系統模型，並假設展頻因子 α 足夠大到能將多重路徑干擾視為一白高斯雜訊 (AWGN)。對於一頻寬為 B_w 之帶限通道而言，一固定編碼率將唯一決定展頻因子之大小，為達到系統的最佳效能，展頻因子與編碼率之抉擇問題，變成只需要去決定最佳編碼率 R^* 即可。

頻譜效益 η (Spectral Efficiency) 將作為整體系統的效能量測基準，其定義為每單位時間與頻寬之位元傳送率 (bits/sec. Hz)。若同一時間有 K 個使用者在使用，假設每位使用者之傳送資料率 R_b 與位元錯誤率 (BER) 的要求皆相同，可得系統頻譜效益為 $\eta = K(R_b/B_w)$ 。各使用者之碼符號訊雜比可表示為 $(P/R_s)/N_0 = RE_b/N_0$ ，若 β 表示傳送端之輸出碼符號訊號干擾比 (SIR) 且 K 夠大，則 β 可表示成 [19, 20]：

$$\beta = \begin{cases} \frac{RE_b}{N_0 + \eta E_b} & (MF) \\ \frac{RE_b}{N_0 + \eta \frac{E_b}{1+\beta}} & (MMSE) \end{cases} \quad (4.2)$$

其中 N_0 為 AWGN 之功率頻譜密度， E_b 表示位元能量。頻譜效益 η 則可表示成：

$$\eta = \begin{cases} \left(\frac{1}{\gamma} - \frac{1}{E_b/N_0} \right) & (MF) \\ \left(\frac{1}{\gamma} + R - \frac{R\gamma}{E_b/N_0} - \frac{1}{E_b/N_0} \right) & (MMSE) \end{cases} \quad \text{where } \gamma = \beta/R \quad (4.3)$$

從(4.3)式可知，若接收端為一批配濾波器，在給定 E_b/N_0 的前提之下，輸出 γ 愈低，系統頻譜增益愈大，因此可知，編碼率 R 愈低，即便展頻因子變小，仍可得到最佳的系統效能。然而對於 MMSE 接收機而言，頻譜效益之於編碼率而言，並非為一單調 (monotonic) 函式，在給定 E_b/N_0 、編碼率與要求的 SIR 數值關係的前提下，最大的頻譜增益可藉由 $d\eta/dR = 0$ 得到：

$$\frac{d\gamma}{dR} = \left(1 - \frac{\gamma}{E_b/N_0} \right) \left(\frac{1}{\gamma^2} + \frac{R}{E_b/N_0} \right)^{-1} \quad (4.4)$$

對於一 AWGN 通道，在給定目標 BER 之後，由 Viterbi 解碼器的效能分析，得到相關的位元 SIR 目標數值。若 BER 的目標值為 10^{-6} 且 E_b/N_0 設定為 7dB 和 9dB，我們可得到 MF 與 MMSE 的頻譜效益比較圖 [18]，如圖 4-4。由以上分析，我們得知編碼率與展頻因子的最佳抉擇會因接收機設計的不同而改變。對於匹配濾波器之接收機而言，編碼率愈低，系統效能愈好。有別於 MF 接收機，MMSE 接收機則擁有最佳編碼率，而非一昧的降低編碼率。

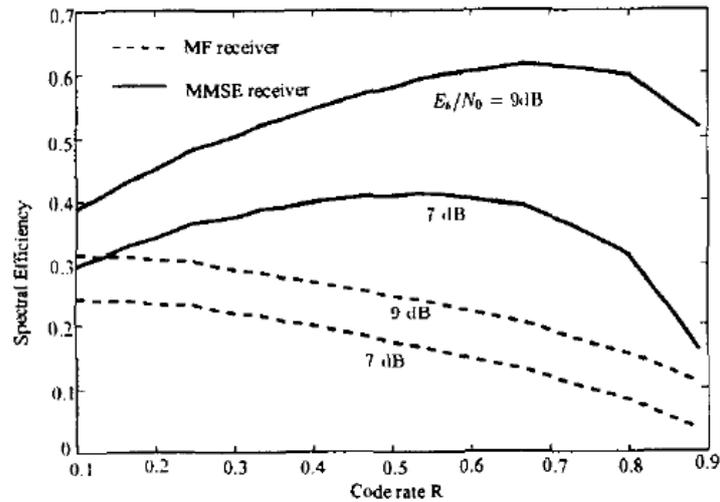


圖 4-4 MF 與 MMSE 接收機之頻譜效益比較圖

對於傳統匹配濾波器接收機的設計而言，由於編碼率愈低能得到較佳的系統效能，因此許多「極低編碼率」之編碼技術的研究便隨之而起。如[21, 12]之正交迴旋碼與超正交（super-orthogonal）迴旋碼設計，以及[22]之最大自由距離低編碼率迴旋碼設計。接著介紹 Viterbi 著名的正交迴旋碼之於 DS-CDMA 通訊系統之設計。

4.3 正交迴旋碼於直序展頻通訊系統之設計

在本節裡，我們將以 Viterbi 之極低編碼率正交迴旋碼（Very low-rate OCC, LROCC）為例，描述其傳送端與接收端於 DS-CDMA 系統上之設計。傳統 DS-CDMA 系統外加通道編碼之設計，通道編碼功能主要在於降低 BER，而展頻碼功能則在於降低多重路徑干擾，提供適度不同使用者之間的區隔能力。Viterbi 之 LROCC 展頻系統設計有別於傳統系統，頻譜擴展的部分全由 LROCC 完成，接著乘上一特徵序列（Signature sequence），此特徵序列僅擾亂（randomize）LROCC 之輸出碼字，而不對碼字進一步的擴展。如此設計之下，原本由展頻碼所提供之區隔不同使用者之能力，該如何達到呢？此部分將於 4.3.2 節裡面詳細描述。

4.3.1 LROCC 之於直序展頻系統之設計

正交迴旋碼為 Viterbi 於 1967 年所提出之錯誤更正編碼技術，主要在於改善正交區塊碼 (Orthogonal Block Code) 之效能。Viterbi 並於 1990 年將 OCC 運用在 DS-CDMA 通訊系統上，利用低碼率 LROCC 除了對訊息序列作編碼保護，並將其頻寬擴展至傳送通道頻寬大小。下一級展頻碼不再對 LROCC 之輸出碼字作展頻，而只負責擾亂輸出碼字，因此我們又稱之為特徵序列。圖 4-5 為 OCC 之於展頻通訊系統之收、發端之簡化方塊圖：

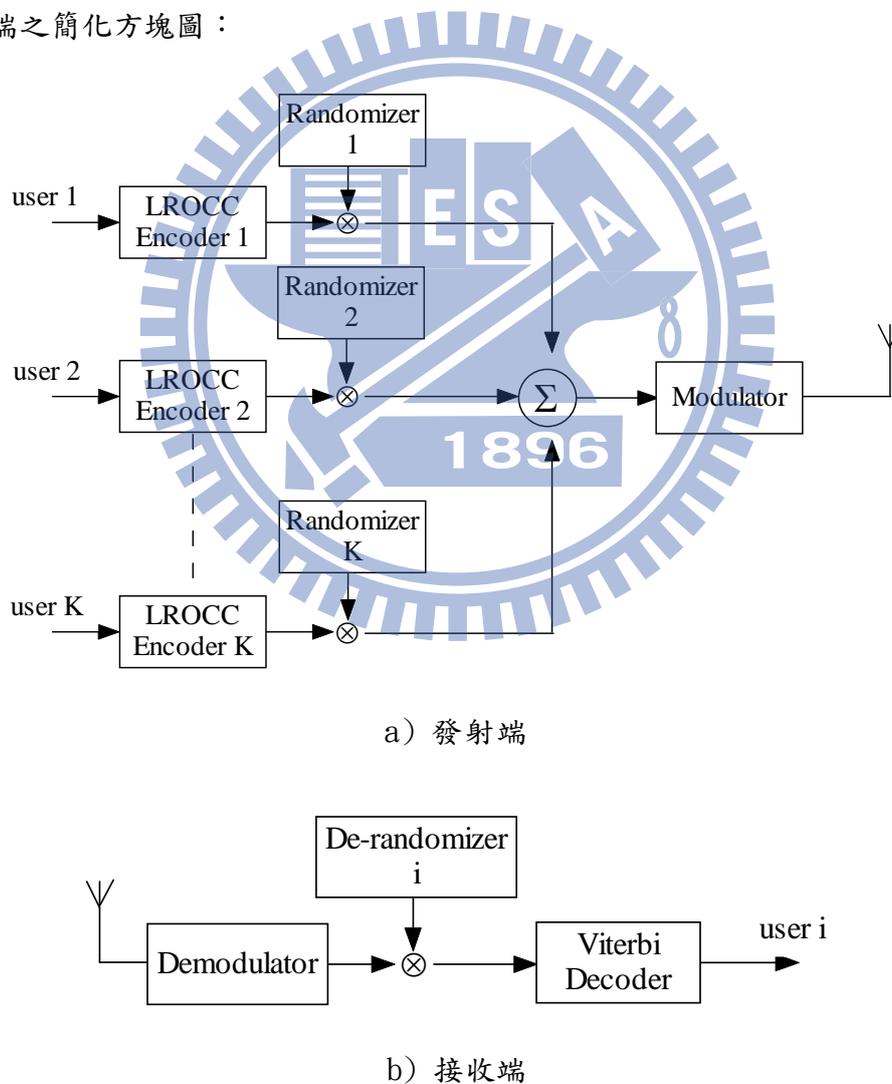


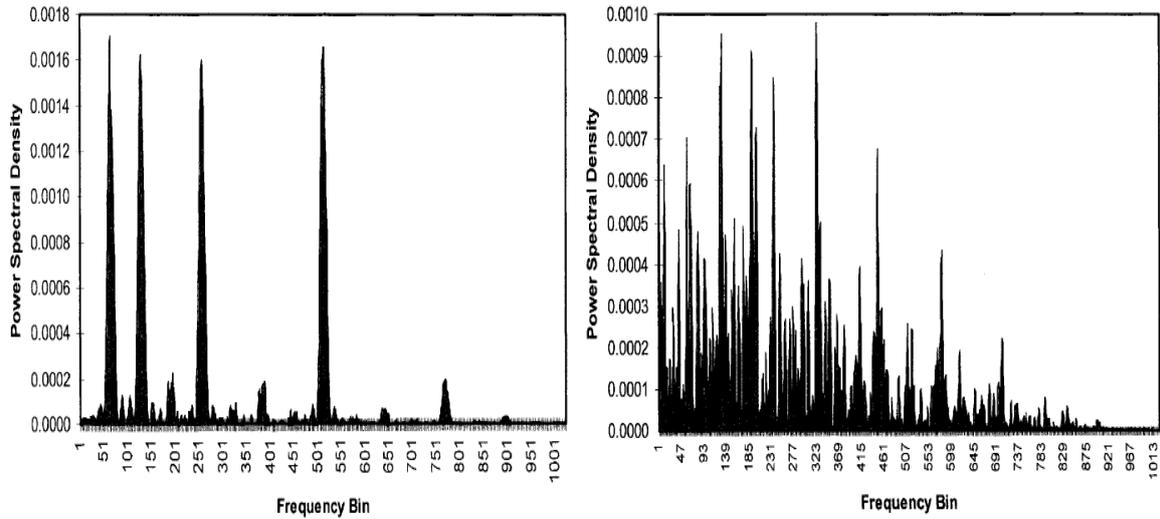
圖 4-5 LROCC 之於展頻通訊系統收、發端簡化方塊圖

接收機則為發射基之反向運作，先乘上該使用者之特徵序列，再經由 Viterbi 解碼器以解出訊息序列。

此系統假設各個使用者之資料率一致且 LROCC 編碼器之編碼率皆為 R 。由 3.4 節所介紹 LROCC 編碼器可知，各個使用者可藉由改變迴旋碼編碼器與 Walsh-Hadamard 編碼器之間的連結方式，得到不同的籬笆架構，意即儘管兩個不同的使用者在同一分枝上，但所對應到的 WH 碼字卻是正交的。但不同的連結方式，其效能仍是一致的。因此 Viterbi 並無特別設計不同使用者之 LROCC 編碼器，而是假設 DS-CDMA 通訊系統上，所有使用者之編碼器皆相同。

由於 LROCC 輸出碼字皆由 Walsh-Hadamard 矩陣任一系列選取得之，雖任兩個輸出碼字之間為正交，但是其自相關函式會有峰值 (Spike) 的出現，而不如 m 序列平均分布於功率頻譜上，這樣的碼序列並不適用某些展頻通訊的應用上，因此我們需要特徵序列的擾亂以得到更佳的自相關函式。圖 4-6a 所示為一經由 LROCC 編碼器編碼輸出之任四個碼字之功率頻譜 (Power spectrum)，而由圖 4.6b 可清楚看到，經由特徵序列擾亂後的碼字，在功率頻譜上會有更平均的分布，這也是特徵序列的功用之一。

Viterbi 於 [21] 裡證明，在編碼率 R 夠低以及同一時間的使用者數 K 相對夠多的前提之下，若通道為 AWGN 通道，則第 i 個使用者接收端所看到的等效通道為一可加性雜訊通道 (additive noise channel)，即其餘使用者之於使用者 i 之干擾可視為獨立且一致之可加性干擾。最後亦證實，這樣的系統設計能達成 DS-CDMA 通訊系統的最大頻譜效益。



a) 擾亂之前

b) 擾亂之後

圖 4-6 LROCC 輸出碼字之功率頻譜

接下去，我們將探討最佳的特徵序列該如何選取，才能使 LROCC 直序展頻系統擁有更好的使用者區隔能力，亦或是更佳 LROCC 輸出碼字功率頻譜。

4.3.2 特徵序列之設計

在 4.3.1 節 LROCC 的分析裡，我們都假設其特徵序列為一隨機特徵序列，但為了優化整體系統的效能，我們必須找出一組最佳特徵序列 [23]，最佳序列的定義在於此組序列必需最小化 (minimize) 其餘使用者在使用者 m 接收端之干擾分量。因此，亦可將 Viterbi 解碼之錯誤率縮至最小，最佳化整體系統效能。

考慮圖 4-5 之低碼率正交迴旋碼 DS-SS-CDMA 通訊系統，假設 LROCC 編碼器之輸出碼字表示為 $\{\dots, \mathbf{c}_{p-1}, \mathbf{c}_{p0}, \mathbf{c}_{p1}, \dots, \mathbf{c}_{pn}, \dots\}$ ，其中 \mathbf{c}_{pi} 為由 $2^M \times 2^M$ WH 矩陣任選一列之 N -位元 WH 碼字，表示成 $[c_{pi}(0), c_{pi}(1), \dots, c_{pi}(N-1)]$ ，又 $N = 2^M$ ， i 為訊息位元週期 (bit

period) 之時間因子。令 \mathbf{y} 表示使用者 m 之特徵序列，則發射端之輸出序列可表示為 $\{\dots, \mathbf{c}_{p-1}\mathbf{y}, \mathbf{c}_{p0}\mathbf{y}, \mathbf{c}_{p1}\mathbf{y}, \dots, \mathbf{c}_{pn}\mathbf{y}, \dots\}$ ，其中 $\mathbf{c}_{pi}\mathbf{y} = [c_{pi}(0)y(0), \dots, c_{pi}(N-1)y(N-1)]$ 。若同時有另一位特徵序列表示為 \mathbf{x} 之使用者 j 在傳輸，且假設其傳送序列 $\mathbf{c}_{qi}\mathbf{x}$ 與使用者 m 之傳送序列 $\mathbf{c}_{pi}\mathbf{y}$ 在時域上有 L 碼字位元週期 (code bit period) 的位移，如圖 4-7 所示，則使用者 m 接收端於位元週期 n 之接收訊號 \mathbf{r} 為

$$\mathbf{r}(k) = \begin{cases} y_n(k) + x_{n-1}(k+N-L), & k=0 \cdots L-1 \\ y_n(k) + x_n(k-L), & k=L \cdots N-1 \end{cases} \quad (4.5)$$

其中 $y_n(k) = c_{pm}(k)y(k)$ ， $x_{n-1}(k) = c_{q(n-1)}(k)x(k)$ ， k 表示碼字位元之位置。如圖 4-5b，接收器前端為一批配濾波器，其運作為乘上使用者 m 之特徵序列並與所有可能的輸出碼字作內積 (inner product)，所得到之偵測統計值 (detect statistic) z_j 為籬笆圖上各分枝之計量值，接著被送進 Viterbi 解碼器進行解碼。 z_j 表示為：

$$\begin{aligned} z_j &= \langle \mathbf{r}, \mathbf{y}_j \rangle = \langle \mathbf{r}, \mathbf{c}_j \mathbf{y} \rangle \\ &= \langle \mathbf{c}_{pm}, \mathbf{c}_j \rangle + \sum_{k=0}^{L-1} c_{q(n-1)}(k+N-L) \cdot x(k+N-L) c_j(k) y(k) \\ &\quad + \sum_{k=L}^{N-1} c_{qm}(k-L) x(k-L) c_j(k) y(k) \end{aligned} \quad (4.6)$$

其中 $\langle \mathbf{r}, \mathbf{y}_j \rangle$ 表示兩項量之內積。

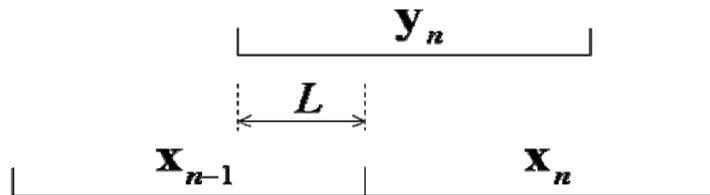


圖 4-7 使用者 m 、 j 之位元週期位移表示圖

若系統為一同步 (Synchronous) 系統 ($L=0$)，則(4.6)式可簡化為：

$$z_j = \theta_{pn,j}(0) + \sum_{k=0}^{N-1} c_{qn}(k)c_j(k)x(k)y(k) \quad (4.7)$$

其中 $\theta_{pn,j}(0) = \langle \mathbf{c}_{pn}, \mathbf{c}_j \rangle$ 。由於LROCC編碼器之輸出碼字為WH碼字，由[24]可知，各個碼字之間有著以下特性： $c_i(k)c_j(k) = c_{i \oplus j}(k)$ ，其中 $i \oplus j$ 表示 i 與 j 進行位元模2加。利用這個特性，(4.7)式之偵測統計值 z_j 可進一步表示成：

$$z_j = \theta_{pn,j}(0) + \langle \mathbf{c}_{qn \oplus j}, \mathbf{xy} \rangle \quad (4.8)$$

由(4.8)式可知，若要得到最小的干擾值，使用者 m 與使用者 j 之特徵序列 \mathbf{y} 、 \mathbf{x} ，其相乘序列 $\mathbf{xy} = [x(0)y(0), \dots, x(N-1)y(N-1)]$ 必須與所有可能的LROCC輸出碼字，擁有較低的相關性。對於一正交碼字集合，不管傳送碼字為何，為了達到Welch bound，(4.8)式之干擾項目其數值大小必須一致，因此任兩特徵序列之相乘序列與任一傳送碼字之相關函式為一常數關係。然而，若將此相關函式除以 $1/N$ 作正規化 (Normalize)，則為標準的WH轉換。

$$WH \{ \mathbf{xy} \} = 1/N \langle \mathbf{c}_{qn \oplus j}, \mathbf{xy} \rangle \quad (4.9)$$

也因此，使干擾縮為最小的問題，變成了任兩特徵序列之相乘序列 \mathbf{xy} ，其WH轉換必須維持常數值。在這樣的要求之下，能符合此條件之序列稱之為「班序列」(bent sequence)。由此節的分析，我們了解對於Viterbi之LROCC直序展頻通訊系統，特徵序列之最佳選擇為班序列，其設計方式可以參考[23, 25]。選擇班序列能將其餘使用者之干擾分量縮至最小並符合Welch bound，降低Viterbi解碼器之解碼錯誤率，進而達到最佳系統效能。

4.4 結合設計之研究方向

本章節介紹了一些結合設計方式，首先為通道編碼率與展頻因子的抉擇，在一帶限通道底下，此抉擇等效於選擇一最佳編碼率以得到最佳系統效能。由 4.2 節之分析得知，不同的接收器設計，會得到不同的結果[18]。如接收器為一批配濾波器，則編碼率愈低，系統效能愈好。若為一 MMSE 接收器，則存在一最佳編碼率使得系統效能為最佳。銜接 4.2 節所得到的結果，4.3 節介紹了一極低編碼率之通道編碼於 DS-CDMA 系統之設計-Viterbi 之 LROCC 於 DS-CDMA 通訊系統。並得知儘管使用者區隔能力下降，頻譜擴展由 LROCC 來完成，但 LROCC 所提供的編碼增益 (coding gain) 能抑制住這樣的缺失，得到比傳統直序展頻系統加上一通道編碼更佳的系統效能 [21]。另外藉由選擇最佳的特徵序列-bent sequence[23]，加強使用者之區隔能力，進而最佳化 LROCC 於 DS-CDMA 系統上之效能。

除了上述之研究方向，我們亦可將展頻程序（展頻因子為 α ）分解成兩個步驟：1) 先經編碼率為 α 之重覆（repetition）編碼器，2) 再乘上一特徵序列，如圖 4-8 所示：

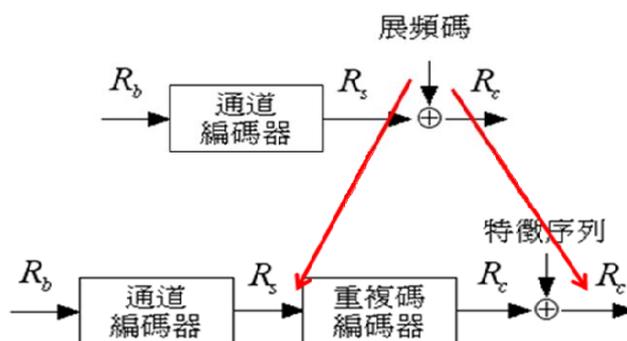
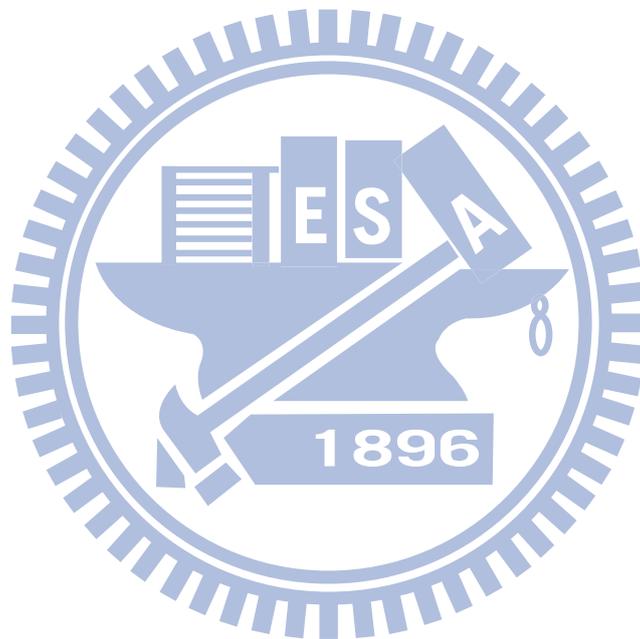


圖 4-8 展頻程序之等效方塊圖

因此傳統通道編碼加上展頻程序之系統，可以等效為兩個通道編碼的串接，再乘上一特徵序列，因而有另一部分研究在於串接碼 (Concatenated coding) 的設計，以提升整體系統效能[26]。



第五章 結論與建議

5.1 結論

近年來，擴展頻譜通訊 (Spread Spectrum Communication-SSC) 技術在碼分多址 (CDMA) 等民用通訊中的應用也開始越來越受到人們的重視。本論文在研究了展頻通訊系統的原理和直接序列展頻通訊系統的基礎上，分析了展頻碼序列的自(互)相關函數、平衡性等性能指標，對當前 DS-SS-CDMA 展頻通訊系統的調變模擬方法進行了研究和探討。在此基礎上，為了提升系統效能，研究了將錯誤更正碼和展頻碼的結合設計方式。從通道編碼率與展頻因子的抉擇，到極低編碼率之通道編碼設計，以及近來的串接碼設計。由這些結合設計之分析可知，通道編碼與展頻碼的結合設計，將獲得比傳統系統更佳的系統效能表現。此兩元件之結合設計，將是未來直序展頻系統的主要研究方向。

5.2 後續研究建議

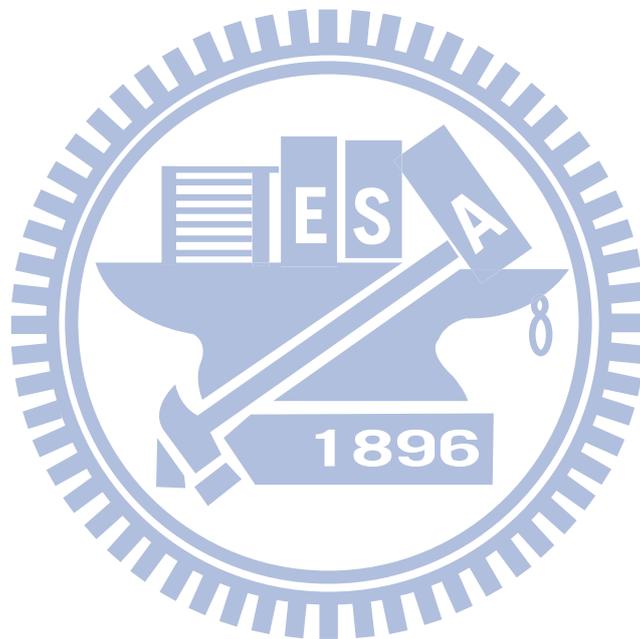
對於一直序展頻系統之輸出序列集合，其序列擁有錯誤更正能力與區隔不同使用者之能力，然而該系統之發射端與接收端要如何設計，才能達到最佳系統效能，為後續研究之方向。以下幾點有待後續的工作中繼續研究：

1. 極低編碼率之通道編碼解碼器設計。由於編碼率愈低，其解碼複雜度愈高，增加實現的難度，因此該如何降低解碼器之複雜度，乃一研究方向。

2. 串接碼之編碼器、解碼器於直序展頻通訊系統之設計研究。可視為一極低

編碼率通道編碼之替代方案。因解碼之複雜度高，因此將極低碼率之通道編碼以兩個編碼率較高的通道編碼取代，除了降低解碼之複雜度，亦可善用軟解碼（Soft decoding）以及疊代解碼（Iterative decoding）的方式，大幅降低訊息位元錯誤率與提高系統效能。

3. 特徵序列之研究。對於不同的通道編碼輸出碼字集合，特徵序列該如何選取，才能把其餘使用者之干擾分量降至最低，以最佳化系統效能。



參考文獻

- [1]. A. J. Viterbi, *CDMA : 展頻通訊原理(第一版)*. Prentice Hall PTR ISBN 0-201-63374-4, 1995.
- [2]. D. Hallen and A. Holtzman and J. Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Commun.*, vol. 2 Issue. 2, pp. 46-58, Apr 1995.
- [3]. J. G. Proakis, *Digital Communications (3rd edition)*. McGraw-Hill, 1995.
- [4]. K. S. Schneider, "Optimum detection of code-division multiplexed signals," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 15, pp. 181-185, Jan. 1979.
- [5]. K. S. Gilhousen et al., "On the capacity of cellular CDMA system," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 40, No. 2, May 1991.
- [6]. R. Lupas and S. Verdu, "Near-far resistance of multiuser detectors on asynchronous channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 38, pp. 496-508, 1990.
- [7]. N. S. C. R. Michel Buehrer and B D Woerner, "A comparison of multiuser receiver for cellular CDMA," *Proc. IEEE Globecom.*, Nov. pp. 1557-1577 1996.
- [8]. D. Hallen and A. Holtzman and J. Z. Zvonar, Multiuser Detection for CDMA, *IEEE Tran. Communication*, vol 38, pp. 46-58 1995.
- [9]. S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple -access channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 32, no. 1, pp. 85-96, Jan. 1986.
- [10]. U. Madhow, "MMSE interference suppression for DS-spread spectrum code

- division multiple access,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 42, no. 2, pp. 3178–3188, 1994.
- [11]. M. K. Simon and J. K. Omara and R. A. Scholtz et al., “Spread Spectrum Communications Handbook[M],” 北京：人民郵電出版社, 2002.
- [12]. A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spectrum Communications*. Addison-Wesley, 1995.
- [13]. W. W. Peterson and E. J. Weldon Jr., *Error Correcting Codes*. MIT Press, 1972.
- [14]. Naoki SUEHIRO, Hideyuki TORII, Shinya MATSUFUJI and Noriyoshi KUROYANAGI · Quadriphase M-ary CDMA Signal Design without Co-Channel Interference for Approximately Synchronized Mobile Systems[P] ·
- [15]. Brandão, T.; Queluz, M.P.; Rodrigues, A. J.; "On the use of error correction codes in spread spectrum based image watermarking", Proc IEEE Pacific-Rim Conf. on Multimedia, Beijing, China, Vol. LNCS 2195, pp. 630 - 637, October, 2001.
- [16]. L. R. Welch, “Lower bounds on the maximum cross correlation of signals,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, pp. 397–399, May 1974.
- [17]. S. Lin and D. J. Costello Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Englewood Cliffs. NJ: Prentice-Hall, 1983.
- [18]. L. Zhao and J.W. Mark and Y.C. Yoon, “Coding–spreading tradeoff analysis for DS-CDMA systems,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, 2001, pp. 404–408.
- [19]. E. Biglieri and G. Claire and G. Taricco, “CDMA system design through asymptotic analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 11, pp. 1882–1896, Nov. 2000.
- [20]. D.N.C. Tse and S.V. Hanly, “Linear multiuser receivers: Effective interference, effective bandwidth and user capacity,” *IEEE Trans.*

- Inform. Theory*, vol. 45, no. 2, pp. 641-657, 1999.
- [21]. A.J. Viterbi, "Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread-spectrum multiple-access channels," *IEEE Trans. Commun.* Vol. 8, no. 4, pp. 641-649, May 1990.
- [22]. P. Frenger, P. Orten and T. Ottosson, "Code-spread CDMA using maximum free distance low-rate convolutional codes," *IEEE Trans. Commun.* Vol. 48, no. 1, pp. 135-143, Jan. 2000.
- [23]. G.E. Bottomley, "Signature sequence selection in a CDMA system with orthogonal coding," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 62-68, Feb. 1993.
- [24]. K.G. Beauchamp, *Applications of Walsh and Related Functions*. New York: Academic Press, 1984.
- [25]. C.M. Adams and SE. Tavares, "Generating and counting binary bent sequences," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 36, pp. 1170-1173, Sept. 1990.
- [26]. K.S. Kim, S.Y. Kin, S.C. Kim and I. Song, "Design and analysis of a concatenated coded DS/CDMA systems in asynchronous channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 1421-1427, Sept. 1999.
- [27]. A.J. Viterbi, "Orthogonal tree codes for communication in the presence of white Gaussian noise," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-15, pp. 238-242, Apr. 1967.