

# 現代通訊基頻技術概論

◎林杰龍

## 一、前言

近年來由於積體電路技術、數位信號處理技術和通訊軟體的進步，數位通信基頻處理技術已十分蓬勃發展，數位通信系統技術主要分為兩大類：編解碼(Coding/Decoding)及信號處理(Signal Processing)。在編碼的技術中，數據壓縮(Data Compression)和錯誤更正(Error Correcting)為最常見。數據壓縮係將信號符元(Symbol)序列中冗餘部份除去，期能以最少符元表達最多的信息。錯誤更正碼則是將欲傳輸的信息符元序列之中加入更正訊息符元，以期能在接收端將傳輸過程造成的錯誤加以更正，換句話說，即是增加接收端之訊號雜訊比SNR (Signal to Noise Ratio)。另外，數位通訊系統中的信號處理包含調變/解調(Modulator / Demodulator)、濾波(Filter)、同步(Synchronization)、等化(Equalizer)、符元檢測(Symbol Detect)等。

在無線通道上，由於頻寬及功率都是很重要的資源，如何有效率的分配資源，並在各種不同的通道狀況下，適應不同的應用需求及維持一定的通信品質是一重要課題；故基於運用效率考量，基頻技術需求主要著重於錯誤更正編碼及調變等技術實現為主。

## 二、錯誤更正編碼技術

錯誤更正碼是透過在欲傳輸之訊息上再加入新的符元或是將其轉化為長度更長的訊息，以求得編碼增益(Coding Gain)，利用此冗餘(Redundancy)資訊，在接收端將錯誤的符元更正回來。一般錯誤更正碼可分為兩類：區塊碼(Block Code)及迴旋碼(Convolutional Code)，其中區塊碼中最常用的循環碼RS (Reed-Solomon Code)碼以及BCH碼。

### 2.1 區塊碼

Bose-Chaudhuri-Hochquenghem (BCH)碼是種常見的線性循環區塊(Linear Cyclic Block)碼，它可提供較彈性的碼長(Code Length)、碼率(Code Rates)、符元大小(Alphabet Size)及錯誤偵測和更正的能力(Error Detection and Correction Capability)。Reed-Solomon (RS)碼是q陣列BCH碼的特殊型態，擁有較佳的更正能力，由最小距離參數得知RS碼為線性區塊碼中之最佳解，因此，目前應用的範圍相當廣泛，相關之IC晶片皆為成熟產品。

### 2.2 迴旋碼

迴旋(Convolutional)碼不同於區塊碼，



它是由記憶體和n個編碼輸出及k個編碼輸入，在記憶體中包含m個之前的輸入符元，一般以 ( n , k , m )表示，其架構如圖2.2-1所示。

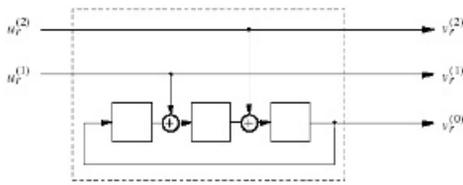


圖2.2-1迴旋碼之編碼器

上圖為一碼率(Code Rate) 2/3迴旋碼，其記憶體長度(Constraint Length)為3，當碼率越低，其錯誤更正的能力越強，但相對的頻寬效益就越低，因此，在系統設計初期，通道型態的確認及訊號影響程度的評估相當重要。

關於迴旋碼的解碼方式，以1967年提出的維特比(Viterbi)解碼器最為實用，此解碼方法是依照Maximum Likelihood Decoding Scheme 以少量的記憶體實現，m個記憶體可產生2m種狀態(state)，利用原編碼器產生一對應的格狀圖( Trellis Tree )，最後會產生2m條路徑，再比較其權重選出最好的碼序列( Code Sequence )。此法有兩種型態，分為硬式( Hard )與軟式( Soft )解碼方法，差別在於訊號的表示方法，一般來說軟式效能優於硬式編碼約2dB左右。

### 2.3渦輪碼

渦輪( Turbo )碼在錯誤控制編碼的領域

裡是個重要的指標，其效能直逼Shannon's Bound，在1993年的國際通訊會議上被提出並可實現，下圖為渦輪碼的編碼架構。

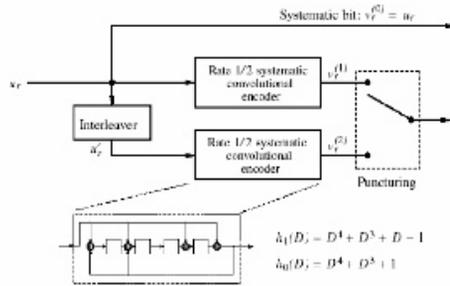


圖2.3-2渦輪碼之編碼器

渦輪碼為一並聯碼(Parallel Concatenation Code)，由兩組迴旋碼所組成，其間加入一插敘(Interleaver)碼，增加兩迴旋碼間的獨立性，最後再經過一刺穿碼(Puncture Code)將資料壓縮，提高碼率以節省頻寬。

圖2.3-3為渦輪碼解碼器的架構圖，其最引人注意的是反覆( Iterative )解碼的方式，是透過兩組事後機率(A Posterior Probability)反覆運算，當運算次數愈高則其精準度愈高，如圖2.3-4所示。

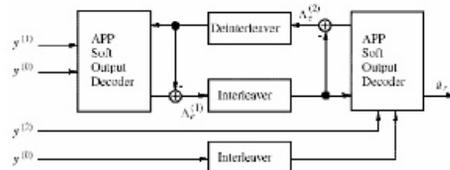


圖2.3-3 渦輪碼之解碼器



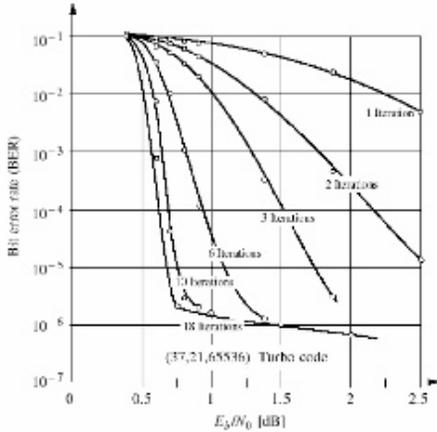


圖2.3-4不同之重複運算率比較圖

圖2.3-5為三種碼率為1/2之編碼器的比較，分別為迴旋碼、最大自由長度( Maximum Free Distance)迴旋碼、渦輪碼，在位元錯誤率( BER )為 $10^{-5}$ ，渦輪碼較迴旋碼多出1.7dB的效能；此外，在 $E_b/N_0$ 小於0.6時，渦輪碼的效能會比自由長度碼差，因此，渦輪碼的適用環境必須確認清楚，才不會適得其反。

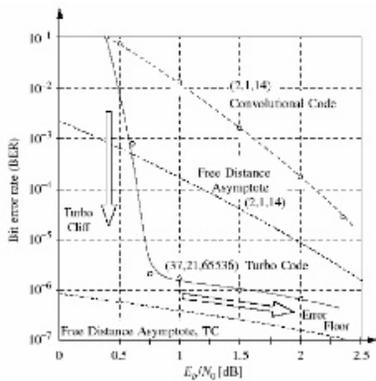


圖2.3-5 迴旋碼與渦輪碼之效能比較圖

## 2.4低密度同位檢查

低密度同位檢查(Low density parity check)碼是由Gallager於1960年代所提出，一種具有稀疏矩陣特性的改錯碼，但由於複雜的運算，於當時並未受到大家所重視，一直到1996年由D.Mackay和R.Neal重新提出，且其效能可比擬渦輪(Turbo)碼才又受到重視，近來，Richardson和Urbanke發表的不規則之低密度同位檢查(Irregular LDPC)碼，在區塊長度大於 $10^8$ 時，其效能可優於渦輪碼，且接近向農界限(Shannon Limit)在0.1dB 內；但是如何在編碼增益和硬體複雜度之間達成一個最佳平衡是必需克服的課題。

表2.4-1是渦輪碼與低密度同位檢查碼的比較表，傳統LDPC碼最大的缺點，在於其複雜的編碼運算量是和碼長平方成正比，相當不利於實際應用，而重複累積(Repeat Accumulate)碼只需在編碼(Encoder)端加入一累加器，在解碼端加入一插序(Interleave)碼，就可將原有的複雜度降低至只與碼長成正比，如圖2.4-6。

表2.4-1渦輪碼、LDPC、重複累積碼之比較表

	Turbo Code	LDPC Code	RA Code
Decoder Complexity	Linear	Linear	Linear
Encoder complexity	Linear	Quadratic (almost linear after pre-processing)	Linear
Threshold	Determined by simulation	Determined analytically	Determined analytically
Code Description	Convolutional Encoder S、Interleaver	Sparse Parity Check Matrix	Sparse Encoding Matrix



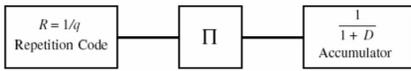


圖2.4-6 重複累積碼之編碼器

圖2.4-7是解碼器的狀態圖(Tanner Graph)，是依據同位檢測矩陣(Parity Check Matrix)所產生，利用訊息傳遞(Message Passing)技術，將變數端(Variable Node)與同位端(Parity Node)雙方之事後機率(a Posterior Probability)採遞回(Iterative)的方式，交互運算，提升結果的可靠性。

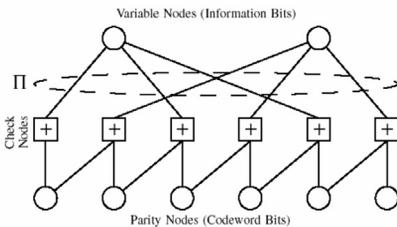


圖2.4-7重複累積解碼器之狀態圖(Tanner Graph)

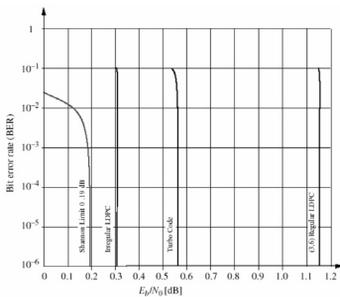


圖2.4-8 傳統規則(3,6)LDPC、不規LDPC與渦輪碼之比較圖

上圖三種編碼以碼率1/2、區塊長為1000000為標準，當中效能以不規則之LDPC碼為優，比渦輪碼好0.25dB，又比傳統的LDPC碼好0.9dB，除增益較高外，其複雜度也較渦輪碼簡單，在實作上，又可採平行處理的方式，提高速率，但其在收斂速度上需花較多的時間，編碼器需花較多記憶體空間儲存。

在DVB-S2協定中，外碼使用BCH碼，而內碼為LDPC碼。依據意法半導體的論文介紹，此碼之LSI具有很高的性能，且易於在並行電路設計中實現，在2005年2月，有兩個研究單位提出其成果，分別為交通大學的寬帶無線UWB及意法半導體公司的衛星數位電視新規格“DVB-S2”的調變與解碼LSI，其中，意法公司的規格中提到其LDPC區塊長為64,800位元或16,200位元，在QPSK調變模式中，其效能與Shannon Limit僅差距0.305dB。

### 三、調變與訊號處理

目前無線移動通信的調變研究主要有兩種，以展頻技術和窄頻技術。展頻調變的優點有：信號品質好、頻率帶寬效率是窄帶的2-4倍。但其明顯的缺點，在於給定頻率帶寬條件下，限制了用戶峰值傳輸速率；必須擁有動態功率控制機制(避免遠近效應)、碼同步等問題的解決。窄帶調製目前基本上仍採用傳統的QPSK、MSK及其改進型以適應高速率的要求；為了進一步降低成本和功耗，陸續提出許多功率和帶寬相對高效的新調變技術，但相對的複雜度就提高了。以下將針對調變與訊號處理技術綜整陳述之。

### 3.1 調變

調變技術（如圖3.1-1）一般來講，是用來改變基頻訊號之頻率，將其對應至其他的頻帶上，對應的方法很多，大致可分成三類，振幅、頻率、相位，如下式所列：

$$S(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi_c)$$

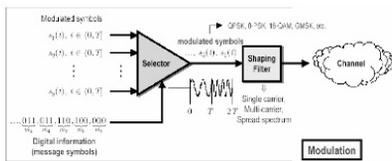


圖3.1-1調變處理流程示意圖

圖3.1-2是一般常見數位調變之星座示意圖，其中QPSK是最簡單的調變方式，是由兩個位元資料對應至四種相位，因此其載波相位位移可以是 $0$ 、 $\pi/2$ 、 $\pi$ 、 $3\pi/2$ 。其頻寬與BPSK相同，但承載資料量增加一倍；OQPSK比QPSK多了個好處，即其相位變化最大只有 $\pi/2$ ，不會有 $180$ 度的信號反轉，避免振幅瞬間變化太大，造成接收不便； $\pi/4$ -QPSK是目前北美與日本所採用的方式，其載波相位變化  $\pm\pi/4$ 、 $\pm3\pi/4$ ，但由於是非恆振幅調變，若在發射中採用非線性的放大器，則會使其頻帶變寬，而降低其頻譜效益；MSK是調頻指數為 $0.5$ 的CPFSK，此時訊號的最大頻率差為 $1/4T_s$ ，載波相位的變化為 $\pm\pi/2$ ，具有振幅恆定與較窄頻寬的優點。

### 3.2適應性編碼與調變技術

適應性編碼與調變技術（簡稱ACM）

，其主要目的是維持鏈路原有性能並調整系統參數來得到最大之系統容量。根據通道變化選擇合適的調製和編碼模式，網管中心根據用戶瞬時通道狀況和目前資源選擇最合適的下行鏈路調製和編碼模式，使用戶達到較高的數據流量。當用戶處於有利的通信地點時(如靠近發射源或存在於視距鏈路上)，用戶資料發送可以採用高階調製和高速率的信道編碼模式，例如：16QAM和 $3/4$ 編碼速率，從而得到高的傳輸率；而當用戶處於不利的通信地點時(如位於通信邊緣或者通道深衰落(Deep Fading))，網管中心則選取低階調製模式和高增益的通道編碼，如：QPSK和 $1/4$ 編碼速率來保證通信品質。雖然功率控制(Power Control)也可以將通訊鏈路品質維持一定，但卻會對相鄰的通道產生干擾(Co-Channel Interference)，因此，可變速率之調變方式成爲首選。

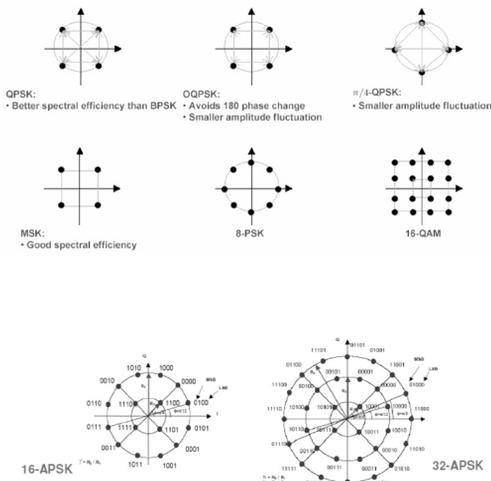


圖3.1-2各式調變之星座圖示意圖



一般是針對最差的通道狀況來估測年使用率，只需要事先瞭解衛星天線增益、使用者鏈路之載波功率與雜訊比(C/I)、大氣功率損失及衛星本體特性，就可以決定出系統參數。但適應性編碼與調變技術則需要額外增加通道估測(Channel Estimation)功能，並依據估測結果來調整系統參數。

通常傳送的調變格式是根據接收端所偵測出來的瞬時通道品質，其透過一可靠的回饋鏈路，將資訊送至發射端，此法類似功率控制中的閉回路測試(Closed Loop)，但前提必須在資料從發射端至接收端的週期時間內，通道品質的變化需維持一定。若採用開回路(Open Loop)的方法，如何正確的預估對方的接收品質，則成爲一重要課題。

適應性調變一般是以接收端所估測之訊號雜訊比(SNR)來作爲通道品質的依據，如圖11-2.3所示。

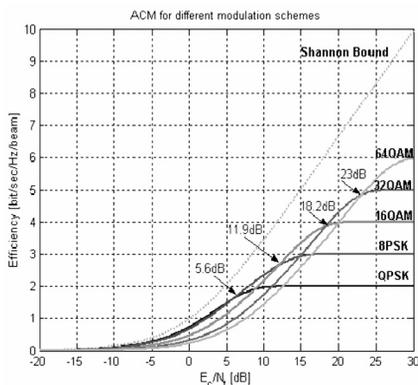


圖3.2-3各式調變之頻寬效益比較圖

當訊雜比低時，由於通道上的干擾大，對其他高速率的調變技術相較於低速率會產生較高的錯誤率，導致整體的資料傳送量小於低速率的調變技術，因此在訊雜比小於5.6dB時，QPSK會是最好的選擇，隨著訊雜比的提升，通道所能承載的資料量也就隨之增加。

上述方法，其最佳解與系統參數無關；另一種則與鏈路參數(Link Budget Parameters)有關，而且鏈路效能調整的範圍較廣。

Independent on System Configuration

調變方法 (BPSK、QPSK、8PSK、16QAM)

編碼調變 (BCH、Convolutional Code、LDPC、Turbo Code)

Dependent on System Configuration

通訊區域(Coverage Zone)調整

年通達率(Availability Requirement)調整

衛星天線效能(roll-off)

頻帶調整

功率控制

衛星終端型態調整

高功率放大器(HPA)之功率調整

### 3.3 TCM編碼調變

Trellis Code Modulation(TCM)是由Dr.Ungerboeck於1982年提出，在此之前，編碼技術和調變技術是分開討論的，編碼增益的獲得主要是靠頻帶寬度的犧牲，但在格狀編碼調變中是將兩者合併一同考量，編碼的增益不需要犧牲頻寬，只需增加設計的複雜性即可，一般常用之8PSK TCM編碼如圖3.3-4所示。

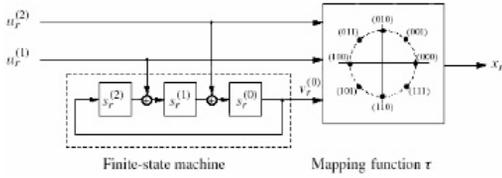


圖3.3-4 8PSK TCM之編碼器

由TCM所產生的序列擁有最大的歐基里德長度( Euclidean Distance )，而它的解碼方式採用維特比(Viterbi)的觀念，其TCM狀態圖( State Transition Diagram )如圖3.3-5，再透過格狀圖( Trellis Diagram )，如圖3.3-6，找出最佳路徑，即是最佳的序列。

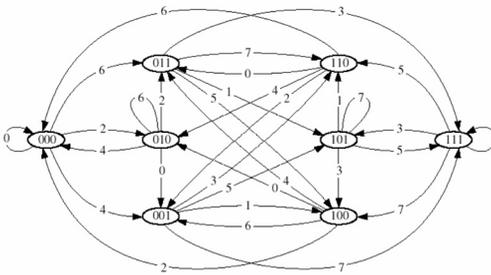


圖3.3-5 8PSK TCM之狀態圖

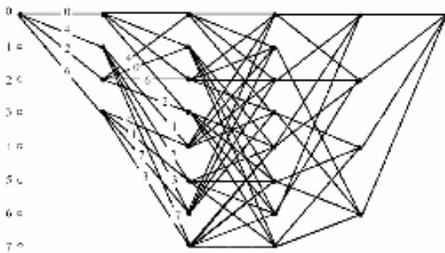


圖3.3-6 各式調變之頻寬效益比圖

圖3.3-7為一般編碼型態，適用於各種QAM為基礎的點座圖(Constellation)，只用到兩個位元來編碼，其餘的資料直接與編碼完成的三個位元結合，決定輸出的符元(Symbol)，當調變階數越高，只需更動區塊大小，而編碼機制則無須更動；此法適合於適應性調變(Adaptive Modulation)技術中應用。

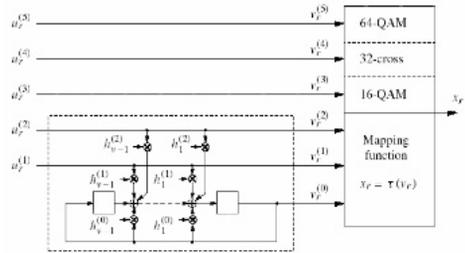


圖3.3-7 QAM訊號點座圖編碼器

從3.3-8圖可知，當調變由8PSK轉換至16QAM在狀態數為4的情形下將可以有4.4dB的效能增益，階數越高，效能增益越大；另外，當迴旋碼之狀態數增加時也能有一定的效能增益。

Number of States	Connectors			Asymptotic Coding Gain		
	$h^{(0)}$	$h^{(1)}$	$h^{(2)}$	16-QAM/8-PSK	32-Cross/16QAM	64-QAM/32-Cross
4	5	2	—	4.0	4.4 dB	3.0 dB
8	11	2	4	5.0	5.3 dB	4.0 dB
16	23	4	16	6.0	6.1 dB	4.8 dB
32	41	6	10	6.0	6.1 dB	4.8 dB
64	101	16	64	7.0	6.8 dB	5.4 dB
128	203	14	42	8.0	7.4 dB	6.0 dB
256	401	56	304	8.0	7.4 dB	6.0 dB
512	1001	346	510	8.0	7.4 dB	6.0 dB

\*The codes in this table were presented by Ungerboeck in ref. 31.

圖3.3-8 QAM TCM之比較圖



### 3.4 解調變

解調變，如圖11-2-4所示，是將接收之訊號透過移除載波將所載入的訊息解析出來，再與符元(Symbol)比對獲得資料。

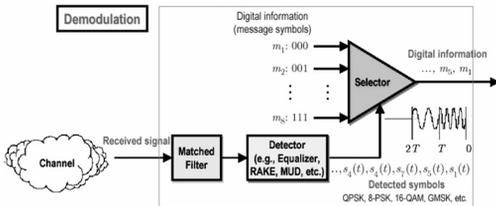


圖3.4-9 解調變處理流程示意圖

圖3.4-10是Samsung 的數位視訊廣播(DVB)的解調架構，其所採用的是QPSK調變模式，包含有頻率調諧器(RF Tuner)、類比數位轉換器(A/D)、低通濾波器(LPF)、自動增益控制(AGC)、時間偵測(Timing Detector)、相位偵測(Phase Detector)、Root Raised Cosine Filter等。

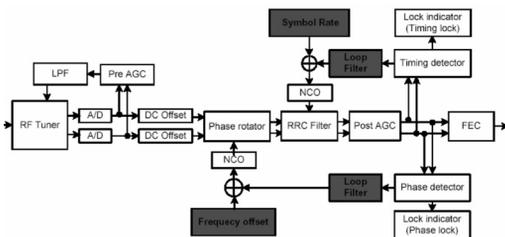


圖3.4-10 Samsung DVB QPSK解調變流程圖

### 3.5 自動增益控制

自動增益控制技術是用來維持輸入訊號的穩定性，並使其能有效運用類比數位轉換器，利用最大位元數來取樣，增加解碼的效能；上圖中Pre-AGC是針對零中頻區塊(Zero IF Block)做調整，而Post-AGC是針對後段數位處理做調整。

### 3.6 濾波

濾波器的主要功能就是將多餘的訊號濾除，留下所需之訊號，方便後續的解調等工作，除此之外，也有利用其它特性來達成特殊目的，如下列兩種濾波器：

#### (1) Root Raised Cosine Filter :

RRC濾波器可視為一匹配濾波器(Matched Filter)，具有低通濾波的功能，可降低鄰近通道的干擾，此外，速率轉換(Rate Conversion)也是一項重要的功能，在同振幅調變機制中，也可調整時序。

#### (2) 環狀濾波器 :

通常運用於具有收斂性質的功能區塊中，以時序回復(Timing Recovery)來說，其需要一低通且窄帶寬的濾波器，可將高z

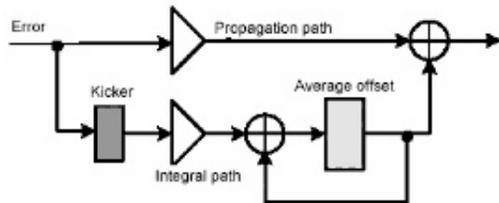


圖3.6-11 環狀濾波器示意圖

### 3.7 同步

在同調(Coherent)調變的通訊系統中存在三種同步機制，分別為相位(Phase)、符元(Symbol)與框架(frame)同步；相位同步的目的主要是讓接收端的相位及頻率能同步上發射端之訊號，即本地震盪器(VCO)之頻率和相位都與接收之訊號同步，將其解調變或解碼出原有之資訊。

符元同步與相位同步是類似的，以相位同步來說，其與載波的複製有關，而符元同步則是與符元轉換率(Symbol Transition Rate)有關。符元的週期時間較載波的週期長，一般而言，符元同步較相位同步來的粗糙，不需要以複雜的電路實現。

框架同步則是發生在當資料安排在區塊裡或是在某個一致的符號個數裡。例如區塊(Block)編碼或是分時多工系統(TDMA)，在區塊編碼中，解碼器必須將資料區塊完整的找出來，其邊界為何，若是相差一兩個位元，則解碼出來的資料必然是錯的，在分時多工系統中，用戶之間的區隔是以時間區塊作為區分，因此用戶必須知道哪段資料是自己需要的，哪些不是。

另一類系統為非同調(Non-Coherent)調變，不同於同調系統，不需要相位同步，只需要頻率同步即可，此類系統的設計不需要複雜的電路，節省成本，但必須犧牲效能，理論上兩者的性能差異大約在3dB。

### 3.8 訊源編碼

在通訊上另一個重要問題是有關資料的表示方法，必須有良好的效益，換句話說，即是將來源資料轉換成二進制序列，此序列稱做資料序列(Information Sequence

)，在一個連續來源(Continuous Source)中，會包含一個類比轉數位的轉換器，而最理想的來源編碼則是將此來源資訊以最少的位元序列表示，得到最大的頻寬效益。

### 3.9 多重擷取

目前常用之多重擷取有三種方式，如圖3.9-12所示，分別陳述如下：

- (1)分頻多工(Frequency Division Multiple Access)就是將一特定的載波頻率和傳輸頻寬分給多個使用者。
- (2)分時多工(Time Division Multiple Access)將一通道的使用權依時間來劃分，區隔給不同的使用者。
- (3)分碼多工(Code Division Multiple Access)在相同的時間與頻帶上，利用展碼的正交特性，讓多個用戶同時使用。

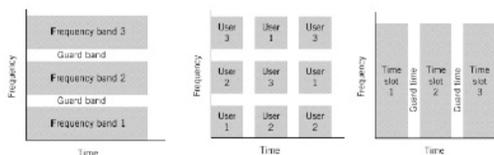


圖3.9-12 分頻多工、分時多工、分碼多工示意圖

另基於通信資源共用考量，FDMA、CDMA及TDMA，可按照按需分配(Demand Assigned Multiple Access, DAMA)方式運用，DAMA常用於通信量不多之通道上，通道可依照用戶需要，給予不定時間的通道使用權，使用完畢後再納入資源統一控管。



### 3.10展頻

衛星鏈路基於抗干擾、保密及防截取考量，將採取展頻通信技術，其中常用的兩種展頻通信說明如後：

#### 3.10.1直接序列展頻

如圖3.10-13所示，將原有數據資料乘上一展頻碼，使原有訊號頻寬擴增至較大的頻帶上，此時訊號功率階度將低於雜訊階度，隱藏於通道雜訊下，不易被察覺，具有保密特性；在接收端將其乘上一相同之展頻碼，則可使原有之傳輸資料還原，同時能壓抑雜訊。

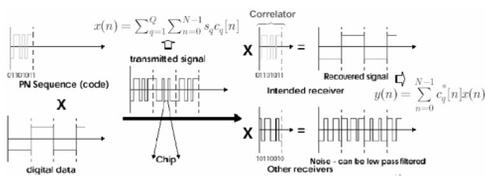


圖3.10-13 直接序列展頻示意圖

#### 3.10.2跳頻展頻

此系統透過頻率合成器(Frequency)所產生之載波進行調變，而頻率合成器的頻率變化是透過一亂數碼(PN Code)來控制，如圖11.2-9所示。

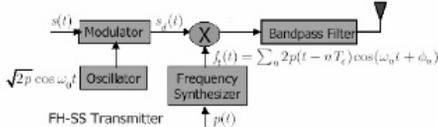


圖3.10-14跳頻展頻示意圖

依據跳頻速度可區分為慢跳頻與快跳頻兩種，如圖3.10-14所示，當跳頻速率比符元速率慢時，稱為慢跳頻，當跳頻速率比符元速率快時，稱為快跳頻，對於干擾的機制，跳頻系統與直接序列展頻不同，只有當干擾訊號落在訊號頻帶上時，才有干擾效果，且此一瞬間沒有抑制干擾的效果，在快跳頻系統上，干擾訊號如同雜訊一般，所以，相較於慢跳頻系統，因為干擾訊號是影響整個符元，故其效能就比較差，但快跳頻在實作上的困難度較大，因為跳頻速率很快，因此訊號同步不易。

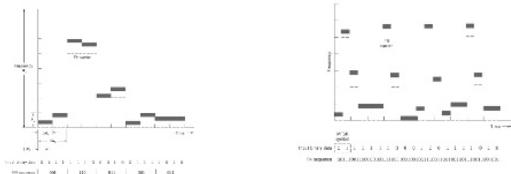


圖3.10-15慢跳頻與快跳頻示意圖

### 3.11等化

由於通道特性的影響，會產生嵌入式雜訊(Insertion Loss)，改變訊號特性，一般是由多路徑(Multipath Fading)衰減、內符元干擾(InterSymbol Interference)、通道干擾(Cochannel Interference)、機動性(Mobility)等原因所組成，利用等化器可以有效的還原訊號，不受通道特性干擾。

等化器大致上可分為兩種，線性(Linear)與非線性(Nonlinear)等化器，線性等化器較簡單容易但在某些通道特性下效能會差很多，而非線性等化器可分為三大類



MLSE、MAP、DFE；另外，依照取樣的頻率大小可再細分為Symbol-Spaced與Fractionally-Spaced，通常Fractionally-Spaced等化器是採用2至3倍的符元率來計算，其好處是能適應變化較快的通道特性，並且能擁有簡單的時間回復(Timing Recovery)功能。

另根據其優化的準則種類，大致可分成兩大類Batch與Recursive，Batch包括Zero-Forcing、MMSE等，而Recursive包括有LMS、RLS等。另外有無訓練碼(Training Sequence)的傳送又可分為Training-Based等化器與Blind等化器。

### 3.12多用戶偵測

在直接序列展頻(DS-CDMA)中，因為是屬雜訊抑制系統，所有的用戶訊號是疊加在同一個頻帶上，所以彼此會互相干擾，而多用戶偵測技術則可以降低多用戶接續干擾(Multiple Access Interference)，進而增加通道容量。一般常用的多用戶干擾抑制器可分成兩大類：一類是聯合偵測(Joint Detection)，另一類是干擾消除(Interference Cancellation)，Joint Detection透過線性轉換的方式，將接收訊號直接轉換成低雜訊與低干擾的訊號，一般常見有以下四種RAKE Receiver、MLSE Detector、Decorrelating Detector和MMSE Detector；而干擾消除是將偵測出的資料再重新產生其調變訊號，藉此產生干擾的訊號，將干擾消除，常見有SIC(Successive IC) Detector、PIC(Parallel IC) Detector；各式干擾消除性能皆不同，其運算複雜度也不一樣，選擇上需經系統優化分析，才能知其結果，有關多用戶偵測之各式干擾消除性能之比較如圖3.12-16所示。

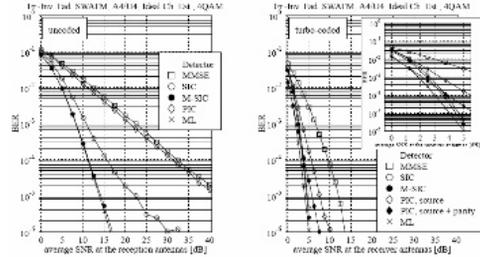


圖3.12-16各式干擾消除偵測器之比較圖

### 3.13 分頻正交

分頻正交技術是目前無線通訊中最熱門的話題之一，從802.11g/a到目前協定還在定訂的802.11n，都是採用這項技術。此項技術的優點很多，除了可以抵抗因多路徑效應所產生之符元間的干擾(ISI)外，對於窄頻的干擾源，也有很好的抑制效果，由下圖可知，分頻正交技術是由N個載波彼此正交所組成，將一串高速的資料流轉換成數個低速的資料流，因為每個符元的週期變長，相對的，其所能容忍的符元間干擾能力就增強了，雖然抗干擾的能力增強了，但相鄰兩符元間的干擾依舊存在，目前最常見的作法是採用循環詞頭(Cyclic Prefixed)，也就是將自身符元的尾部複製到符元起始處，此作法不但能消除ISI，更能保持整體訊號的正交性。此外，要將資料直接載入至多束載波中只要依賴快速複立葉(Fast Fourier Transform)轉換，將調變完後之各分項資料流的振幅與相位輸入，即可產生，此處的調變方式可以是相位調變(PSK)，也可以採用QAM的方法，由於各載波所使用的調變方式可以不一致，因此，增加了系統的靈活性。

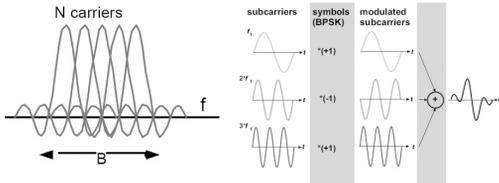


圖3.13-17 分頻正交信號頻域圖與時域圖

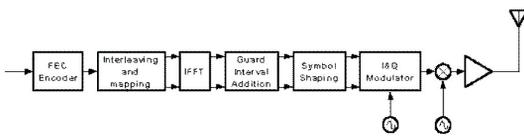


圖3.13-18 分頻正交之發射端架構圖

其速率提升至100Mbps以上，目前市場上主要分成WWiSE與TGnSync兩大陣營，WWiSE是由Airgo、Bermai、Broadcom、科勝訊（Conexant）、意法半導體（ST）及德州儀器（TI）等廠商所組成，而TGnSync是由Atheros、Agere、英特爾、Nokia、思科、飛利浦、Samsung、Matsushita與Sony等廠商所組成，雖然分成兩大陣營，但技術上都是以分頻正交技術與多重輸入輸出技術(MIMO)為主軸，所謂的多重輸入輸出技術是指將訊號以時空編碼(Space Time Coding)技術分成M組資料流再透過M組天線發射出去，在接收端由N組天線接收下來，系統架構如圖3.13-20所示，一般來說多路徑效應會造成信號嚴重衰減，但透過多天線技術，卻可將其利用來增加系統容量，因此訊號路徑愈多愈亂，愈能獲得更大增益，理論上，天線數目越多，其傳輸效能就越好，如圖3.13-21。

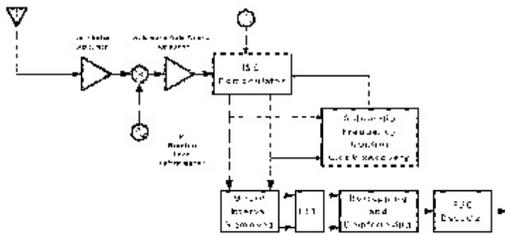


圖3.13-19 分頻正交之接收端架構圖

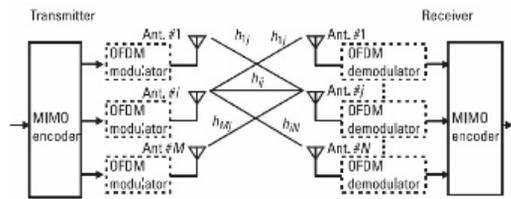


圖3.13-20 多重輸入輸出技術之架構圖

隨著使用者對於頻寬需求逐漸增加的情形下，勢必以現有的傳輸率必不能滿足，早先出現的802.11a/g的傳輸速率是54Mbps，而由IEEE正在制訂的802.11n將



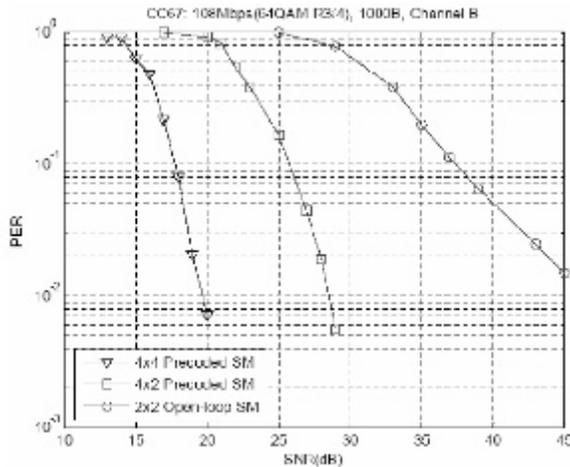


圖3.13-21 多重輸入輸出技術之多天線比較圖

#### 四、參考文獻

- [1] Shu Lin, "Error Control Coding Fundamentals and Applications"
- [2] Amin Shokrollahi, Digital Fountain, Inc. "LDPC Codes : An Introduction", April 2, 2003.
- [3] Athanasios D. Panagopoulos, Pantelis-Daniel M. Arapoglou, and Panayotis G. Cottis, National Technical University of Athens. "Satellite Communications at Ku, Ka, and V Bands : Propagation Implements and Mitigation Techniques", Third Quarter 2004.
- [4] K. Leconte\*, I. Buret, "Capacity Sensitivity Analysis for Satellites Systems with Adaptive Coding and Modulation".
- [5] Christian B. Schlegel, Lance C. Perez,
- [6] L. Hanzo, C. H. Wong, M. S. Yee, "Adaptive Wireless Transceivers".
- [7] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi and T. Keller, "OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting".
- [8] Robert W. Heath Jr., Johann Chiang, Bishwarup Mondal, and Roopsha Samanta, "IEEE P802.11 Wireless LANs 11n Partial Proposal: Quantized Precoding with Feedback", September 13, 2004.
- [9] Shinsuke Hara, Ramjee Prasad, "Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications," 2003.
- [10] <http://www.vocal.com>

