

## 第二章

### 第三代無線通訊系統之寬頻分工多重擷取

寬頻分工多重擷取 (Wideband CDMA, WCDMA)的系統希望手機在高速移動狀態下，能達到 384Kbps[5]；低速或室內(Indoor)的移動狀態下，能達到 2Mbps的傳輸速率，其速率為GPRS最大速率 115kbps的 3 倍~17 倍之間。其頻寬為 5MHz，而IS-95 只有 1.25MHz，所以稱為寬頻(Wideband)。如下表 2.1 所示，這是WCDMA所包含的通訊介面特性，當然WCDMA還有許多特徵，如希望可以跟GSM的系統做交遞(Handover)，FER(Frame Error Rate)可以在 10%，這相當於BER(Bit Error Rate)可以為  $10^{-6}$ ，還有希望可以在單一的連接(Single connection)提供各種不同的服務，如聲音、影像及封包等。

多重擷取技術	DS-WCDMA ( Direct Sequence-WCDMA )
全雙工技術	FDD/TDD ( Frequency/Time Division Duplex )
Chip Rate	3.84 Mbps
Frame Length	10 ms
Carrier Frequency	5MHz
UpLink-Modulation	BPSK ( Binary Phase Shift Keying )
DownLink-Modulation	QPSK ( Quadrature Phase Shift Keying )

表 2.1 WCDMA 特性整理

WCDMA 方案包括 FDD 與 TDD 兩種工作方式。DS-WCDMA-FDD 總共會佔用兩個頻帶，分別為下鏈與上鏈，分別用

來傳輸基地台到使用者手持設備與手持設備到基地台端的資料，工作在覆蓋面積較大的範圍內，提供中、低速業務；DS-WCDMA-TDD只會佔用一個頻帶，透過分時多工技術在同一個頻帶上面，利用不同的時槽分別傳輸下鏈與上鏈的資料。後者主要側重在業務繁重的小範圍內，提供高至 2Mbps 的業務。

在此我們介紹的內容主要以 WCDMA-FDD 為主(下鏈使用了 2110--2170MHz，而上鏈使用了 1920--1980MHz)，如下圖 2.1 所示。WCDMA 的 Chip Rate 為 3.84Mcps，所以實際上使用的頻寬為 3.84MHz，不過為了預防彼此間的干擾，所以配合所需的 Guard Band，共需要 5MHz 的無線頻寬。而整個 WCDMA Uplink 與 Downlink 分別可使用的頻帶為 60MHz，所以基本上共可以細分為 12 個可供系統業者用來傳輸的頻帶(上鏈與下鏈為一組，每組雙向都需要 5MHz 的頻寬，因此為 12 個)。

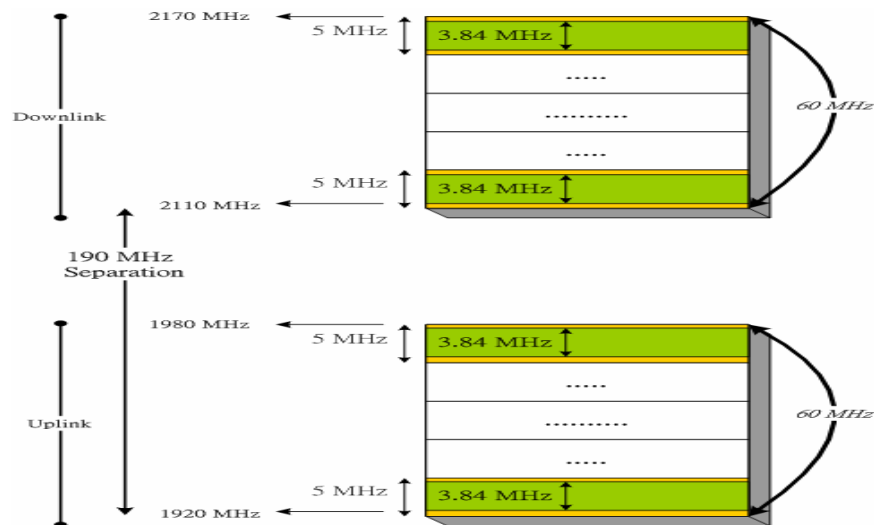


圖 2.1 WCDMA 頻寬分割與分工示意圖

## 2.1 WCDMA Frame 的傳送

如圖 2.2 所示，每個 WCDMA 的 Frame 傳送的時間長度為 10 ms，而 WCDMA 無線部分傳輸的速率為 3.84 Mbits/sec，所以說每個 WCDMA Frame 所能傳送的位元為  $3.84 \text{ Mbits/sec} * 10 \text{ ms} = 38400 \text{ bits}$ ，每個 Frame 會包含 15 個時槽〔Time Slot〕，每個時槽所能傳送的位元數目為  $38400 \text{ bits} / 15 = 2560 \text{ bits}$ 。

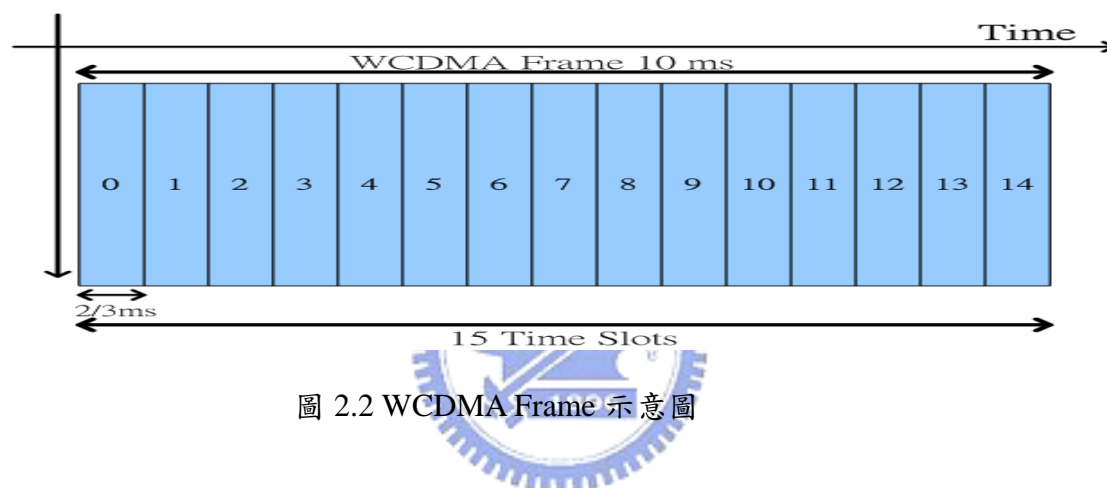


圖 2.2 WCDMA Frame 示意圖

## 2.2 傳輸頻道結構

WCDMA 信道可分為專用頻道(dedicated channel)和公用頻道(common channels)兩大類。專用頻道包括：業務頻道、獨立專用控制頻道、伴隨專用控制頻道；公共頻道包括：廣播控制頻道、前向接入頻道、伴隨專用控制頻道。這些頻道通過不同的方式映射到相應的物理頻道。下面我們分別對上下行鏈路進行介紹。

### 2.2.1 上行鏈路

上行鏈路專用物理信道分為：專用實體資料頻道(DPDCH: Dedicated Physical Random Access Channel)和專用實體控制頻道(DPCCH: Dedicated Physical Control Channel)。公用實體頻道為實體隨機擷取頻道(PRACH: Physical Random Access Channel)。

專用物理頻道：上行鏈路專用實體資料頻道用來承載第二層和更高層的專用資料。專用實體控制頻道用來承載第一層產生的控制信息，包括用於頻道估計的領航位元(Pilot)、傳輸功率控制命令位元(TPC)以及傳輸格式組合指示位元(TFCI)。上鏈碼框如圖 2.3 所示。

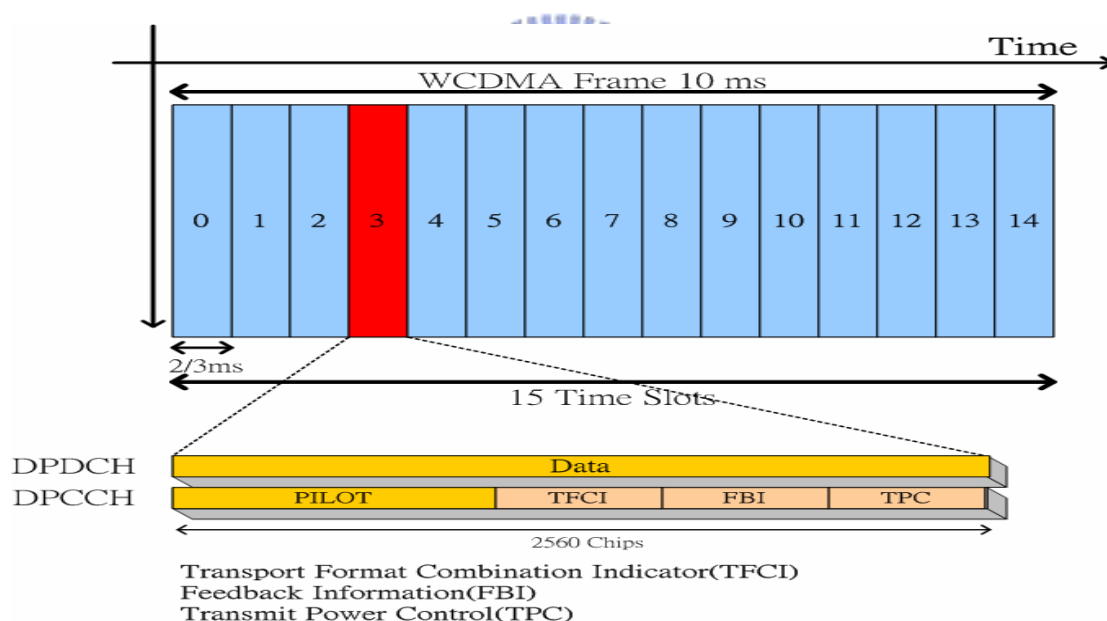


圖 2.3 WCDMA Uplink Frame 示意圖

對於上鏈的資料來說，使用者的資料與實體層的控制訊息會透過 I-Q 編碼多工(Dual-Channel QPSK)的方式送出。如圖 2.4 所示，透過這樣的技術我們可以讓 DPDCH 與 DPCCH 同時送出，而在接收端再分別解回 DPDCH 與 DPCCH 這兩個通訊頻道，隨著使用者傳輸資料

量的增加，而控制部分的資料量卻有限，會使得 I 部分的資料獨立傳輸，而產生類似於 BPSK 的調變傳輸方式。這也就是為何 WCDMA 無線通訊部分上鏈為 BPSK 的原因了。

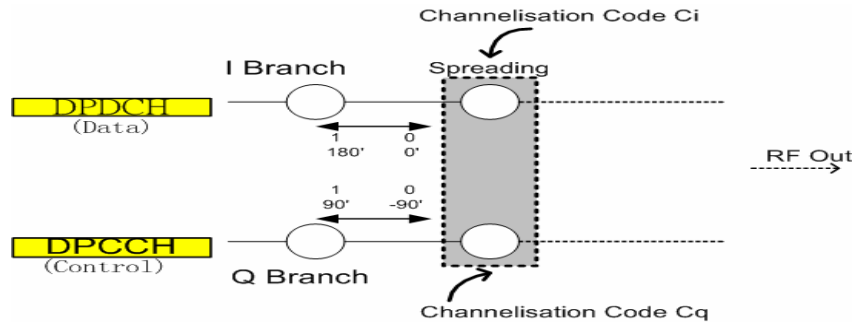


圖 2.4 Uplink Dual-Channel QPSK 示意圖

在傳送上鏈資料時，使用者的資料透過專屬的 DPDCH 通訊管道來傳送，而控制訊息則透過 DPCCH 通訊管道傳送。在上傳資料時，使用者可以擁有一個以上的 DPDCH 用來傳送更多的使用者資料，並且每個 DPDCH 可以擁有不同的展頻因數(Spreading Factor，可由 4-256)，與一個固定的 DPCCH 用來傳送相關的控制訊息，而 DPCCH 的展頻因數固定為 256。但如果從節省手持設備電源的觀點來看，透過一個 DPDCH 傳輸會比較節省能量的方式，因為每個頻道都會擁有專屬的通道碼，若有一個以上的 DPDCH 同時進行多個碼的編碼傳送時，對於手持設備的電力消耗上將不甚理想。

DPDCH 的資料傳送速率可以隨著每個 Frame 的不同而有所調整，相關的控制訊息就透過 DPCCH 來傳送，如圖 2.3 所示，DPCCH 的 TFCI 欄位就是用來傳送這方面的訊息。

## 2.2.2 下行鏈路

下行鏈路實體頻道由專用實體資料頻道(DPDCH)和專用實體控制頻道(DPCCH)、主要共用控制實體頻道(Primary CCPCH)和次要共用控制實體頻道(Secondary CCPCH)組成。專用實體頻道的功能與上行鏈路相同。基本公共物理控制信道用來承載廣播頻道(BCCH)，次要共用控制實體頻道用來承載下鏈擷取頻道(FACH)，呼叫頻道 (PCH) 和同步頻道 (SCH)。下鏈碼框如圖 2.5 所示。

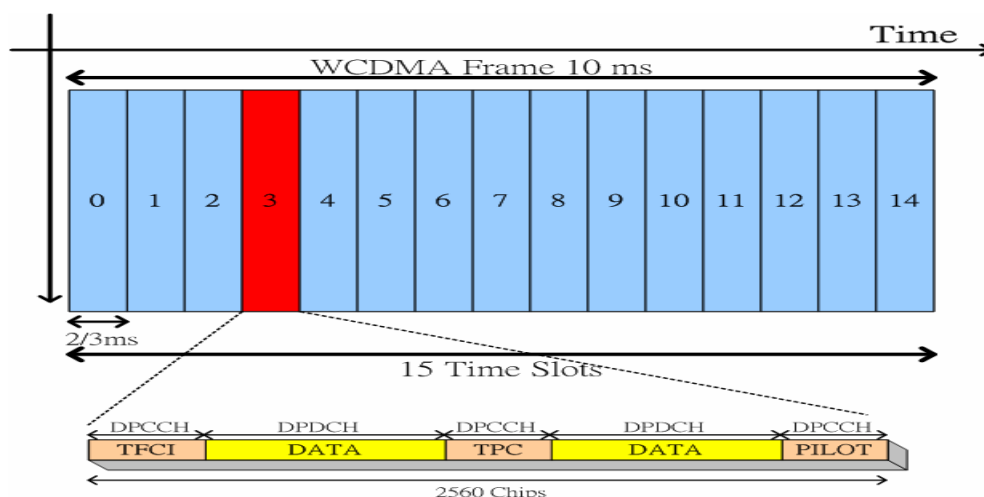


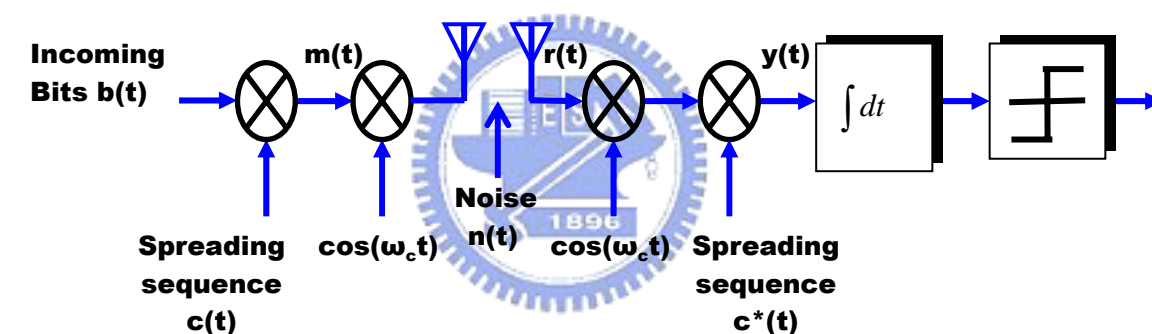
圖 2.5 WCDMA Downlink Frame 示意圖

與上鏈最大的不同在於，因為下鏈使用了 QPSK 的調變技術來傳送 DPDCH，原本 DPCCH 則透過 DPDCH 的欄位來傳送，所以說只會需要一個通道碼，而上鏈因為使用了 Dual-Channel QPSK 所以說會用去兩個通道碼來傳送 DPDCH 與 DPCCH。下鏈主要是把 DPDCH 與 DPCCH 整合在同一個要送出的 Frame 中，當成同一筆資料透過 QPSK 來調變送出。因此在相同的 Chip Rate 與展頻因數下，下鏈透

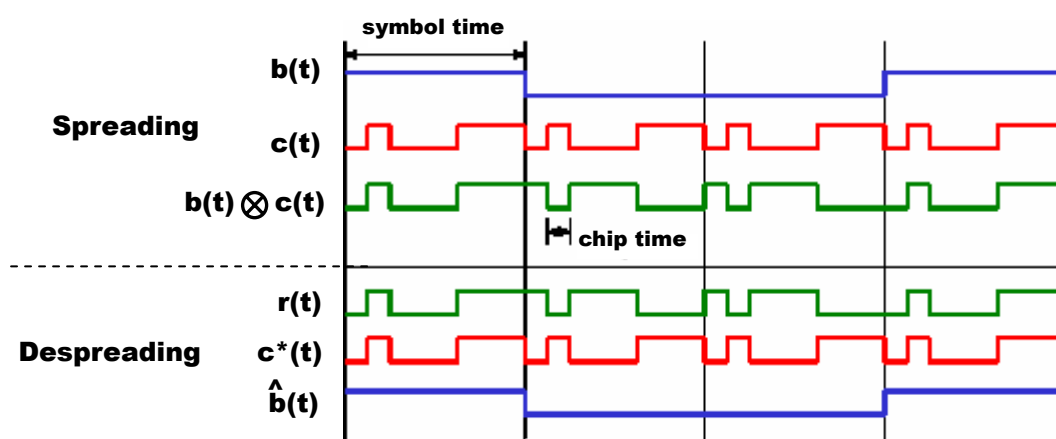
過 QPSK 的編碼，會比上鏈透過 BPSK 編碼的方式，送出更多的使用者資料。

## 2.3 展頻調變

展頻(Spreading)提高抗干擾的能力，為何要做展頻?因為可以提高抗干擾的能力。基本上展頻的原理是將原本的訊號 Data 與一個假的雜訊訊號(pseudo noise, PN)相乘，然後將此相乘後的信號利用基頻來傳輸。圖 2.6(b) 即為 Spreading 及 Despreading 的示意圖。



(a) 收發機架構



(b) Spreading & Despreading

圖 2.6 (a)收發機架構 (b) Spreading 及 Despreading 示意圖



為什麼上述的動作稱為展頻？若訊號源表示成  $b(t)$ ，而 PN code 表示成  $c(t)$ ，相乘之後訊號表示成  $m(t)$ ，因為  $d(t)$  訊號是窄頻， $c(t)$  訊號是寬頻，根據傅利葉轉換的原理，兩個訊號相乘等於兩訊號做迴旋積，所以相乘後的頻寬約等於 PN code 的頻寬。

為什麼展頻可提高抗干擾的能力呢？因  $m(t)=b(t)c(t)$ ，而接收訊號  $r(t)$  會受到干擾(interference)所以

$$r(t)=m(t)+i(t)= c(t)b(t) + i(t) \quad (2-1)$$

若接收器的 PN code 與傳送器的相同，且接收器的結構圖如圖 2.1(a) 所示，包含了積分器及判斷裝置，則在乘法器的輸出端可得到：

$$y(t)=c(t)r(t)=c(t)c^*(t)b(t)+c^*(t)i(t) \quad (2-2)$$

因 PN code 為正交，所以， $c(t)c^*(t)=1$ ，因此上式可改寫為

$$y(t)=b(t)+c^*(t)i(t) \quad (2-3)$$

又因  $b(t)$  是窄頻，而  $c^*(t)i(t)$  是寬頻，因此可選擇一低通濾波器將  $c^*(t)i(t)$  濾掉，讓訊號  $b(t)$  恢復。

### 2.3.1 假隨機序列為週期性的二位元序列



假隨機序列(Pseudo Noise sequence)簡稱為 PN 碼，其為一種隨機但實際上是週期性的二位元序列。在所有的 PN 碼中，m 序列是最基本的一種隨機序列，其通常可用 m 個正反器及一邏輯電路來組成。m 序列又稱為最大長度序列，其週期  $N=2^m-1$ ，所以其可由 m 個正反器及模數-2 的加法器組成。

### 2.3.2 QPSK 調變

WCDMA 在下鏈部分(由基地台到手機端)採用了 QPSK 的編碼方式，如圖 2.7 所示

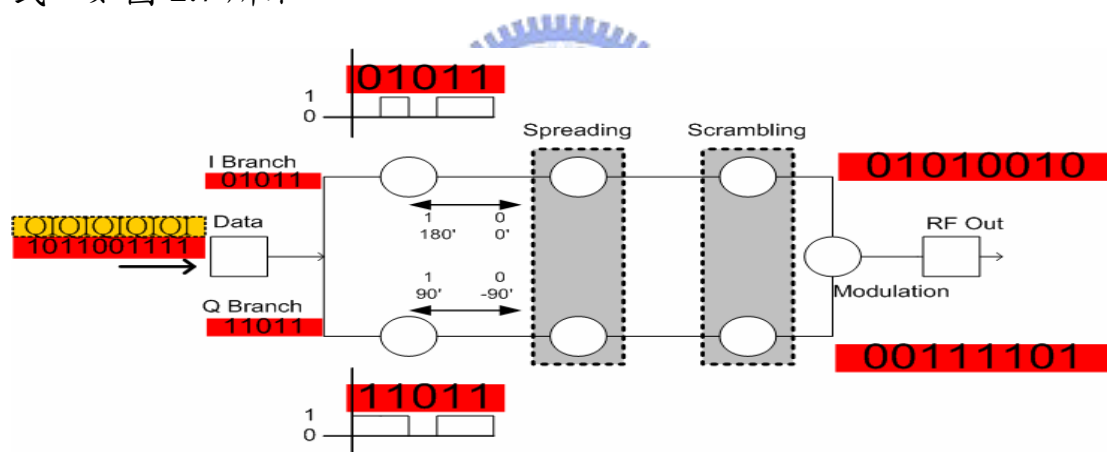


圖 2.7 傳送端的 QPSK 編碼示意圖

圖的左方為實際的資料”1011001111”，之後會被分為 I 與 Q 兩個部分，如我們所舉的例子分別會被分為屬於 I 的”01011”與屬於 Q 的”11011”。整個過程如下：

- (1) 實際資料的第一位被分到 I(”1”)，實際資料的第二位被分到 Q(”1”)
- (2) 實際資料的第三位被分到 I(”1”)，實際資料的第四位被分到 Q(”1”)
- (3) 實際資料的第五位被分到 I(”0”)，實際資料的第六位被分到 Q(”0”)

(4) 實際資料的第七位被分到 I("1")，實際資料的第八位被分到 Q("1")

(5) 實際資料的第九位被分到 I("0")，實際資料的第十位被分到 Q("1")

如圖 2.8 所示，原本的使用者資料會被分為 I 與 Q 兩個分支。被分到 I 與 Q 兩邊的資料，會再經由展頻碼與擾碼的過程後，再透過 QPSK 調變送出。

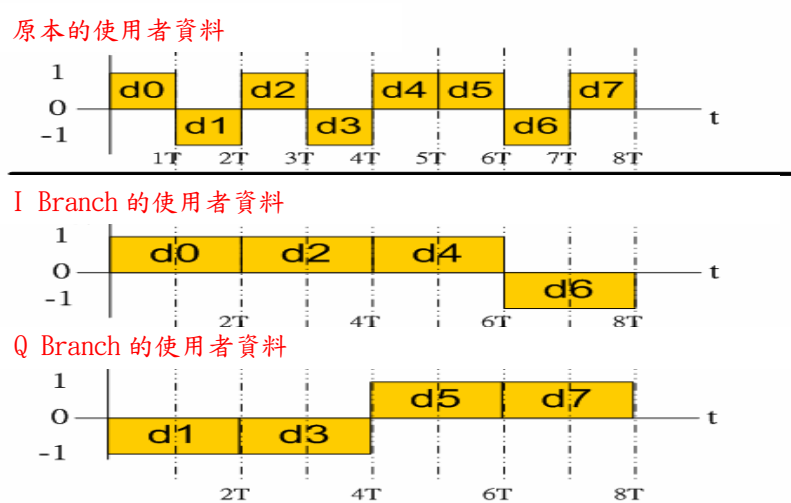


圖 2.8 資料分成 I 與 Q 的示意圖

如圖 2.6(b)所示，在資料傳送端把資料乘上展頻碼後送出，而在接收端則把所收到經過展頻的訊號，再與相同的展頻碼相乘，而得到原本傳送端所送出的資料。因此如果展頻碼為 8 位元，最原始的使用者資料長度為 8 位元，經過展頻的動作後，就會需要傳送 64 位元的資料。

在資料展頻過後，就會乘上擾碼，之後再透過 QPSK 的調變技術，如圖 2.9 所示分屬 I 與 Q 兩部分經過展頻與擾碼處理過的資料，會透

過函式來調變後成類比的訊號送出。

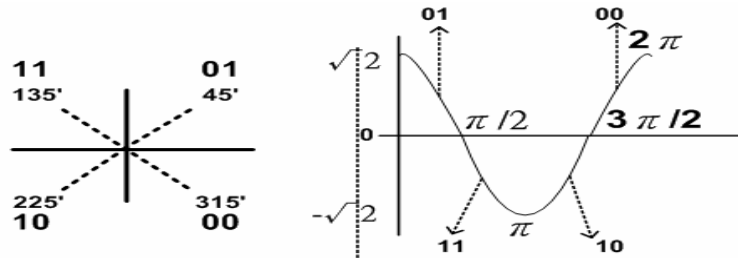


圖 2.9 QPSK 編碼相位圖

$$I(t) \cos wt + Q(t) \sin wt = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} * \cos(wt - \theta(t)) \quad (2-4)$$

例如，如果要傳送“01”就會送出由 Cosine 在 45 度時波形為起始的類比波形，要傳送“00”就會送出由 Cosine 在 315 度時波形為起始的類比波形。如此就可以透過同樣的類比波形，來代表兩個位元資料了。

如圖 2.10 所示，假設 I 與 Q 兩部分經過展頻與擾碼處理後的數位資料分別為 I [ "01010010" ] 與 Q [ "00111101" ] ，經過 QPSK 調變後則送出底下的波形。

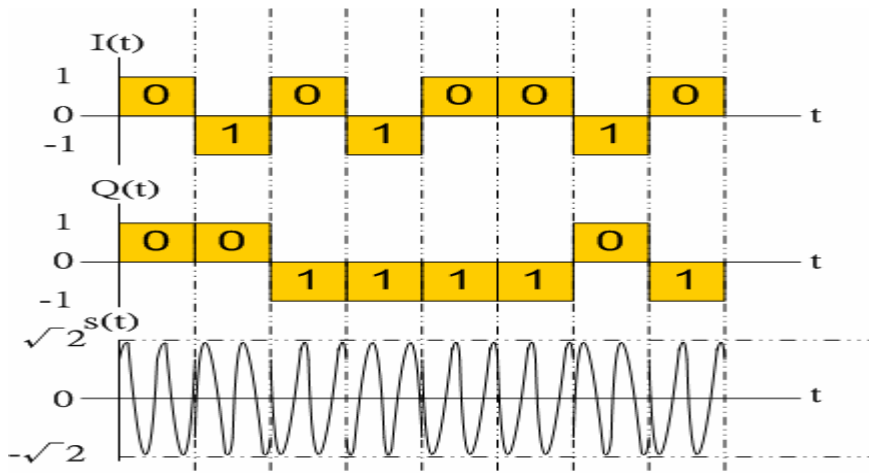


圖 2.10 QPSK 編碼實例

相對於 QPSK, BPSK 對於處理過的資料並沒有降低 Bit Rate 的能力。而如前面所述, QPSK 主要是透過相位的方式透過不同的 Cosine 波形相位來代表 4 個值, 而非只是 0 或 1, 所以說透過 QPSK 調變技巧可以讓送出的 Chip Rate 降低一半。

以 Chip Rate 3.84Mbit/sec 來說, 如果今天的展頻因數為 8(傳送 1bit 的資料, 透過展頻後會成為 8bits), 如果是 BPSK 調變則可以傳送最原始的使用者資料共  $3840(\text{kbit/sec}) / 8 = 480 (\text{kbit/sec})$ , 如果是透過 QPSK 調變則可以傳送最原始的使用者資料共  $(3840(\text{kbit/sec}) / 8) * 2 = 960 (\text{kbit/sec})$ 。



## 2.4 碼的產生與分配

由於 WCDMA 會透過展頻碼來把每一個傳送頻道透過展頻方式來彼此區隔, 因此我們又稱展頻碼為通道碼(channelization code)。

系統中的通道碼是使用正交可變展頻因數碼(OVSF: Orthogonal Variable spreading Factor), 可用以保持不同速率與展頻因數之下鏈實體頻道間的正交性。使用正交可變展頻因數碼是提供高度彈性服務的重要因素, 圖 2.11 表示正交可變展頻因數碼的碼樹, OVSF以 $C_{SF, code\ number}$ 表示。並非所有的通道碼都可以同時被一個行動台使用。在確定由某一個碼的所在位置開始, 往上延伸碼樹根部, 往下推至分支樹,

所有經過的碼都沒有被使用，行動台才可使用此碼。因此通道碼可用

組數並非固定，必須是每個實體頻道所需的速率與展頻因數決定。通

道碼的產生方式可由圖 2.12 表示

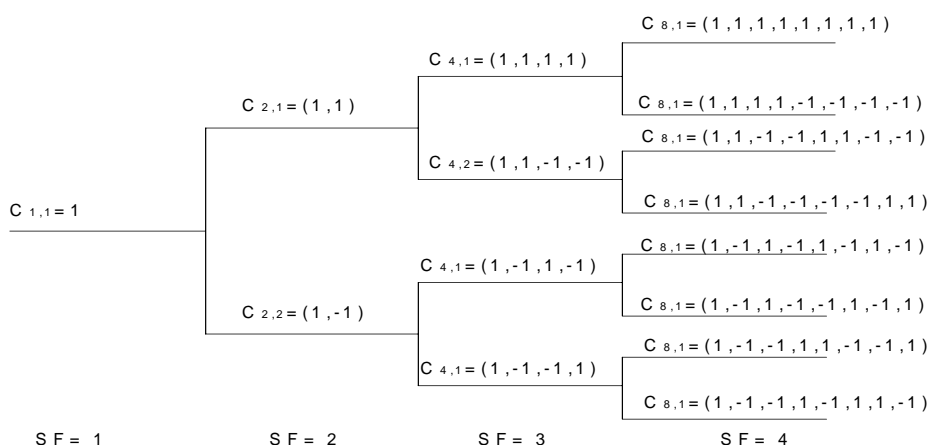


圖 2.11 正交可變展頻因數碼之碼樹

$$C_{1,1} = 1$$

$$\begin{bmatrix} C_{2,1} \\ C_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1,1} & C_{1,1} \\ C_{1,1} & \overline{C_{1,1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C_{4,1} \\ C_{4,2} \\ C_{4,3} \\ C_{4,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{2,1} & \overline{C_{2,1}} \\ C_{2,1} & C_{2,1} \\ C_{2,2} & \overline{C_{2,2}} \\ C_{2,2} & C_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C_{2^{n+1},1} \\ C_{2^{n+1},2} \\ C_{2^{n+1},3} \\ C_{2^{n+1},4} \\ \vdots \\ C_{2^{n+1},2^{n+1}-1} \\ C_{2^{n+1},2^{n+1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{2^n,1} & \overline{C_{2^n,1}} \\ C_{2^n,1} & C_{2^n,1} \\ C_{2^n,2} & \overline{C_{2^n,2}} \\ C_{2^n,2} & C_{2^n,2} \\ \vdots & \vdots \\ C_{2^n,2^n} & \overline{C_{2^n,2^n}} \\ C_{2^n,2^n} & C_{2^n,2^n} \end{bmatrix}$$

圖 2.12 通道碼之產生方式

如表 2.2 所示，我們都知道通道碼的數目是有限的，所以說為了可以重複利用通道碼，透過攪亂碼(scrambling code)可以讓同樣一組通道碼在不同的擾碼下運作。攪亂碼用來區分不同的 3GPP 使用者，每一個展頻的切片乘上攪亂碼的一個位元，而在同一個攪亂碼下所能使用的通道碼數目就等於展頻因數的值。

	Downlink	Uplink
Channelization Code	功能 → 透過展頻(Spreading)的技術，用來區隔同一個 Cell 範圍中不同的使用者連線(Channel)	功能 → 透過展頻的技術，用來區隔同一個無線通訊裝置的不同 Channel
	長度 → 512 Chips	長度 → 4-256 Chips
	數量 → 在同一個擾碼(Scrambling Code)下，等於 Spreading Factor	數量 → 在同一個擾碼下，等於 Spreading Factor
Scrambling Code	功能 → 用來區隔不同的 Cell& user	功能 → 用來區隔不同的無線通訊裝置(user)
	長度 → 每個 Frame 間隔為 10 ms 時為 38400 Chips	長度 → 每個 Frame 間隔為 10 ms 時為 38400 Chips
	數量 → 512 個	數量 → 數十萬個以上

表 2.2 通道碼與擾碼的特性

## 2.5 衰減(fading)與犁耙式接收器(Rake receiver)

無線電的傳播主要是靠著建築物的反射及散射，因此接收的信號就會來自四面八方，這就是所謂的多重路徑現象(multipath)。

多重路徑現象可將其分為靜態與動態兩部分，靜態的部分由信號所經過的路徑不同而造成延遲，如果現在只考慮兩條路徑，若延遲

剛好造成的相位差為 0 度，則兩個信號相加，若延遲剛好造成的相位差為 180 度，則兩個信號相減，這就是所謂的衰減(fading)；關於動態的部分，因為接收機一直在移動，所以接收的距離不同，所接收的兩信號的相位差也會跟著改變。兩個不同路徑的訊號因相位及距離不同造成合成信號振幅不同的情形，使用犁耙式接收機(Rake receiver)[6]來克服以上問題，其內部的電路包含 Phase rotator 及匹配濾波器等，匹配濾波器會將各個路徑上的信號量測出來，其峰值就是該路徑信號的大小，其延遲就是該信號的相位，將這些信號餵給犁耙式接收機的 finger，Phase rotator 會將其做適當的旋轉，最後結合在一起，圖 2.13 為 CDMA 犁耙式接收機的結構圖，一般而言相關器(Correlator)、Code generator 及匹配濾波器會做成 ASIC，而 Phase rotator 及頻道估測器會用 DSP 來製作。

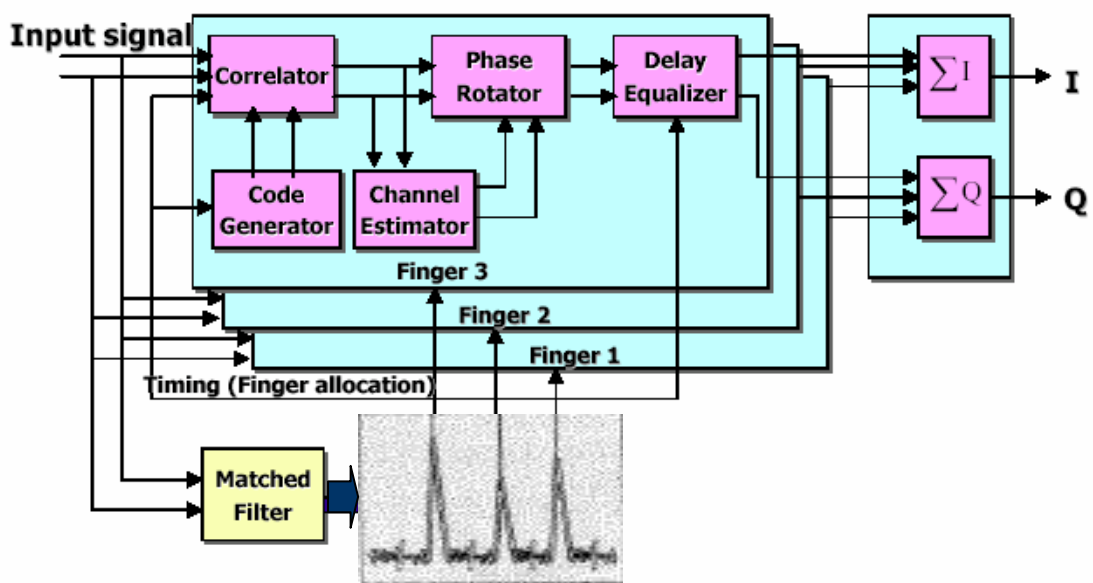


圖 2.13 WCDMA 犁耙式接收機示意圖



## 2.6 WCDMA Power Control 的原理

上鏈功率控制的目的是為了確保每一使用者傳送資料時可以適當的能量傳送，且對基地台而言接收到各個手機的功率都是一樣的，也就是說其目的是希望對別人的產生的干擾是最少的。如圖 2.14 所示，如果有兩隻手機 MS1 及 MS2，MS1 剛好在這個細胞的邊緣，可能因為路徑衰減(path loss)，使得 MS1 的接收信號減弱。如果沒有使用功率控制使得基地台(BS)接收到 MS1 及 MS2 的功率都在同一個準位，MS1 所發出的功率很容易超過 MS2 的功率，進一步而影響其他手機訊號的發射，這會讓 Cell 發生阻塞(Block)，這就是所謂的 near-far 問題。

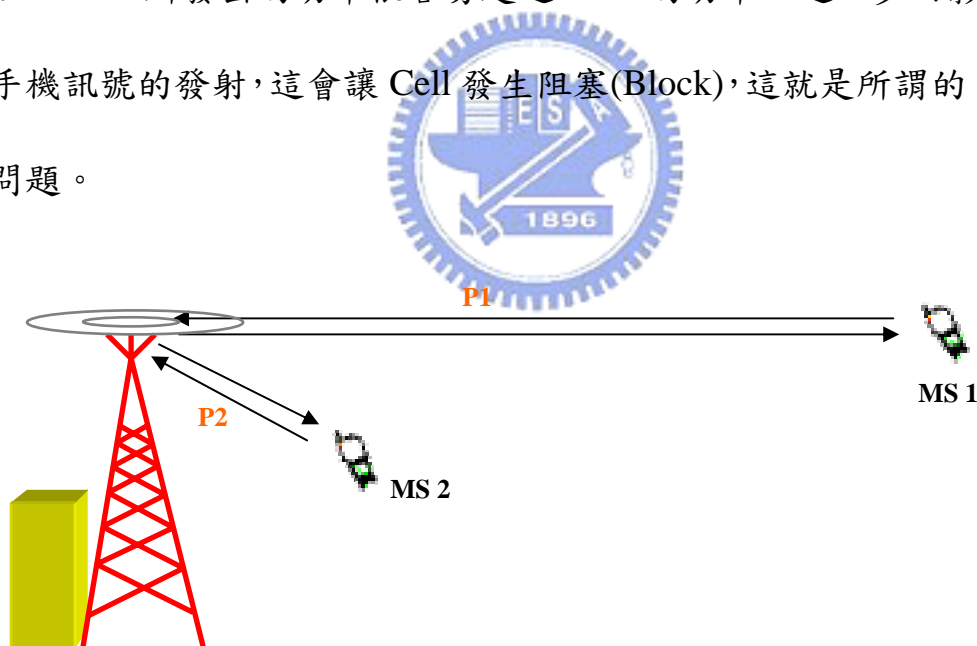



圖 2.14 near-far 的問題產生示意圖

由圖 2.14 可說明如何做到所謂的閉迴路功率控制(Close loop power control)，在上鏈的閉迴路功率控制，基地台會執行 SIR(Signal to noise)的量測，並且與目標值  $SIR_{target}$  比較，若發現量測的 SIR 高於

SIRtarget，基地台會下命令給 MS，命令 MS 降低功率，反之若發現量測的 SIR 低於 SIRtarget，基地台會命令 MS 增加功率。因為 CDMA 的 Frame 為 10ms，每個 Frame 有 15 個時槽每一個時槽會有一個傳輸功率控制命令位元的欄位，所以其功率量測的週期為 1.5kHz，遠大於 GSM 量測功率的頻率 2Hz。當然，為了得到固定的傳輸品質，如 FER 及 BER，還需做所謂的外迴路功率控制(Outer loop power control)等去得到更佳的效果。

## 2.7 HSDPA 封包架構



如前一章節所提，為了使 WCDMA 的系統有更高的效能，運用 HSDPA 的傳輸已成為一種趨勢，但 HSDPA 本身為多輸入多輸出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 的系統，而本論文將以單輸入單輸出 (Single-Input Single-Output, SISO) 的方式來驗證其效能，也就是給予單一使用者多重碼的方式做為傳輸效能的評估與分析，傳送訊號的封包可表示如圖 2.15，在 3GPP 的規範當中，一個封包的長度與時槽的長度同為 0.667ms， $N_d$  為編碼資料符元的數目、 $N_s$  為 QPSK 領航符元的數目，所以在此，我們將給予一個使用者 K 組多重碼再加上一組共用領航頻道 (common pilot channel, CPICH) 的做為整個封包架構的組成，而 CPICH 是做為估測通道之用。

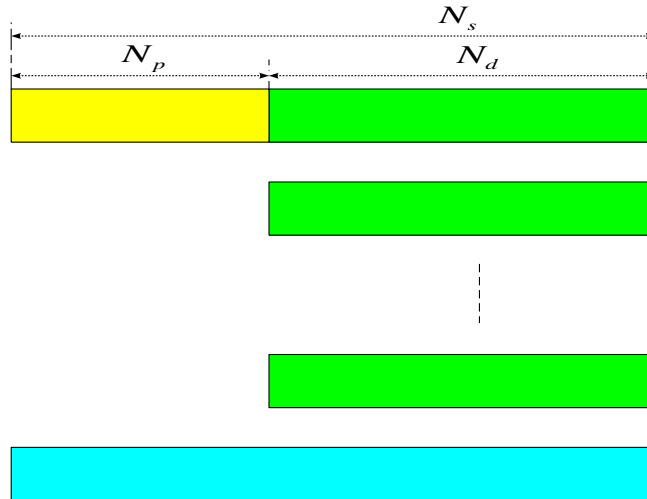


圖 2.15 HSDPA 傳送封包架構

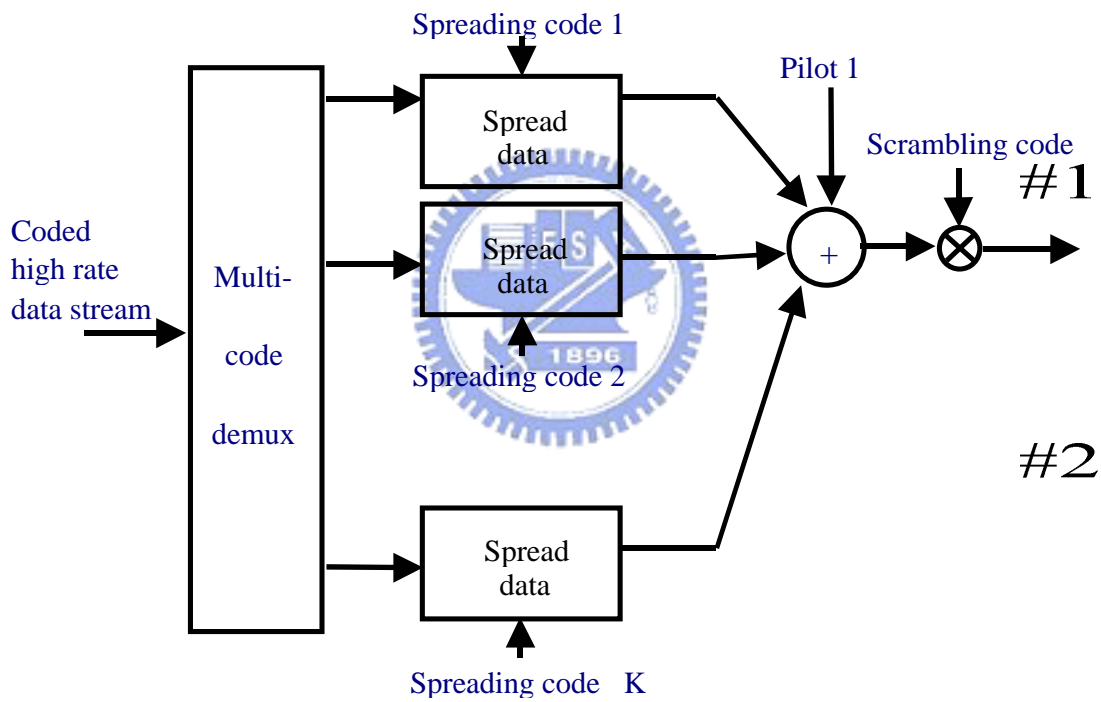


圖 2.16 HSDPA 的傳送機架構

因此，HSDPA 的傳送機架構如圖 2.16 所示，為一 SISO 的系統，將 K 組多重碼與一組領航符元相加之後，必須再與擾碼旋積後送出，既為我們的傳送訊號，訊號的接收機將在接下來的兩個章節做更深入的探討與介紹。