

---

# 第一章 緒論

---

隨著近年來 Wi-Fi(802.11x)產品的日漸普及與 3G 無線通訊技術的推波助瀾下，無線通訊技術一直是大家所注目的焦點，而由 Intel 所主導成立的 WiMAX 聯盟，則在此波技術更迭進程中，緊抓住了 IEEE 802.16 無線都會網路技術的浪潮。也意味著寬頻長距離的無線都會網路技術，將成為將來的趨勢。

本論文目的是在實現一個完整的系統，以 IEEE 802.16a 的實體層(PHY)為基礎，設計出整個內接收機的硬體架構；從封包的偵測、頻率偏移的估計與補償、封包的同步乃至於通道特性的評估，提出整個系統的設計。

本章節將首先介紹無線通訊系統的現況與發展，然後針對無線網路中最重要技術-正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)做個簡單的介紹，接著講解 IEEE 802.16a 實體層的架構，最後概述一下本論文的結構與章節。

## 1.1 無線通訊系統簡介與發展現況

無線通訊技術的演進基本上是往兩個方向發展的，一個是要求速度越來越快，另外一個是要求移動性越來越好，不論從個人網路(PAN)、區域網路(LAN)、都會網路(MAN)乃至於廣域網路(WAN)的發展趨勢都是如此，以下就針對這三種概述一下其發展的現況。

### 1.1.1 無線個人網路

無線個人網路(Wireless Personal Area Connectivity, WPAN)是相當小型的隨意網路，通常涵蓋的範圍不超過十公尺。由於通訊的範圍非常有限，所以通常無線個人網路是用於取代實體傳輸線的，讓不同的系統能夠近距離的進行資料同步或是連線。

一般無線個人網路常談的技術有三個：藍芽(Bluetooth)、Zigbee 與 UWB。目前藍芽的發展比較受限，因為他原本耗電量低、成本低的優勢已經不在；相反的，他通訊距離短與傳輸速度低的缺點卻依然存在，所以慢慢的可能將被 Zigbee 所取代。而 UWB 原本是用於美國國防工業，除了有傳輸速度高的優點以外，還有不受干擾的特性。

### 1.1.2 無線區域網路

無線區域網路(Wireless Local Area Connectivity, WLAN)能提供強大的無線網路連結能力，範圍可以涵蓋到有約一百公尺之廣；目前的無線區域網路以 IEEE 802.11 標準為基礎，稱為 Wi-Fi 網路。生活中常見的所謂「雙頻」的無線網路卡，便是指能同時結合支援 802.11a、802.11b、802.11g 的三種規格；由於是高整合度的單晶片設計，所以不但體積小，電量需求也低，因此帶動了各種新型設計與應用。下一代的無線區域網路標準為 IEEE 802.11n，但是它的規格也還在設定當中；802.11n 除了具備與 802.11a、b、g 的相容性外，並可以提供超過 100Mbps 的資料傳輸，這主要歸功於新型多重輸入 / 輸出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)無線電技術，藉此提升原有的傳輸速率。

### 1.1.3 無線都會網路

無線都會網路(Wireless Metro Area Connectivity, WMAN)是一種可涵蓋都市或郊區的無線通訊網路，以往具備 T1 或是 T3 等級資料速率的長距離無線技術都是由大型電話業者或是獨立區域的電信業者所專有經營，用來連接距離較遠的區域或是大範圍校園。現在 WMAN 最熱門的技術就屬 IEEE 802.16；目前所談 802.16 標準主要有兩個，一個是將之前所訂的 802.16、802.16a、c、d 等標準整合起來，稱為 802.16-2004，其具備了單一的媒體接取控制器(MAC)，但是實體層是可以不同。其中，大家耳熟能詳的 802.16d 也稱為「WiMAX」，其實實體層的標準應該是不存在的，應該是原 802.16a 中的 Wireless MAN OFDM 之誤，而本論文設計的硬體便是建構在這樣一個的實體層上，我們將在本章節的後面介紹。除了剛說的標準外，另外一個標準則是具有移動性的 802.16e，他是採用 Wireless

MAN Scalable OFDMA 的載波技術。

### 1.1.4 無線廣域網路

無線廣域網路(Wireless Wide Area Connectivity, WWAN)是行動電話及數據服務所使用的數位行動通訊網路，由電信業者所經營。無線廣域網路的連線能力可涵蓋相當廣泛的地理區域，但是目前的資料傳輸速率都偏低，只有 115 Kbps，和其他較為區域性的無線技術相去甚遠。目前全球的無線廣域網路主要採用兩大技術—分別是 GSM 及 CDMA 技術，這兩套技術將來將以平行的步調發展。

### 1.1.5 結論

無線通訊技術以範圍來分的話，不外乎就是上面這四種。其中 WMAN 相較於 WLAN 上有很大的優勢存在，也是將來發展的趨勢，故本論文便是以其標準 IEEE 802.16a 中的實體層為基礎，設計出一個內接收機的系統，以期能配合上時代的潮流。WMAN 相較於 WLAN 的優勢在於服務的品質(Quality of Service, QoS)；因為 WLAN 的標準 IEEE 802.11 是採用 Ethernet 式的隨機接取通訊方式，一旦網路交通擁擠將導致更多的封包必須重送，但此同時也將導致更嚴重的塞車，這對往後多媒體的應用是個很大的缺點。反觀 WiMAX，其採用的是控制式的接取，所有媒體接取層(MAC)制定的概念都是在處理服務品質(QoS)，而且封包的格式都是固定的，所以可以確保每秒傳送的封包數，這便是 WMAN 優於 WLAN 的表現，而且以範圍來說，WMAN 當然是比 WLAN 來得廣泛，也就是說 WMAN 當然可以作 WLAN，所以只要有純熟的技術以及普及的設備，那將來 WiMAX 成為主流只是時間上的問題了。

## 1.2 簡介正交分頻多工

正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)其實是分頻多工(Frequency Division Multiplexing, FDM)的一種特例，其基本原理其實和分頻多工一樣，是把原本利用單載波傳送的資料序列，依照原本的順序放在多個不同的載波上平行傳送，因此每個不同載波上的符元持續時間(Symbol

Duration)將會是原本單載波的符元持續時間的數倍，如下圖 1.2.1 所示。

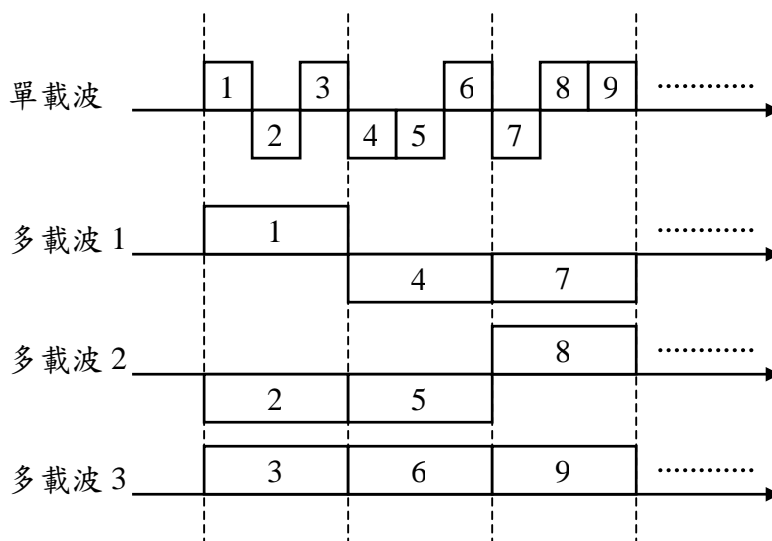


圖 1.2.1 OFDM 之多載波傳輸示意圖

那正交分頻多工和傳統上的分頻多工有什麼差別呢？兩者的不同處便在於正交分頻多工系統裡的子載波 (Sub-Carrier) 之間具有正交性 (Orthogonality)，也就是任意兩個子載波的內積為零。這是一個很重要的特性，有了這樣一個的特點，使得子載波彼此之間不會產生干擾，因此頻譜可以相互重疊；而傳統的分頻多工系統的載波間是沒有重疊的，因此正交分頻多工系統比傳統的分頻多工系統具有較好的頻寬效益 (Bandwidth Efficiency)，其兩者的頻譜示意圖如下圖 1.2.2。

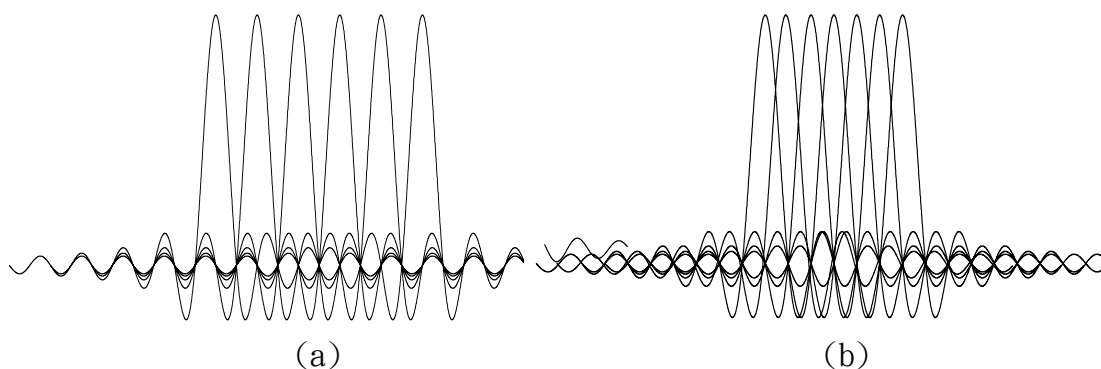


圖 1.2.2 頻譜示意圖(a)傳統 FDM，(b)OFDM

正交分頻多工系統的確可以獲得較好的頻寬效益，所以現行很多無線傳輸的標準都會使用其來達到增加傳輸速率的方法。而且，要獲得子載波間互相正交的特性也很簡單，只需要使用傅立葉轉換的方式(FFT / IFFT)，將欲載放在子載波上的符元經過 IFFT 的轉換，即可得到正交分頻多工系統的時域訊號。就因為正交分頻多工系統可以增加傳輸速率、同時對硬體上來說也不會增加過多的負擔，所以現在大多數的無線網路標準都是採用此系統，而本論文所討論的標準 802.16a 亦是如此。

### 1.3 簡介 IEEE 802.16

標準 IEEE 802.16 的主要任務是，開發工作於 2~66GHz 頻帶的無線接入系統實體層(PHY)和媒體控制層(MAC)，同時還有與其他協議相關的一致性測試以及不同無線接入系統間的共同規範。而 IEEE 802.16 規定的無線系統主要是用於無線都會網路，同時根據是否支持移動的特性，該標準又可以分為固定寬帶的無線接入系統和移動寬帶的無線接入系統；其中 802.16、802.16a、802.16d 是屬於前者的固定式無線接入系統，而 802.16e 則屬於後者。

由於本論文的重點在於實作出一個內接收機的系統，以期能對 IEEE 802.16a 的實體層作同步解調之用，因此對於 802.16a 的實體層，我們應該要有更深入的了解。802.16a 可支持時分雙工(TDD)和頻分雙工(FDD)兩種無線雙工方式，根據使用頻段的不同，也會分別有不同的實體層技術與之相對應，其分別是單載波(SC)、OFDM(256 點)、OFDMA(2048 點)等三種技術。其中 10~66GHz 固定無線接入系統主要採用單載波調制技術，而對於 2~11GHz 頻段的系統，主要則是採用 OFDM 和 OFDMA 技術。由於 OFDM、OFDMA 具有較高的頻譜利用率，且在抵抗多路徑效應、頻率選擇性衰弱或窄帶干擾上有明顯的優勢，因此 OFDM 和 OFDMA 將成為 802.16a 中兩種典型的實體層應用方式。

802.16a 中並未有規定具體的載波寬度，可視傳送端的需要來選擇所採用的規格，即如下表(1.3.1)中所示。在表中的 MMDS 和 ETSI 分別代表的是美規和歐規的兩種系統，傳送端可視需要的傳送通道頻寬大小來獲得資料取樣的頻率，藉

此得知一個正交分頻多工符元(OFDM Symbol)的有效時段區間(Useful time)大小，再配合著循環字首長度(Cyclic Prefix, CP)的選擇，便可以決定出一個完整的正交分頻多工符元時段區間；下表中，BW 是通道頻寬(Channel Bandwidth)、fs 表示取樣頻率(Sample Frequency)， $\Delta f$  為載波帶寬(Carrier Spacing)。

BW (MHz)		OFDM ( $N_{FFT} = 256$ )					
		$\Delta f$ (kHz)	$T_b$ ( $\mu s$ )	$T_g$ ( $\mu s$ )			
				$T_b/32$	$T_b/16$	$T_b/8$	$T_b/4$
MMDS ( $f_s/BW = 7/6$ )	1.5	$6\frac{51}{61}$	$146\frac{2}{7}$	$4\frac{4}{7}$	$9\frac{1}{7}$	$18\frac{2}{7}$	$36\frac{4}{7}$
	3.0	$13\frac{43}{64}$	$73\frac{1}{7}$	$2\frac{2}{7}$	$4\frac{4}{7}$	$9\frac{1}{7}$	$18\frac{2}{7}$
	6.0	$27\frac{11}{32}$	$36\frac{4}{7}$	$1\frac{1}{7}$	$2\frac{2}{7}$	$4\frac{4}{7}$	$9\frac{1}{7}$
	12.0	$54\frac{11}{16}$	$18\frac{2}{7}$	$\frac{4}{7}$	$1\frac{1}{7}$	$2\frac{2}{7}$	$4\frac{4}{7}$
	24.0	$109\frac{3}{8}$	$9\frac{1}{7}$	$\frac{2}{7}$	$\frac{4}{7}$	$1\frac{1}{7}$	$2\frac{2}{7}$
ETSI ( $f_s/BW = 8/7$ )	1.75	$7\frac{13}{16}$	128	4	8	16	32
	3.5	$15\frac{5}{8}$	64	2	4	8	16
	7.0	$31\frac{1}{4}$	32	1	2	4	8
	14.0	$62\frac{1}{2}$	16	$\frac{1}{2}$	1	2	4
	28.0	125	8	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1	2

表 1.3.1 IEEE 802.16a 規格

接著我們來看傳送端要如何產生一個 IEEE 802.16a 的資料符元，其資料符元建立的步驟如下：

1. 先對欲傳送的資料進行打散(Scramble)的動作，目的是為了減少連續低電位或是連續高電位資料的可能產生，進而減少資料誤判的可能；在實現上，採用的是線性回饋轉換暫存器(LFSR)，其規格於標準中有詳細的規定。
2. 將經過打散後的資料進行通道編碼(Channel Coding)，用以增加對通道

干擾的抵抗能力。在標準規範的通道編碼上，採用的有利德所羅門編碼(Reed-Solomon Code)、區塊渦輪編碼(Block Turbo Code)和迴旋渦輪編碼(Convolutional Turbo Code)等三種，而其中區塊渦輪編碼和迴旋渦輪編碼是非必須的(Optional)。

3. 接著將經過通道編碼的資料在星狀圖上作映射(Constellation Mapping)的調變，對於不同的調變方法會有其適合的通道編碼比率(Coding Rate)，如下表(1.3.2)所示：

Modulation	Support	Coding Rate
BPSK	Optional	1/2, 3/4
QPSK	Mandatory	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
16-QAM	Mandatory	1/2, 3/4
64-QAM	Mandatory	2/3, 5/6
256-QAM	Optional	3/4, 7/8

表 1.3.2 星狀圖映射調變與通道編碼比率關係表

4. 將經星狀圖映射調變所得到的 I 通道(I-Channel)和 Q 通道(Q-Channel)資料，載放於可載放資料的載波上，完成資料符元的建立。

因此，利用表(1.3.1)和表(1.3.2)，我們可以得知：在美規(MMDS)的制定下，IEEE 802.16a 的標準最快的資料取樣頻率為 28MHz，而且在此最快的資料取樣頻率下，若使用 64-QAM 調變技術、通道編碼比率 5/6，則將會有最大的資料傳輸速率 101.82Mbps。

## 1.4 IEEE 802.16a 實體層的架構

本論文的目的，在於設計出一個內接收機的硬體，以期能對 IEEE 802.16a 的實體層作偵測、同步、補償以及解調的動作，在要了解如何達到這些目的前，

我們當然要先知道有哪些資料是我們已知的、有哪些特性是我們可以利用的，所以我們當然必須先了解 IEEE 802.16a 實體層的架構，進而利用以方便我們後續的處理，本章節的目的便是如此。下圖 1.3.1 便是整個實體層的架構。

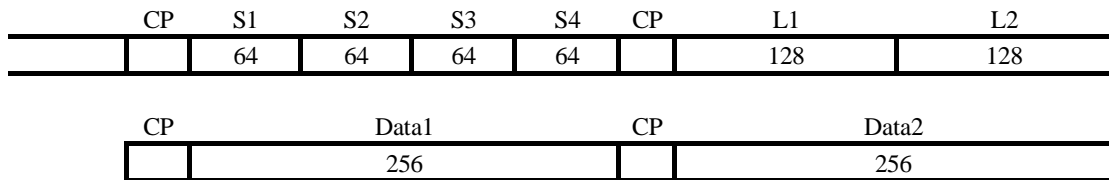


圖 1.4.1 IEEE 802.16a 實體層架構

### 1.4.1 循環字首

所謂的循環字首(Cyclic Prefix, CP)，就是將一個正交分頻多工符元(OFDM Symbol)的後半部分作複製，接著放置於這個正交分頻多工符元的前面；這個被複製出來放置於前頭的區段，我們便稱為循環字首，這個循環字首的長度再 IEEE 802.16a 中並非固定的，其長度可以為八點、十六點、三十二點或是六十四點，端看當時媒體接取層(MAC)的設定。

這個循環字首的前身，其實是一個保護區段(Guard Interval, GI)；誠如我們在本章 1.2 節所述，IEEE 802.16a 是採用正交分頻多工系統，而正交分頻多工系統為了能充份利用頻寬效益，所以每個子載波具有互相正交的特性，造成頻譜上會有重疊的現象，如果使用在一個沒有多路徑延遲擴散(Multi-path Delay Spread)的通道上了話，是可以利用正交的特性反解回之；但是對於一個無線網路的通道來說，多路徑延遲擴散是一定存在的，而這個存在將會造成正交分頻多工系統中不同區塊間的干擾(Inter-Block-Interference, IBI)；所以我們便在一個正交分頻多工符元前，加入一個保護區間，只要這個保護區間的長度能夠大於通道造成的最大多路徑延遲擴散，那便能確保這一個正交分頻多工符元不會受到之前一個符元的影響，而這一個保護區間正是循環字首的前身。

那為何還需要複製這循環字首相對應的正交分頻多工符元的後半部分呢？最重要的原因就是為了要維持原本子載波間的正交性；試想，若今天保護區間都



不放有任何的資料，而通道的特性使得第一個子載波沒有延遲擴散，但是卻對第二個子載波造成了延遲擴散，這將會使得接收端所收到的訊號有一部分是：第一子載波有資料但是第二子載波卻無的情況，這將會產生不同載波間的干擾 (Inter-Carrier-Interference, ICI)；解決的方法，最直接也是最簡單的便是直接複製原本對應的正交分頻多工符元的後半部分，如此雖然載波間可能會有不同的延遲，但是還是會維持著正交的特性，而這便是循環字首的由來。

## 1.4.2 短調整符元

每一個被完整傳送的 IEEE 802.16a 封包開頭，都會有一個固定的正交分頻多工符元，裡面放置著傳送端和接收端事先規定的資料，我們稱之為短調整符元 (Short Training Symbol)；而這段時域的取樣點是由二百五十六個已知的資料，經由反快速傅立葉轉換得來，這兩百五十六個已知的資料列於下表 1.3.2 中；由於受到本身資料特性的影響：每兩個有效的資料間夾有三個零，所以在時域的取樣點上，會有每六十四點為一週期的特性，而我們便可以利用這個特性，作為偵測封包之用，而這將在第三章節中說明。

子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料
-100	1+j	-96	1+j	-92	1+j	-88	1-j	-84	-1+j
-80	1+j	-76	1+j	-72	1+j	-68	1-j	-64	-1+j
-60	1+j	-56	1+j	-52	1+j	-48	1-j	-44	-1+j
-40	1-j	-36	1-j	-32	1-j	-28	-1-j	-24	1+j
-20	-1+j	-16	-1+j	-12	-1+j	-8	1+j	-4	-1-j
4	-1-j	8	1-j	12	1+j	16	-1-j	20	-1+j
24	1-j	28	1+j	32	-1+j	36	1-j	40	-1-j

44	$1+j$	48	$-1+j$	52	$-1-j$	56	$1+j$	60	$1-j$
64	$-1-j$	68	$1-j$	72	$1+j$	76	$-1-j$	80	$-1+j$
84	$-1+j$	88	$-1-j$	92	$1-j$	96	$-1+j$	100	$1+j$
其他子載波上的資料皆為零，共 256 筆									

表 1.4.2 短調整符元在 256 個子載波上的資料

### 1.4.3 長調整符元

同樣地，在每一個被完整傳送的 IEEE 802.16a 封包中，還會有一個固定的正交分頻多工符元，裡面放置著傳送端和接收端事先規定的資料，只是他的位置是放置於短調整符元的後面，中間以循環字首區隔開來，以避免載波間和區塊間的互相干擾；除了位址不同於短調整符元外，載波上所載的資料亦不同，但都是事先規定好的，我們稱這符元為長調整符元。同樣地，其載波上的兩百五十六點資料我們列於下表 1.3.3 中，和短調整符元不同之處是：兩個有效的資料間只夾有一個零，所以經由反傅立葉轉換所得時域上的取樣點，將會以一百二十八點為週期的取樣點。

子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料	子載波	資料
-100	1	-98	-1	-96	-1	-94	-1	-92	1	-90	1
-88	1	-86	1	-84	-1	-82	1	-80	-1	-78	-1
-76	-1	-74	1	-72	-1	-70	1	-68	1	-66	1
-64	1	-62	-1	-60	1	-58	1	-56	1	-54	-1
-52	1	-50	-1	-48	1	-46	1	-44	-1	-42	-1
-40	1	-38	-1	-36	1	-34	-1	-32	1	-30	1

-28	-1	-26	1	-24	1	-22	-1	-20	-1	-18	-1
-16	1	-14	-1	-12	-1	-10	-1	-8	-1	-6	-1
-4	1	-2	1	2	1	4	-1	6	-1	8	1
10	-1	12	1	14	1	16	1	18	1	20	-1
22	1	24	1	26	1	28	1	30	-1	32	1
34	-1	36	-1	38	-1	40	-1	42	1	44	1
46	-1	48	1	50	-1	52	-1	54	-1	56	-1
58	-1	60	-1	62	-1	64	-1	66	1	68	1
70	1	72	-1	74	-1	76	-1	78	1	80	1
82	-1	84	-1	86	-1	88	1	90	-1	92	-1
94	1	96	-1	98	-1	100	-1	其餘資料為零，共 256 筆			

表 1.4.3 長調整符元在 256 個子載波上的資料

## 1.4.4 資料符元

緊接著在短調整符元和長調整符元後的，便是資料符元，其目的就如其名一樣是用於傳送資料；其時域訊號就如同之前一樣：在兩百五十六個子載波上，載上欲傳送的資料再經由反傅立葉轉換，即可得到時域上的取樣點；但是在這兩百五十六個子載波中，不是每個都可以拿來放置資料的；如下圖 1.3.4 所示。

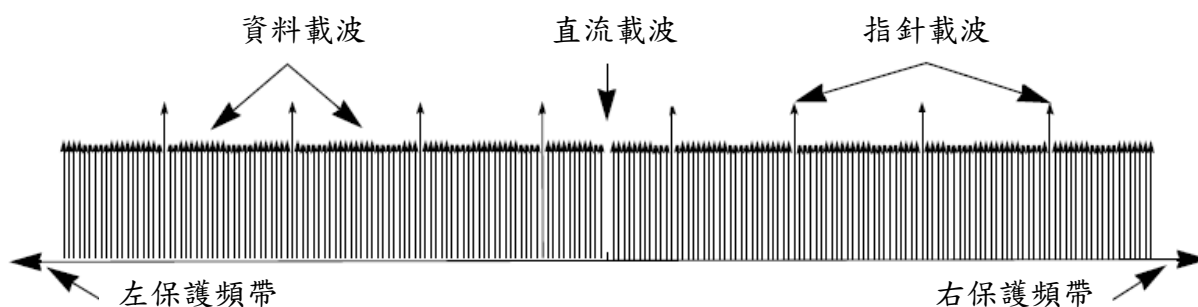


圖 1.4.4 資料符元的子載波使用示意圖

其中左保護頻帶(Guard Band)使用了二十八個子載波、右保護頻帶使用二十七個子載波，這些地方都是不放置資料的，目的是為了保護這兩者間子載波上的資料不受其他正交分頻多工符元的影響；除了這兩個地方不放資料外，直流(DC)處的子載波也是不放資料，所以只有剩餘的兩百個子載波是可以使用；但是在這兩百個子載波中，又有八個子載波上面是放置已知的資料，我們稱之為指針(Pilot)，目的是為了作封包的同步；所以真正嚴格來說一個資料符元裡，雖然有兩百五十六個子載波，但是實際能使用做資料傳輸的只有一百九十二個。

## 1.5 論文結構

在第一章中主要是在介紹現行無線通訊系統的趨勢和發展，藉此說明研究題目的動機和目標，同時簡介正交分頻多工系統和 IEEE 802.16a 實體層的架構，以方便將來章節的承接。第二、三、四章便是硬體設計的部分。在這三個章節中，我們將從演算法開始介紹，接著講解如何在硬體上實現。第二章是偵測封包和估計、補償頻率偏移的部分。第三章則是放在如何作封包取樣點的同步和循環字首長度的評估。第四章則是介紹通道特性的估計和快速傅立葉轉換。在講解完各個硬體後，將在第五章中說明這些硬體整合成系統之後的時序圖。第六章則是各種模擬的結果。第七章中提出本論文的結論。