

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

短距離備用式多重載波調變技術

A Multi-Carrier Modulation Scheme for
Short-Distance Transmission

研究生：葉士瑋

指導教授：高銘盛教授

中華民國九十七年七月

短距離備用式多重載波調變技術

A Multi-Carrier Modulation Scheme
for Short-Distance Transmission

研究生：葉士瑋

Student: Shih-Wei Yeh

指導教授：高銘盛

Advisor: Ming-Seng Kao



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

July 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年七月

備用式多重載波調變技術

研究生：葉士瑋

指導教授：高銘盛 教授

國立交通大學

電信工程學系碩士班



在短距離無線通訊網路中，資料傳輸速度的提高將使多重路徑效應變得更加嚴重。為了有效改善此問題，本論文提出一個新的調變概念，稱為“備用式多重載波調變技術”。在廣大的頻寬優勢下，我們將大量的載波分為正規載波與備用載波兩類。備用載波以一對一的方式支援正規載波，在正規載波有重複信號傳送的需求時，才由備用載波予以協助，以分辨兩者的優先權高低。備用載波數目的最小值，可由通道的多重路徑殘存時間和信號的編碼率計算求出，再利用多重路徑效應影響時間有限的特性，我們提出一個新的演算法有效設定系統兩端的實際工作載波和對應備用載波，以完成信號解調。最後我們以機率模型推出理論上的信號錯誤率，並與程式模擬的結果比較，進一步討論有關信號錯誤擴散的問題。

A Multi-Carrier Modulation Scheme for Short-Distance Transmission

Student : Shih-Wei Yeh

Advisor: Prof. Ming-Seng Kao

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

The logo of National Chiao Tung University is a circular emblem with a gear-like border. Inside the circle, there is a stylized figure holding a torch, and the year '1896' is visible at the bottom. The word 'Abstract' is overlaid on the logo in a bold, black font.

Abstract

In the short-distance communication, increasing the data rate will make the multipath effect more serious. In order to improve the problem, we propose a multi-carrier modulation scheme. With wide Bandwidth, we divide the carriers into two groups. “Spare Carriers” are used to support “Regular Carriers” when repeated symbols are transmitted. The minimum number of spare carriers can be calculated with channel multipath residual time and the coding rate. A new algorithm can set the working carriers and spare carriers at both transmitter and receiver. Finally, we estimate the symbol error rate in theory with a probability model and compare that with the simulation results. Then, we discuss the problem of error propagation.

誌謝

謝謝所有在撰寫論文的這段時間幫助我、陪伴我的人，包括我的家人、書宗學長、萬信學長、傑翔、小桃和千又，沒有你們的鼓勵與支持，我不可能完成它。

特別感謝我的指導教授高銘盛老師，在我研究所這段時期所給予的幫助，不管是學業上或是生活上，甚至是心靈上的關懷，對老師的感激之心，難以用文字表達，只能說，老師，學生真的很謝謝您。



目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vi
圖目錄.....	vii
第一章 緒論.....	1
第二章 備用式多重載波調變技術.....	3
2.1 無線傳輸系統.....	3
2.1.1 高速傳輸下的寬頻信號.....	4
2.2 無線傳輸環境.....	4
2.2.1 多重路徑干擾之影響.....	4
2.3 短距離通道之模型.....	7
2.4 傳送端與接收端之架構.....	9
2.4.1 傳送端架構.....	9
2.4.2 接收端架構.....	11
2.5 備用式多重載波調變技術.....	15
2.5.1 簡易的編碼.....	15
2.5.2 不同信號的傳輸情形.....	16
2.5.3 重複 symbols 的傳輸情形.....	18
2.5.4 備用載波觀念的建立.....	19
2.5.5 備用載波的數目.....	19
2.5.6 備用載波的初設定.....	22
2.5.7 傳送端工作載波的設定.....	26
2.5.8 傳送端備用載波的設定.....	28
2.5.9 接收端的信號判斷.....	33
2.5.10 接收端備用載波的設定.....	35
第三章 調變技術分析及模擬.....	41
3.1 錯誤率分析.....	41
3.2 討論.....	48
第四章 結論.....	49

附錄..... 50

參考資料..... 56



表目錄

表 2.1	二進位位元資料的編碼及傳送載波.....	16
表 2.2	另一組二進位位元資料的編碼及傳送載波.....	18
表 2.3	各項參數的整理.....	21
表 2.4	備用載波依序設定.....	23
表 3.1	$n = 32, q = 6$ 的錯誤率比較.....	46
表 3.2	$n = 16, q = 4$ 的錯誤率比較.....	48



圖目錄

圖 2.1	無線通訊系統方塊圖.....	3
圖 2.2	簡化的通道脈衝響應.....	5
圖 2.3	單一位元的多重路徑示意圖.....	5
圖 2.4	多個位元的多重路徑疊加示意圖.....	6
圖 2.5	多個位元經過通道後的變形.....	7
圖 2.6	多重路徑通道的模擬結果.....	8
圖 2.7	階層式載波產生器方塊圖.....	9
圖 2.8	階層式載波接收器 sub-stage 示意圖.....	10
圖 2.9	階層式載波接收器前兩級的頻譜變化.....	10
圖 2.10	階層式載波接收器 sub-stage 內部構造.....	11
圖 2.11	階層式載波接收器方塊圖.....	11
圖 2.12	第 K 層 stage 內部的結構.....	12
圖 2.13	$A_{KH} > A_{KL}$ 的情形.....	13
圖 2.14	頻譜變化與訊號接收情形.....	14
圖 2.15	各 symbols 在不同載波上的傳輸情形.....	17
圖 2.16	重複信號在載波上的傳輸情形.....	18
圖 2.17	T_b 、 T_S 和 T_{MP} 的關係.....	20
圖 2.18	$T_{MP} = 6 T_S$ 的例子.....	21
圖 2.19	$q = 6$ 時的傳輸情形.....	22
圖 2.20	備用載波支援傳送信號示意圖.....	23
圖 2.21	備用載波窗口示意圖.....	24
圖 2.22	一連串의相同信號的問題.....	24
圖 2.23	一連串의相同信號的解決方法.....	25

圖 2.24	一連串少數信號重複出現的問題.....	25
圖 2.25	檢查最近的 q 個工作載波.....	27
圖 2.26	傳送端工作載波的決定情形 A.....	28
圖 2.27	傳送端工作載波的決定情形 B.....	28
圖 2.28	傳送端備用載波的初始狀態設定.....	29
圖 2.29	傳送端備用載波的穩定狀態設定.....	30
圖 2.30	傳送端備用載波初始狀態與情形 A 的設定.....	31
圖 2.31	傳送端備用載波情形 C 的設定.....	32
圖 2.32	傳送端備用載波情形 D 的設定.....	32
圖 2.33	接收端信號判斷的設定.....	34
圖 2.34	接收端信號判斷的情形 A 設定.....	34
圖 2.35	接收端信號判斷的情形 B 設定.....	35
圖 2.36	接收端備用載波的初始狀態設定.....	36
圖 2.37	接收端備用載波的穩定狀態設定.....	37
圖 2.38	接收端備用載波初始狀態與情形 A 的設定.....	38
圖 2.39	接收端備用載波情形 C 的設定.....	39
圖 2.40	接收端備用載波情形 D 的設定.....	39
圖 3.1	傳送與接收的載波設定情形.....	41
圖 3.2	尚未啟動偵錯功能前機率分布情形.....	42
圖 3.3	一級偵錯功能的機率變化情形.....	43
圖 3.4	二級偵錯功能的機率變化情形.....	45
圖 3.5	error propagation 效應.....	47

第一章

緒論

近年來，無線個人區域網路（Wireless Personal Area Networks；WPAN）越來越熱門，國際電機電子工程師學會（Institute of Electrical and Electronics Engineers，簡稱為 IEEE）為此組織了一個工作團隊，取名為 IEEE 802.15，專門訂定短距離個人使用的無線區域網路。這方面相關的技術，如 Zigbee、藍芽標準（Bluetooth）和超寬頻技術（Ultra-wideband，簡稱為 UWB），其中 Zigbee 專門運用在短距離的低速資料傳輸（250Kbps），而藍芽標準取代傳統纜線，為目前個人網路中最成熟，也最為廣泛應用的標準（1Mbps）；但是最有潛力，速度最快，也最受學術界和企業界青睞的 WPAN 技術要屬超寬頻技術（480Mbps）。

超寬頻技術源自 1960 年美國軍事實驗室使用的雷達系統技術，是一種低耗電、高速度傳輸的無線網路通訊技術。2002 年 2 月，經美國聯邦通訊委員會（Federal Communications Commission；FCC）正式立法通過後，定義超寬頻技術為 $W/f_c \geq 20\%$ 或頻寬超過 500MHz 的無線傳輸技術，其中 W 為傳輸頻寬， f_c 為中心頻率[1]。幾年來，在 WiMedia-MBOA 與 UWB Forum 兩大陣營各擁技術，遲遲沒有共識的情況下，IEEE 標準尚未過關。在 2006 年初，802.15.3a 工作小組同意自我解散。

超寬頻技術適合需要高資料量服務的通訊應用，可用在家庭網路連接和短距離雷達等領域上，特性是利用極窄的脈衝信號傳送資料，在時間調變技術（TDM）輔佐下，使得傳輸速度大大提高，這些脈衝所佔用的頻寬甚至高達幾 GHz。

在超寬頻的系統裡使用了極窄的脈衝信號，利用這些脈衝信號的適當波形和極短的持續時間，能使信號在多重路徑效應（Multipath effect）為主要干擾的傳輸環境下，避免造成嚴重的信號重疊失真[2]。然而，當傳輸速度提到至 Gbps 層級時，多重路徑解析度變的更高，所引起的符號間干擾效應將形成非常關鍵的問題[3]。

因此，我們希望能發展一套新的無線通訊傳輸系統，適用的環境同樣是屬於個

人區域網路，且資料的傳輸速率在 1Gbps 以上時，能有效抵抗嚴重的多重路徑效應干擾。

傳統上，解決多重路徑干擾的方法都是利用前端 Rake 接收器搭配後端 MMSE 等化器的最佳接收機[3]。但是，當多重路徑的數目增大，Rake 接收器為了搜集足夠的信號能量，將需要大量的 fingers，這將使接收端的結構變得非常複雜。因此幾次佳的信號能量搜集器被提出而取代傳統的 Rake 接收器，如局部的 Rake 接收器 [4]、傳輸參考結構 (the transmit reference scheme) [5]和回授式的決定接收器[6]。但這些接收器都不是針對短距離、高速度的環境下所使用。

在本論文中，我們提出一個新的多重載波調變技術，利用極寬廣的頻寬優勢，引入“備用載波”的概念，希望對抗無線通訊的環境中的多重路徑效應干擾問題。與傳統上盡可能搜集各路徑所有信號能量不同的地方是，我們將重點放在第一條直接路徑上 (Direct Path)，善用有限數目的備用載波，幫助信號渡過多重路徑效應的干擾，並且在接收端判斷錯誤的情況下，還能有偵測錯誤進而改正的機會。

本論文其餘部分如下。在第二章裡，首先介紹多重路徑效應的干擾問題，以及在資料速率提高的情況下對信號的影響；接著介紹備用載波概念的由來，和備用載波數目該如何決定，並說明為什麼能改善多重路徑效應的原因。第三章的部分則是調變技術的分析和實際模擬的結果比較，以及所產生問題的討論。最後第四章則是結論。

第二章

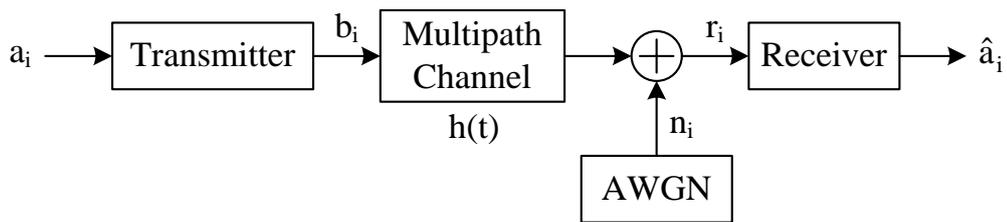
備用式多重載波調變技術

在這個章節裡，我們將介紹一個新的調變技術，稱為“備用式多重載波調變”(Backup Multi-carrier Modulation)，與現今 Wi-Fi 和 WiMAX 等大範圍區域網路協定不同的是，此調變技術適用的距離為十公尺之內，屬於短距離的小型個人通訊網路 (Personal Area Network)。

在以下的內容中，首先簡單介紹無線通訊的傳輸環境，以及短距離通訊的特性，進而了解在位元率 (Bit Rate) 提高時主要的問題，即多重路徑的干擾問題 (Multipath Interference)。接著我們將介紹短距離傳輸的通道特性後，便提出“備用式多重載波調變”的概念，最後則是簡單的模擬分析。

2.1 無線傳輸系統

圖 2.1 為一般無線通訊系統的方塊圖：



a_i : binary bits

n_i : noise

b_i : transmitted symbol

r_i : received symbol

$h(t)$: channel impulse response \hat{a}_i : estimated bits

圖 2.1 無線通訊系統方塊圖

上圖中，首先一連串的二進位字元資料，經由發送端編碼後形成了不同的信號 (symbols)，通過脈衝響應為 $h(t)$ 的通道後，主要受到兩個影響：一為多重路徑的干擾，二為 AWGN 雜訊的破壞；最後，在接收端進行解碼後得到估測的信號。

2.1.1 高速傳輸下的寬頻信號

寬頻信號在高速傳輸時，例如速度超過 1 G bits/sec 的情形下，信號的干擾主要來自多重路徑干擾 (Multipath Interference) 的影響，而非雜訊的擾亂，簡單舉以下例子便可清楚了解。

在相同的多重路徑持續時間下，以 50 ns 為例子，當以 100 M bits/sec 的速度傳輸資料時，每 10 ns 將送出一個 bit，而多重路徑的干擾持續 50 ns，也就是持續了 5 個 bits 的時間。以單獨一個 bit 的角度來看，它其實受到前面 5 個 bits 的影響；但是如果資料的傳輸速度提高為 1 G bits/sec 時，每 1 ns 就得送出一個 bit，50 ns 的干擾時間即等於 50 個 bits 的時間。以單獨一個 bit 的角度來看，先前 50 個 bits 所殘留的多重路徑干擾，全部將疊加在一起，將嚴重影響目前接收的這個 bit。

2.2 無線傳輸環境

在距離小於十公尺的傳輸環境下 (Personal Area Network)，我們合理地假設訊號雜訊比 (Signal to Noise Ratio) 相當高，即雜訊本身對訊號的影響相對而言小了許多。因此，當我們把目標放在短距離、高速度的傳輸條件下時，如何有效解決多重路徑效應的干擾，便成為我們主要努力的方向。

2.2.1 多重路徑干擾之影響

讓我們先了解一下多重路徑干擾的問題，為了方便分析，我們假設一個簡單的通道脈衝響應 (如圖 2.2)，在此先不考慮雜訊。

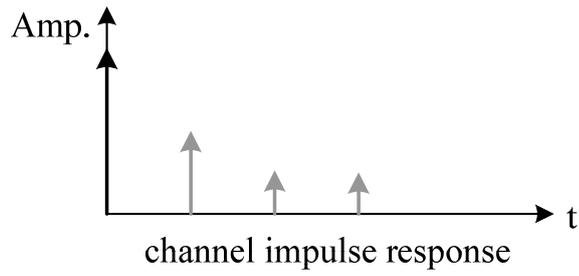


圖 2.2 簡化的通道脈衝響應

當一個 bit 通過此通道時，除了直接路徑（Direct path）外，後面還拖了三個多重路徑的成份，如圖 2.3，深色部分為直接路徑成份，後面三個灰色部分為多重路徑所造成。

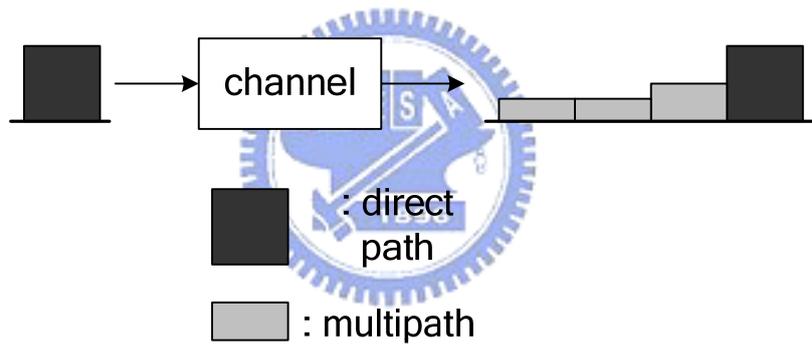


圖 2.3 單一位元的多重路徑示意圖

當一個一個 bit 連續通過時，深色與灰色的部分疊加在一起，越多的灰色部分將原本的訊號破壞得更嚴重，如下圖 2.4。

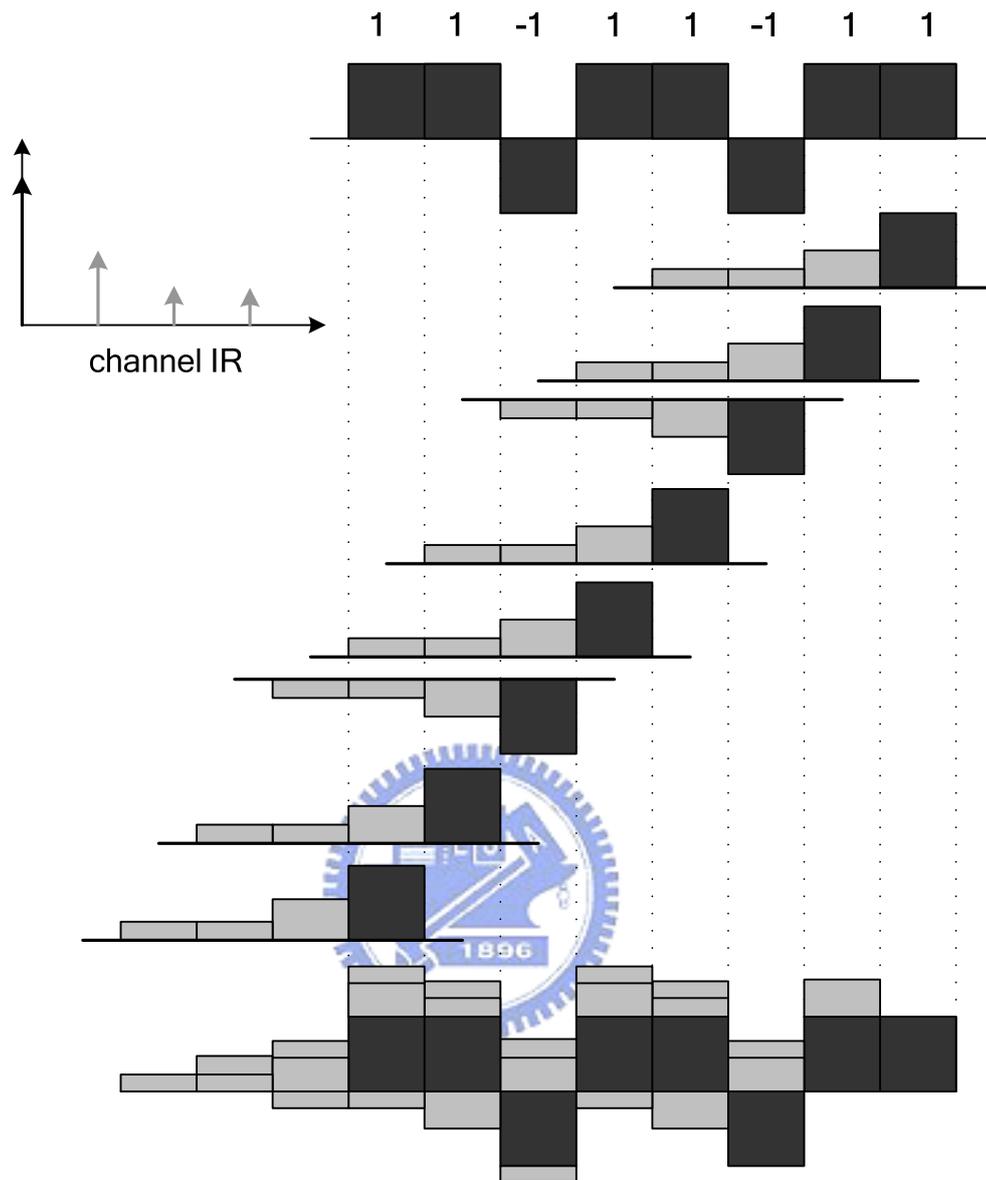


圖 2.4 多個位元的多重路徑疊加示意圖

我們可以很清楚地看到，雖然只是簡單三條多重路徑，但已經讓這八個 bits 在經過通道後，變形得非常嚴重（如下圖 2.5），更何況是現實生活中，可能多達 30 條多重路徑的真實通道，若是再加上每條路徑都有雜訊的成份，疊加在一起後，將使原本的訊號無法復原及解讀。

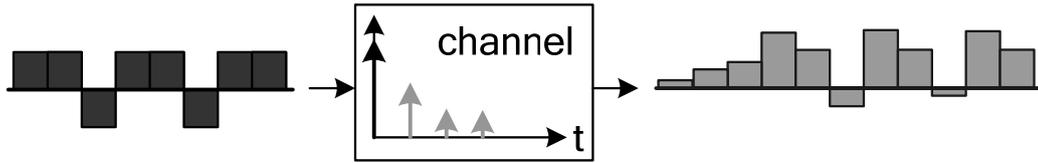


圖 2.5 多個位元經過通道後的變形

2.3 短距離通道之模型

在本系統的模擬中，我們參考論文[1]，採用同樣適用於 Ultra Wide Band (UWB) 的通道模型，這個通道模型有兩個重要的特性：

一、群集特性 (clustering property)

在論文中提到，在實際的環境中，多重路徑的成份容易以成群結隊地方式出現，也就是說，當接收端在某個時間點收到一條以上的路徑成份時，將提高在下一個時間點收到其他路徑成份的機會。因此我們可以推測，在不同時間點，多重路徑的出現與否彼此之間並不是獨立無相關性的。

二、有限的可分解路徑數目 (limited number of resolvable paths)

這個特性是說明，如果我們試著分解某個多重路徑成份，可發現其中的散射數目其實是非常小的，通常會是二條或三條散射成份的疊加。

為了對多重路徑到達接收端的時間點做特性描述，我們使用了 two-state Markov 的數學模型來描述每條路徑出現的機率，以及應用 Modified Poisson process 來處理兩個不同的 state。在這兩個狀態下，接收端在某個時間點收到的路徑數目呈現 Poisson 機率分布，式子如下：

State 1:

$$P(n_1 = k) = \frac{u_1^k e^{-u_1 k}}{k!} \quad (2.1)$$

State 2:

$$P(n_1 = k) = \frac{u_2^k e^{-u_2 k}}{k!} \quad (2.2)$$

上述的式子中， $u_1 = \int_{T_c} \lambda_1(t) dt$ 與 $u_2 = \int_{T_c} \lambda_2(t) dt$ 為 Poisson 機率分布的參數，而 $\lambda_1(t)$ 和 $\lambda_2(t)$ 指的是在時間點 t 時到達接收端之路徑數目的期望值。

state 1 與 state 2 不同的地方在於，當前一個時間點沒有任何路徑抵達接收端時，形成 state 1；如果前一個時間點有路徑抵達，則形成 state 2。此外，Gamma 分布也被使用來證明上述的機率分布。根據參考的論文資料，第一條多重路徑成份的大小約為第二條路徑的常數倍，此常數我們稱為“Line-of-Sight(LOS) power-gain factor”，大小為 5 dB。

下圖 2.6 為程式模擬多重路徑通道的結果，最多可描述 50 條路徑，橫軸的單位為 1 ns，也就是時間軸的解析度為 1 ns。我們可以發現，大部分較為明顯的多重路徑成份都出現在 30 ns 以前。

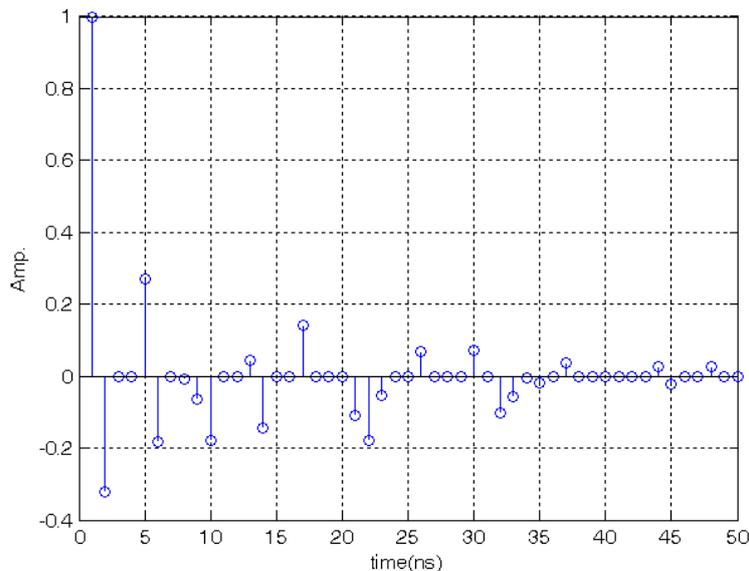


圖 2.6 多重路徑通道的模擬結果

2.4 傳送端與接收端之架構

在短距離、低雜訊的環境下，為了解決由多重路徑效應 (multipath effect) 所引起的訊號間干擾問題 (intersymbol interference)，頻寬自然成為我們首先考慮的重點。

因此，如何好好利用寬達 GHz 級數的頻寬，盡可能地將位元資料載在頻率軸上，以多重的載波攜帶和傳送，便成為我們努力的目標。以下介紹“備用式多重載波調變”傳送端和接收端的架構。

2.4.1 傳送端架構

在傳送端，我們使用“階層式載波產生器” (Hierarchical carrier generator)，方塊圖如下圖 2.7，一層可產生兩組載波，使用二層架構的傳送端，可產生四組不同頻率的載波，因此，如果使用 n 組載波，將需要 K 層的階層式載波產生器，其中 $n = 2^K$ 。

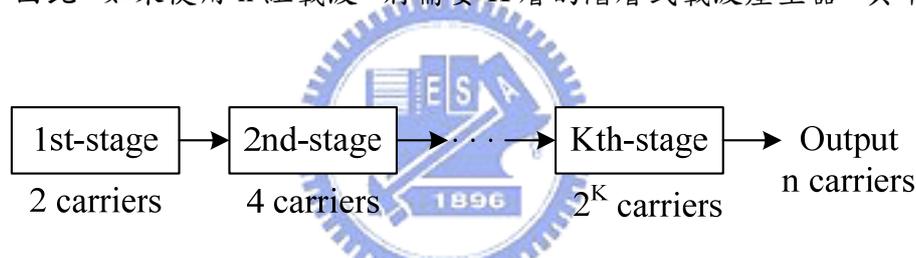


圖 2.7 階層式載波產生器方塊圖

下圖 2.8 為各 Stage 的內部結構，特別注意的是 Kth-stage 裡的 sub-stage，各為 $\frac{1}{2^{K-1}}$ stage、 $\frac{2}{2^{K-1}}$ stage \cdots $\frac{2^{K-1}}{2^{K-1}}$ stage，每個 sub-stage 都是一進二出的方塊， K 的意義在於階層式載波產生器的第 K 個 stage，而 $\frac{\alpha}{\beta}$ stage 的意義為某層 stage 中，全部共 β 個 sub-stage 裡的第 α 個。圖中最後的 Kth-stage 有 2^{K-1} 個 sub-stage，因此可輸出 $n = 2^K$ 種頻率不同的載波。

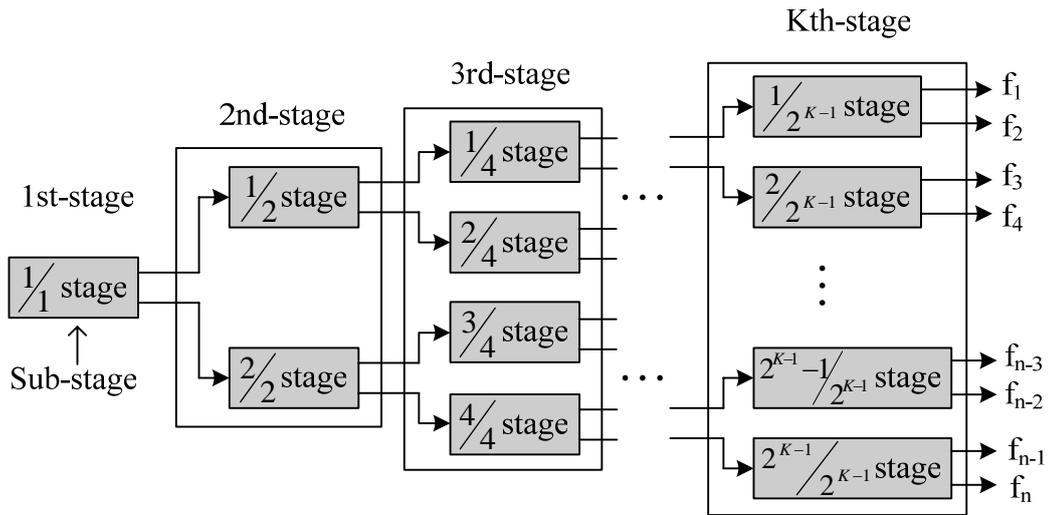


圖 2.8 階層式載波接收器 sub-stage 示意圖

Sub-stage 中更詳細的內容在下頁的圖 2.10 中，以前兩層 1st-stage 和 2nd-stage 為例，以下我們介紹內部的結構。

首先，令可利用頻寬的中心頻率為 f_a ，在 1st-stage 中，乘上 f_b 的載波後，產生頻率各為 f_a+f_b 與 f_a-f_b 的兩種載波， f_a+f_b 通過上方濾波器 BPF_{IH} ， f_a-f_b 通過下方濾波器 BPF_{IL} ，接著進入 2nd-stage，兩個載波再各自乘上 f_c ，一加一減後變為四個載波各為 $f_a+f_b+f_c$ 、 $f_a+f_b-f_c$ 、 $f_a-f_b+f_c$ 和 $f_a-f_b-f_c$ ，如圖 2.10。

圖 2.9 為前兩層 stage 的頻譜變化示意圖。以此類推，直到第 K 級，可產生 n 個載波，其中 $n = 2^K$ 。

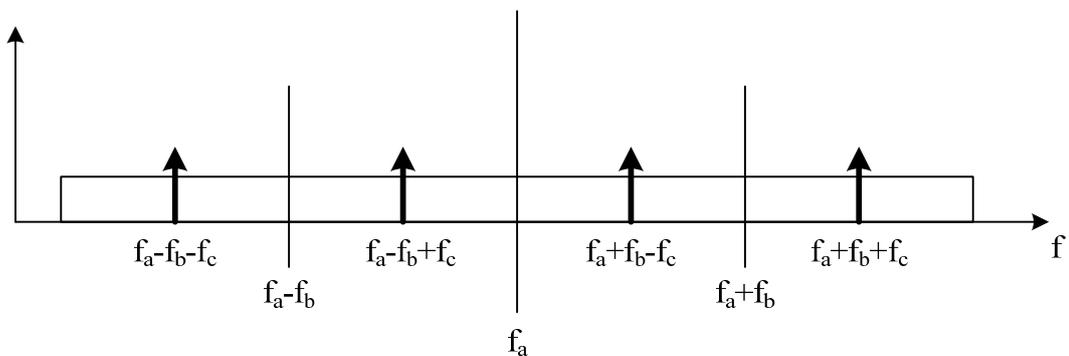


圖 2.9 階層式載波接收器前兩級的頻譜變化

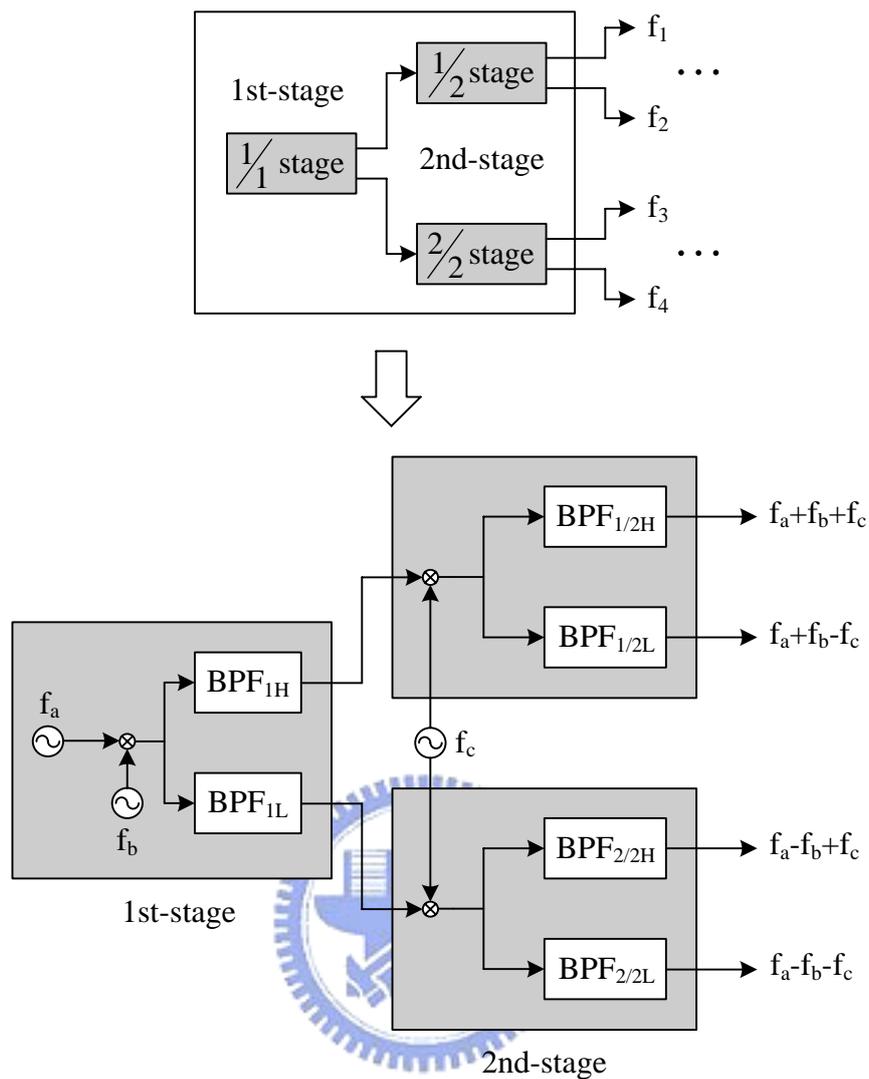


圖 2.10 階層式載波接收器 sub-stage 內部構造

2.4.2 接收端架構

同樣地在接收端，我們一樣使用“階層式載波接收器”（Hierarchical Carrier Reception），首先介紹接收器的方塊圖。

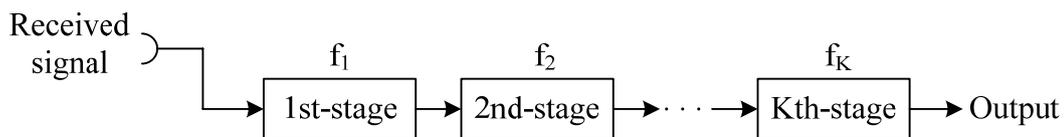


圖 2.11 階層式載波接收器方塊圖

圖 2.11 中， f_1 、 f_2 和 f_K 各為第一層 stage、第二層 stage 與第 K 層 stage 的中心頻率，隨著級數的增加，各級濾波器的中心頻率越來越低，頻寬也越來越狹窄，如此才能確定最大能量的訊號是由哪個載波攜帶。

對於各 stage 內部的結構，圖 2.12 有更詳細的介紹。

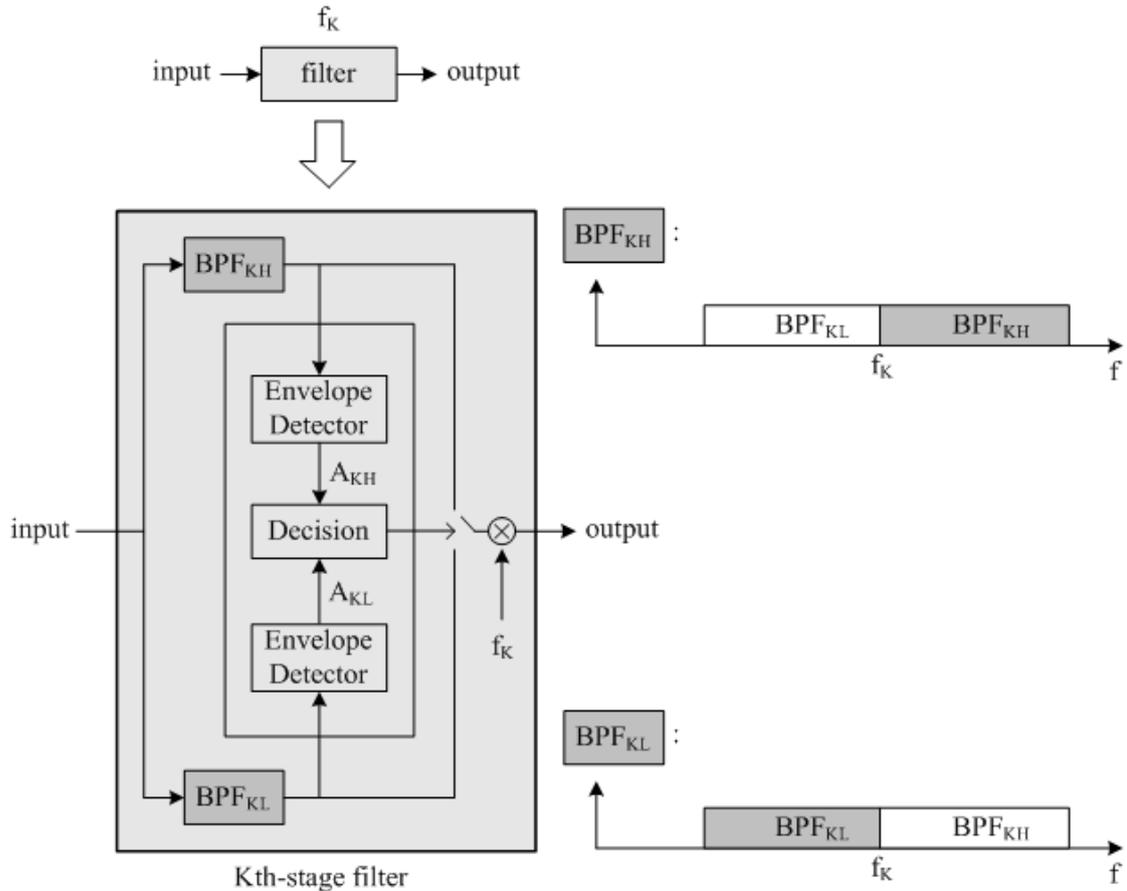


圖 2.12 第 K 層 stage 內部的結構

上圖中，收到的訊號經過上下不同頻寬的帶通濾波器後，各自進入中央比較器的 Envelope Detector 裡，經由決定電路判斷 A_{KH} 與 A_{KL} 的大小後，後面的乘法器將選擇較大的訊號做為輸入，乘上頻率為 f_k 的弦波產生器後，訊號的頻率將一分为二種，一則頻率增加 f_k 至更高頻區，另一個訊號則下降至低頻區。低頻區的訊號是我們所需要的，而高頻訊號將在通過下一級濾波器後被過濾消失。如下圖所示，以

A_{KH} 大於 A_{KL} 為例。

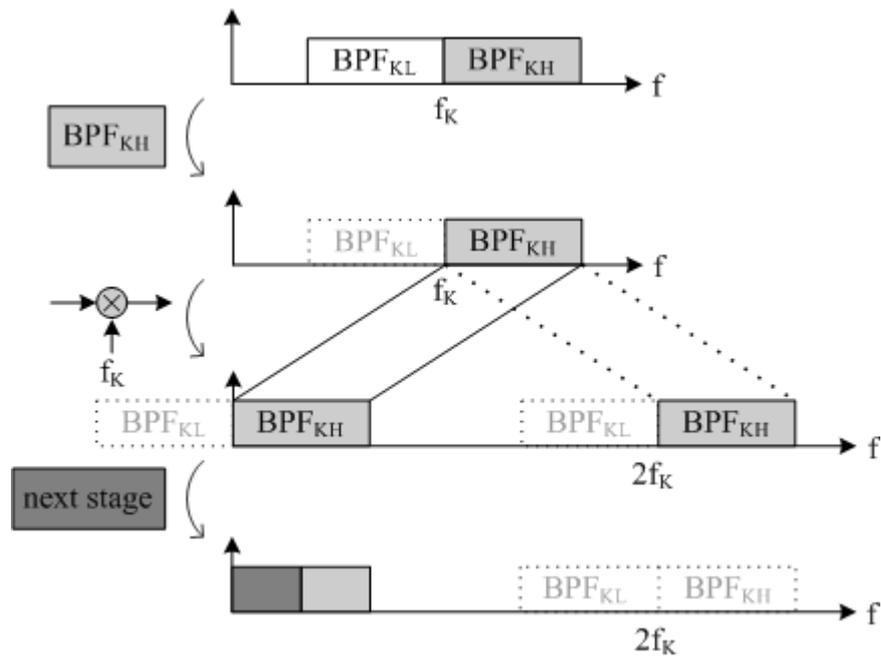


圖 2.13 $A_{KH} > A_{KL}$ 的情形

了解某層 stage 功能後，再回到階層式載波接收器的方塊圖。經過一層 stage 後，可將頻帶一分為二，因此一級的階層式載波接收器可接收 2 個頻率的載波，K 級的階級式載波接收器則可接收 2^K 個不同頻率的載波。以 32 個多重載波為例，則需要五級的階層式載波接收器，以一級包含 2 個帶通濾波器 (BPF_{KH} 、 BPF_{KL}) 而言，則需要 10 個帶通濾波器即可，而非 32 個。

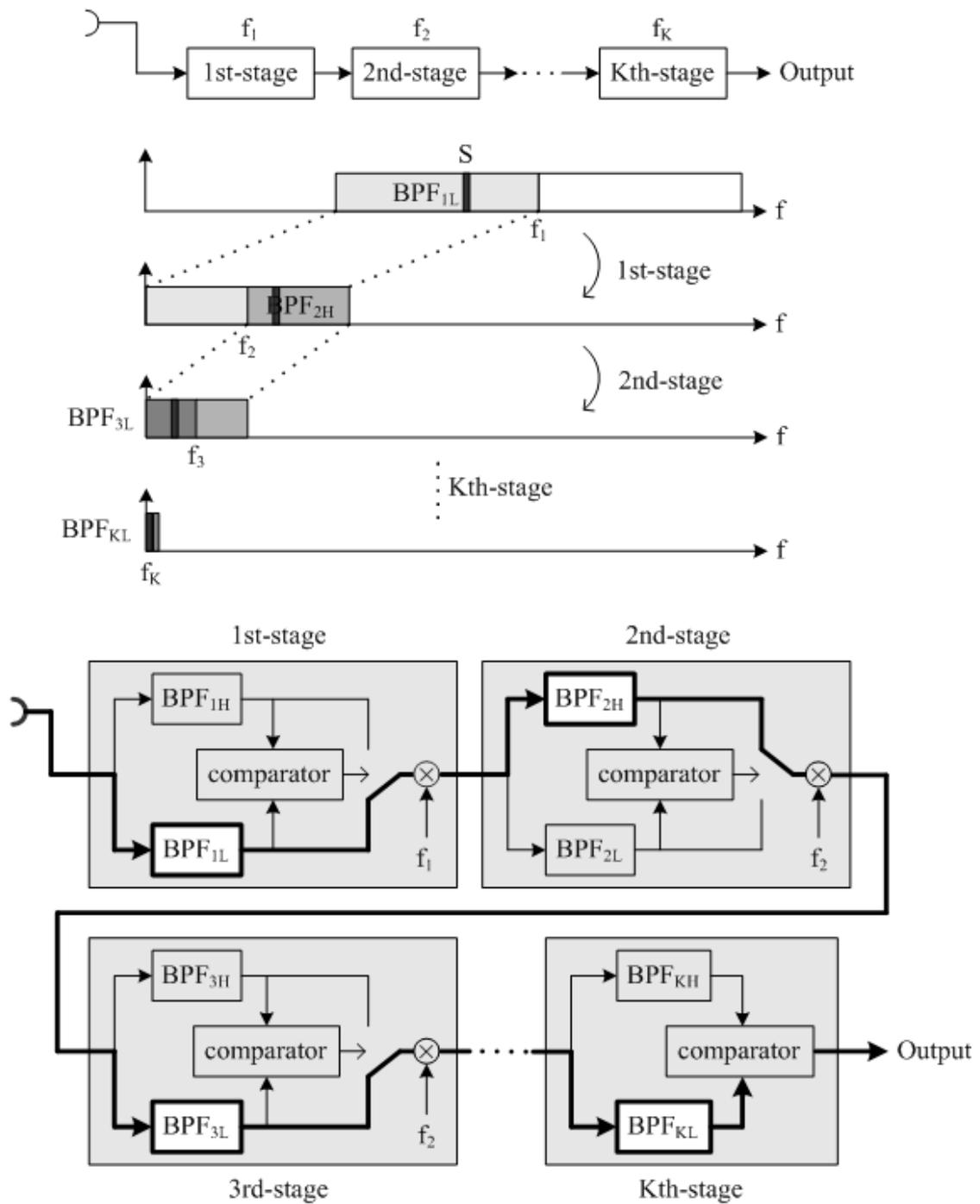


圖 2.14 頻譜變化與訊號接收情形

上圖為 K 級階層式載波接收器接收訊號時的頻譜變化與訊號接收情形，S 為所傳送的訊號頻譜成份的，分別通過各個分級濾波器裡的 BPF_{1L} 、 BPF_{2H} 、 BPF_{3L} 和 BPF_{KL} 。

2.5 備用式多重載波調變技術

前面曾經提過，在短距離且資料傳輸速度高的情況下，寬廣的頻寬成了我們的最大的優勢，也是最容易運用的資源。因此在這一節中，我們提出一個新的調變技術，目的是利用廣大的頻寬解決多重路徑干擾的問題。

2.5.1 簡易的編碼

首先將一連串原始的二進位位元串流 (Binary bit stream) 編碼成不同的信號，而不同的信號將載在各自的載波上傳送，也就是一個頻率的載波只傳送一種信號。傳送的方式為簡單的“開關模式”(On-Off mode)，傳送端在有信號進來時將載波打開，若沒有屬於自己的信號需傳送則關閉。再者，同一時間僅傳送單一種信號，因此接收端的解調結果亦是唯一，通常是判斷信號能量最大的為實際傳送資料的載波。

當我們將 R 個字元編碼為一個信號時，則有 2^R 種不同的信號，由於每一個信號都有屬於自己專用的載波，因此需要 2^R 個不同頻率的載波，以下為一個簡單的例子。

當 $R = 5$ 時有 32 種信號，分別取名 S_1 、 S_2 、 S_3 ... S_{32} ，所代表的字元資料如下表所示：

Symbols	Data bits	Symbols	Data bits
S_1	00000	S_{17}	10000
S_2	00001	S_{18}	10001
S_3	00010	S_{19}	10010
S_4	00011	S_{20}	10011
S_5	00100	S_{21}	10100
S_6	00101	S_{22}	10101
S_7	00110	S_{23}	10110
S_8	00111	S_{24}	10111
S_9	01000	S_{25}	11000
S_{10}	01001	S_{26}	11001

S_{11}	01010	S_{27}	11010
S_{12}	01011	S_{28}	11011
S_{13}	01100	S_{29}	11100
S_{14}	01101	S_{30}	11101
S_{15}	01110	S_{31}	11110
S_{16}	01111	S_{32}	11111

2.5.2 不同信號的傳輸情形

S_1 在載波 f_1 上傳送， S_2 在載波 f_2 上傳送，以此類推， S_{32} 在載波 f_{32} 上傳送。二進位位元資料的編碼及傳輸情形如下表 2.1：

二進位資料	00001	00101	10000	11110	01010	...
編碼後信號	S_2	S_6	S_{17}	S_{31}	S_{11}	...
傳送的載波	f_2	f_6	f_{17}	f_{31}	f_{11}	...

表 2.1 二進位位元資料的編碼及傳送載波

在各個載波的簡易傳輸情形如下圖 2.15，特別注意的是，由於通過通道後受到了多重路徑的影響，在第一條直接路徑的後面多了些殘留的多重路徑信號成份 (Mutipath component)。

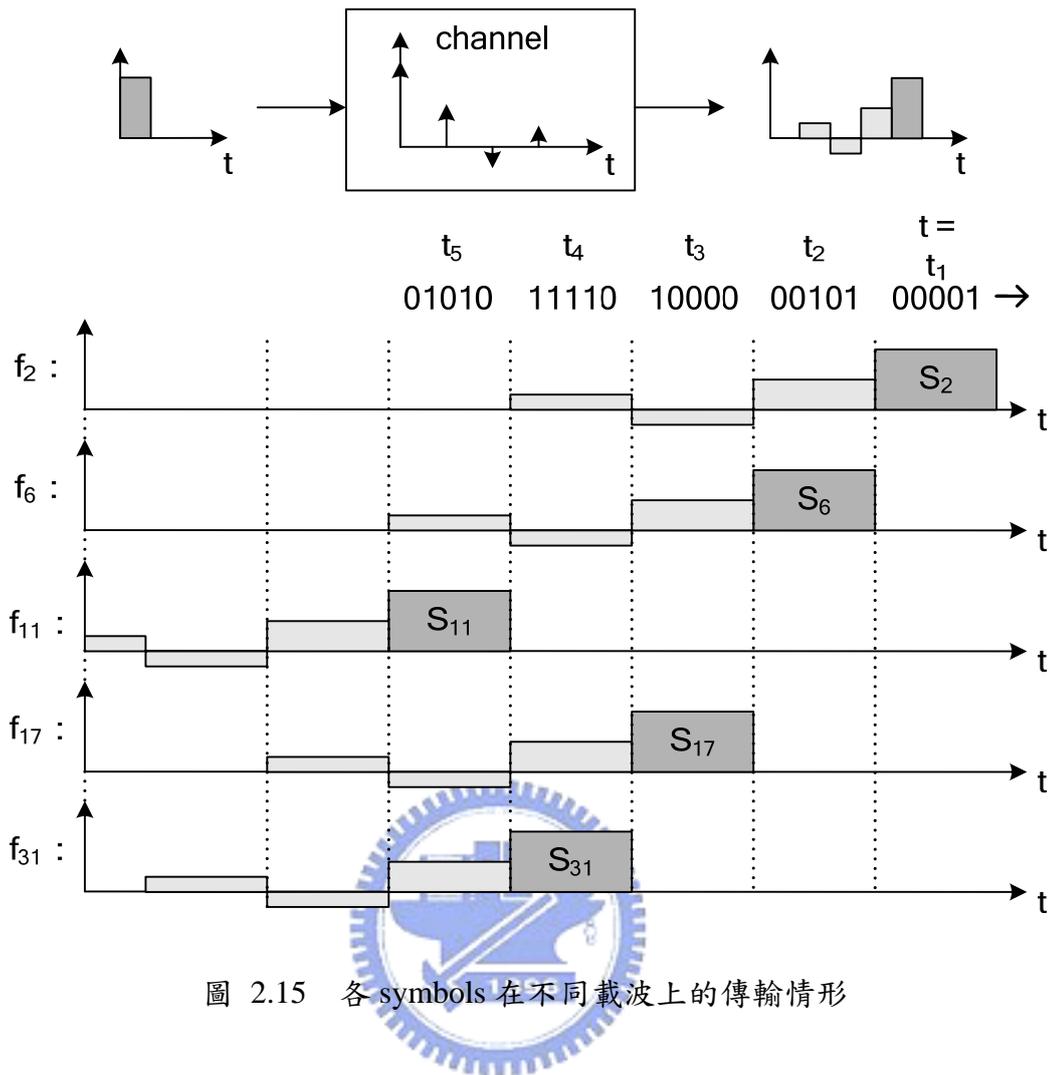


圖 2.15 各 symbols 在不同載波上的傳輸情形

圖 2.15 中，00001 先編碼為 S_2 後，再由載波 f_2 攜帶傳送進入通道中，同理 00101、10000、11110 和 01010 亦編碼為 S_6 、 S_{17} 、 S_{31} 和 S_{11} ，由各自專屬的載波傳送。

我們可以清楚地分辨深色的直接路徑成份，也就是我們在接收端解調時需要的信號成份，而淺色的殘存信號則是多重路徑成份，也就是造成接收端解調時判斷錯誤的可能原因。

當 $t = t_1$ 時，因為是接收端第一個收到的信號，因此解調不會有問題（雜訊影響小）。但 $t = t_2$ 時，雖然傳送端已經關閉載波 f_2 的發送，但多重路徑的影響使得 f_2 上依然有之前信號的殘留成份，對接收端而言，載波 f_2 和載波 f_6 都將收到信號能量。隨著時間增加，在 $t = t_4$ 時，載波 f_2 、 f_6 、 f_{17} 和 f_{31} 上都有信號能量。在這個例子中，接收端的判斷與決定並不是那麼困難，因為在載波 f_{31} 上，直接路徑的信號能量與其

他載波上的殘留能量相比，要大上許多。

2.5.3 重複 symbols 的傳輸情形

但是在另外一個情形時，接收端如何能正確地判斷就是重要的問題了。

二進位資料	00001	00101	00001	00001	00100	11110	...
編碼後 symbols	S_2	S_6	S_2	S_2	S_5	S_{31}	...
傳送的載波	f_2	f_6	f_2	f_2	f_5	f_{31}	...

表 2.2 另一組二進位位元資料的編碼及傳送載波

碰巧地，編碼後的 symbols 出現了三個重複的 S_2 ，這對接收端的影響，讓我們來看下圖 2.16。

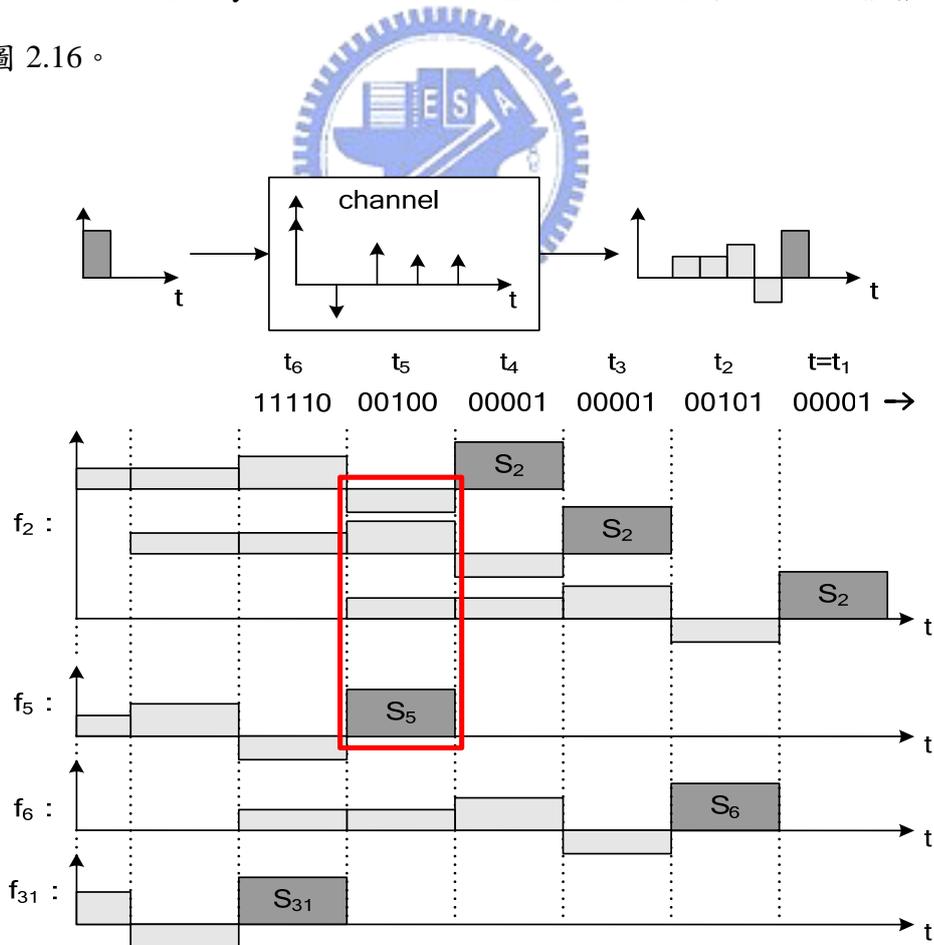


圖 2.16 重複信號在載波上的傳輸情形

在這個資料下，載波 f_2 在 $t = t_1$ 、 t_3 和 t_4 時分別打開傳送 S_2 ，到了 $t = t_5$ 時，載波 f_2 上依然有三筆之前傳送信號殘留下的能量，而這些累積的多重路徑訊號能量是非常可觀的。

在長方型框裡我們可以清楚看到，載波 f_2 上淺色多重路徑成份總和，與載波 f_5 上的深色直接路徑成份大小是差不多的，這代表在 $t = t_5$ 時，接收端非常可能將收到的信號誤解調為 S_2 ，而非正確的信號 S_5 。

由上面的例子可以知道，當位元資料編碼後，假使某部分出現了重複的信號，那麼在傳送時，很有可能因為多重路徑效應的干擾，使接收端做出錯誤的判斷。

2.5.4 備用載波觀念的建立

我們無法選擇資料的型態，有時難免需要傳送重覆的信號，但為了避免因為多重路徑的效應，而造成某個載波上累積太多的殘留成份，因此，我們確定且堅持一個觀念，就是“在多重路徑效應的影響尚未消失前，也就是還有殘留的信號成份在某個載波上時，絕不再次使用此載波”。所以，當有重複的信號出現時，我們提出使用“備用載波”（Spare carriers）的概念，讓備用載波暫時地支援原本的正規載波（Regular carriers），以避開多重路徑效應的干擾。

2.5.5 備用載波的數目

當我們決定引入備用載波的概念，即利用備用載波幫助正規載波傳送信號時，備用載波的數目便成為我們第一個思考的問題。

當我們有 n 個正規載波，分配後可傳送 n 種信號時，究竟至少需要幾個備用載波，才能避開長達 T_{MP} 的多重路徑殘存時間呢？

首先定義一些參數，設 T_S 為一個 Symbol 持續的時間，每 k 個位元編碼成一個 Symbol，則有 n 種不同的 Symbols ($n = 2^k$)，標示為 S_1 、 S_2 、 $S_3 \cdots S_n$ ，因此正規載波數目亦為 n 個 (f_1 、 f_2 、 $f_3 \cdots f_n$)。

當我們假設多重路徑的殘存時間為 T_{MP} 時，究竟 T_{MP} 持續影響了多少個 Symbols 便成為一個很重要的參數，因為這代表了我們最少需要幾個備用載波，以撐過長達 T_{MP} 時間的“危險期”。

令 $T_S = k \cdot T_b$ ， $T_{MP} = m \cdot T_b$ ，其中 T_b 為一個 bit 持續的時間，則由 (2.3) 式中，可求得 T_{MP} 所影響的 Symbols 數：

$$q = \left\lceil \frac{m}{k} \right\rceil \quad (2.3)$$

上式表示有 q 個 Symbols 被 T_{MP} 影響，換句話說，我們最少需要的備用載波數目就是“ q ”個。

圖 2.17 為 T_b 、 T_S 和 T_{MP} 的關係圖，即使最後的時間不滿一個 T_S ，還是必須算為一個。

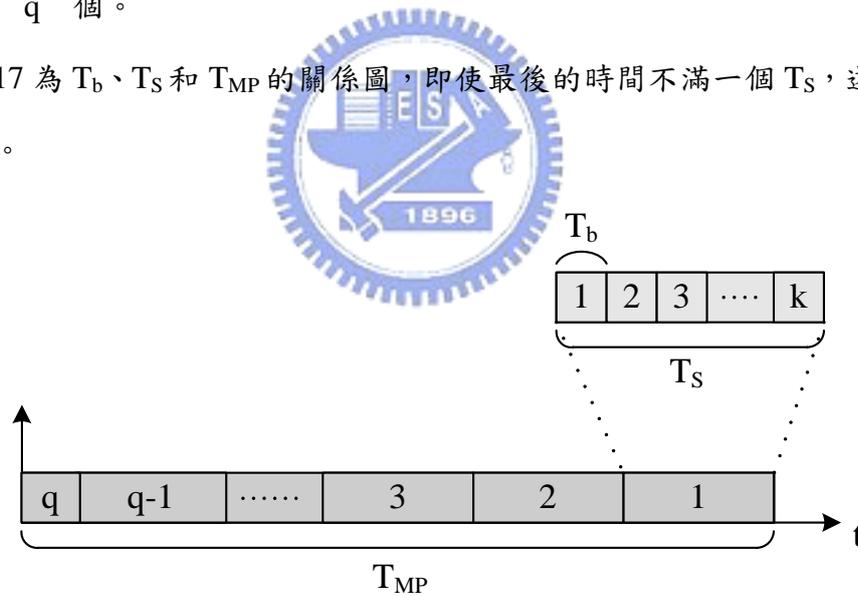


圖 2.17 T_b 、 T_S 和 T_{MP} 的關係

表 2.3 為各項參數的整理，特別注意的是正規載波為 f_1 、 f_2 、 $f_3 \cdots f_n$ ，備用載波則從 f_{n+1} 開始 q 個，即 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 $f_{n+3} \cdots f_{n+q}$ 。

Symbol time : T_S	$T_S = k \cdot T_b$
Number of symbols : n	$n = 2^k \Rightarrow S_1 \sim S_n$
Multipath residual time : T_{MP}	$T_{MP} = m \cdot T_b$ $T_{MP} = q \cdot T_S$, $q = [m / k]$
Number of regular carriers : n	$f_1 \sim f_n$
Number of spare carriers : q	$f_{n+1} \sim f_{n+q}$

表 2.3 各項參數的整理

以 $k = 5$ 為例子， $T_S = 5 T_b$ ，有 32 種 symbols，因此正規載波為 $f_1、f_2、f_3 \dots f_{32}$ ，當位元傳輸速度為 1 Gbits/s 且 $T_{MP} = 30 T_b$ 時，根據上述可得式 (2.2)：

$$T_{MP} = \left\lceil \frac{30}{5} \right\rceil \cdot T_S = 6 \cdot T_S \quad (2.4)$$

由下圖 2.18 可清楚看出 T_{MP} 將持續 6 個 Symbols 的時間，由 $q = 6$ 決定備用載波數目為 6，分別為 $f_{33}、f_{34}、f_{35} \dots f_{38}$ 。

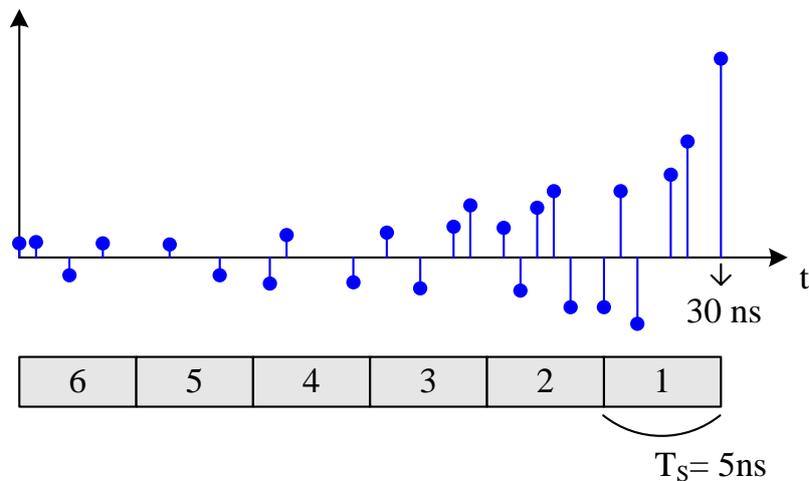


圖 2.18 $T_{MP} = 6 T_S$ 的例子

因此，如果想重複使用同一載波傳送信號，兩次傳送信號的時間至少必須間隔 q 個信號，如此才能避免多重路徑效應的干擾，而 q 值也正是我們所需要備用載波的最小數目。

圖 2.19 為 $q = 6$ 時的傳輸情形，可以看出第二個 S_2 傳送時，載波 f_2 上的多重效應殘存信號能量恰好結束。

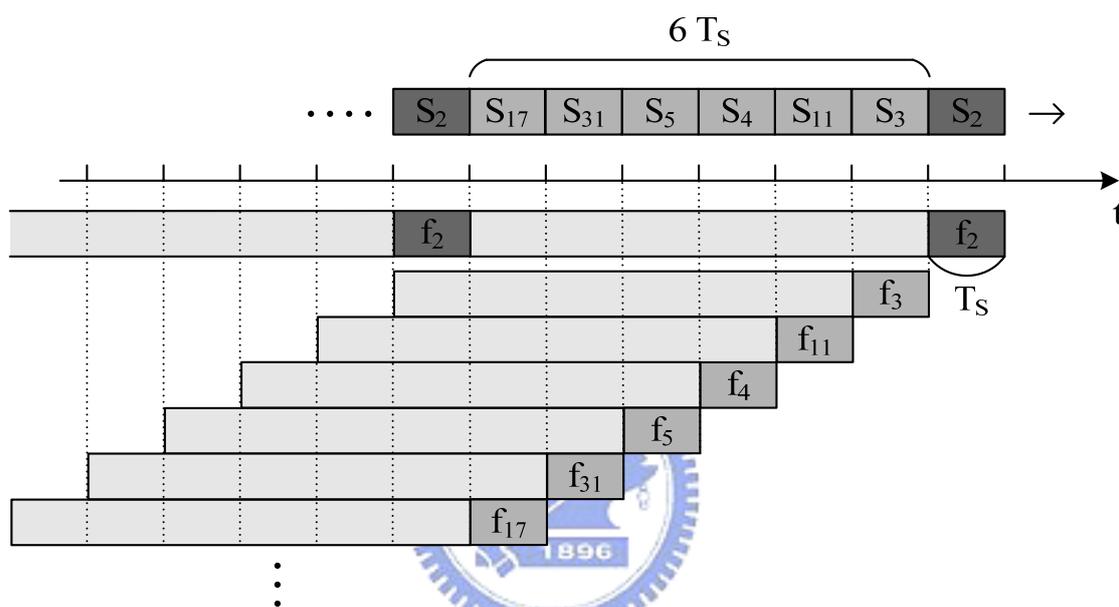


圖 2.19 $q = 6$ 時的傳輸情形

2.5.6 備用載波的初設定

了解備用載波的數目與多重效應殘存時間的關係後，我們接下來要思考的問題是，如何設定這些備用載波？

在一開始，我們非常直覺地決定正規載波與備用載波的關係為一對一，且備用載波的設定依大小順序排列。以之前 q 值為 6 作例子，正規載波為 $f_1, f_2, f_3 \dots f_{32}$ ，備用載波為 $f_{33}, f_{34}, f_{35} \dots f_{38}$ ，依序為第一個備用載波 f_{33} ，第二個 f_{34} ，第三個 $f_{35} \dots$ 直到第 6 個備用載波為 f_{38} ，再從 f_{33} 開始，不斷地照順序重複設定，如下表 2.4。

TX symbols	S_2	S_5	S_{19}	S_{12}	S_8	S_4	S_7	S_{31}	S_{18}	...
TX working carriers	f_2	f_5	f_{19}	f_{12}	f_8	f_4	f_7	f_{31}	f_{18}	...
TX spare carriers	f_{33}	f_{34}	f_{35}	f_{36}	f_{37}	f_{38}	f_{33}	f_{34}	f_{35}	...

表 2.4 備用載波依序設定

當有重複的信號需要傳送時，如果專屬於該信號的正規載波已被使用過，而且還在多重效應影響的干擾時間內，便可由備用載波支援，代為傳送該信號，如下圖 2.20。

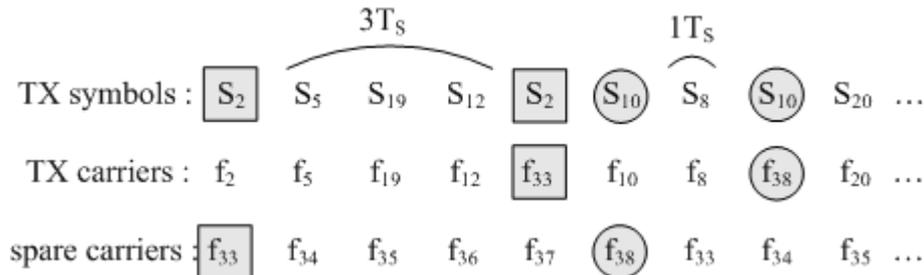


圖 2.20 備用載波支援傳送信號示意圖

在上圖中， S_2 與 S_{10} 皆重複出現一次，由於第二次的 S_2 傳送時，距離前一個 S_2 只相隔了三個信號的時間，因此專屬於 S_2 的正規載波 f_2 上，依然存在多重路徑效應的殘留成份，所以選擇由 S_2 當時的備用載波 f_{33} 支援傳送。特別注意的是，載波 f_{33} 作為信號 S_2 的備用載波，是在傳送第一個信號 S_2 時所決定。

同理，信號 S_{10} 也面臨了重複傳送的問題，因此我們選擇由 S_{10} 當時的備用載波 f_{38} 支援傳送。

特別強調“當時”的原因是， f_{33} 、 f_{34} 、 f_{35} ... f_{38} 這 6 個備用載波用來支援 32 個正規載波，哪一個備用載波做為哪一個正規載波的支援並不固定，所以得看當時信號的備用載波是誰才能傳送，而每個信號所對應的備用載波窗口（Spare carrier window）內容也都不相同，基本上都是往前看 q 個信號的備用載波，如下圖 2.21，

以 $q = 6$ 為例， S_7 與 S_{18} 的備用載波窗口內容並不相同。

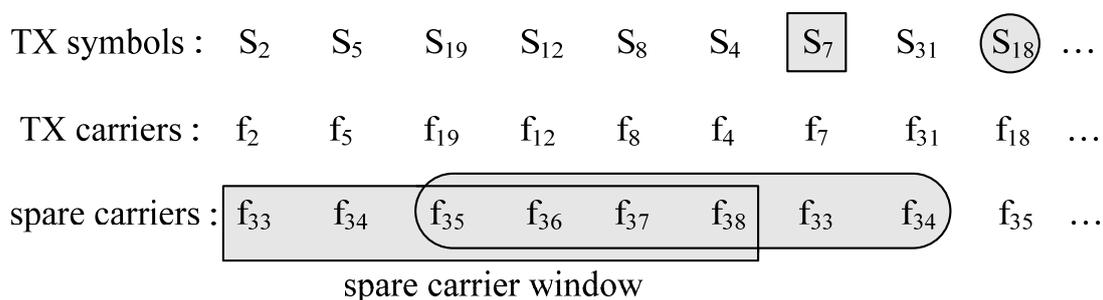


圖 2.21 備用載波窗口示意圖

當我們思考如此完全依照順序設定備用載波的方法，是否適用於任何情形時，直覺上我們認為最糟糕 (worst case) 的情形，將是連續出現一連串完全相同的信號，如以下的例子，一連串的信號 S_1 需要傳送：

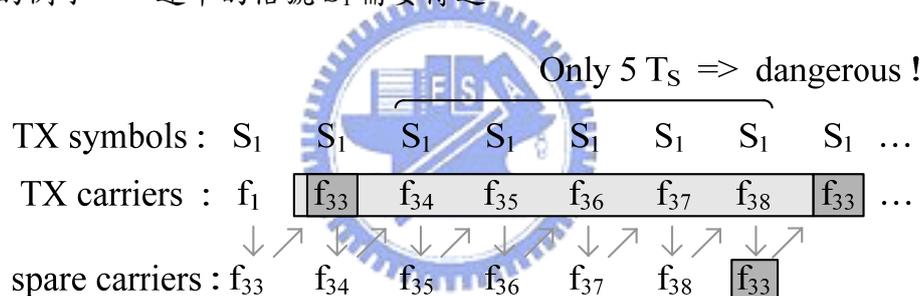


圖 2.22 一連串的不同信號的問題

圖 2.22 中，灰線的部分為傳送信號與指定備用載波的順序，一開始送出信號 S_1 在正規載波 f_1 上，接著馬上設定 f_{33} 為 S_1 的備用載波，所以下個信號 S_1 出現時，我們選擇在 f_{33} 上傳送，隨即更改信號 S_1 的備用載波為 f_{34} ，依此類推，一直到使用載波 f_{38} 傳送信號 S_1 後，在圖中深色正方形框的部份有了困難。原本應該在設定完載波 f_{38} 後，回過頭重新設定信號 S_1 的備用載波為 f_{33} ，若下一個信號依然是 S_1 時，將使得載波 f_{33} 在只相隔 5 個信號的情況下再度被使用。這與我們的目標相違背，因為如果相隔的信號數目小於 q (在此 $q = 6$)，將無法避開多重路徑效應的干擾。

在這樣的情況下，我們重新找回專屬於信號 S_1 的正規載波 f_1 ，因為對下一個信

號而言，長方形框裡的載波都不能使用，因為這些載波上依然存有多重路徑效應的信號殘留能量，而 S_1 的正規載波 f_1 恰好剛脫離，因此在正方形框裡，我們選擇信號 S_1 自己的正規載波 f_1 作為備用載波，如下圖 2.23。

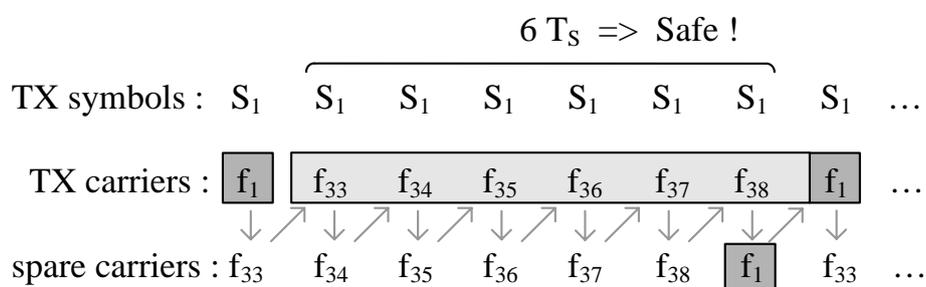


圖 2.23 一連串相同信號的解決方法

在了解正規載波有時也必須作為備用載波，以支援信號的傳輸後，我們發現上述一連串相同信號的傳送並不是最糟糕的情形，當只有少數幾個信號，卻輪流重複傳送的情形似乎更為糟糕，看看以下的例子：

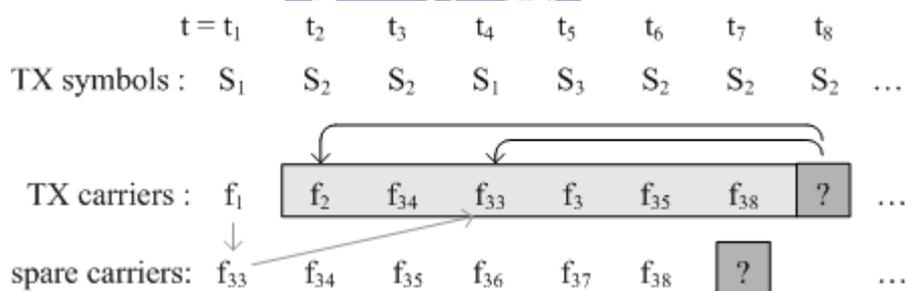


圖 2.24 一連串少數信號重複出現的問題

圖 2.24 中， S_1 、 S_2 和 S_3 輪流重複出現， $t = t_1$ 時，傳送信號 S_1 於正規載波 f_1 上，並設定 f_{33} 為 S_1 的備用載波，因此在 $t = t_4$ 時，由於 S_1 的正規載波才剛使用過，所以我們將 S_1 載於其當時的備用載波 f_{33} 上。

其他信號亦是如此，在傳送信號前，都必須先觀察此信號的正規載波是否在最近 q 個 T_S 中曾經使用過。若沒有使用，直接傳送於正規載波上；若使用過，則以之前設定的備用載波傳送。

這樣的做法是將正規載波 ($f_1, f_2, f_3 \dots f_n$) 與備用載波 ($f_{n+1}, f_{n+2}, f_{n+3} \dots f_{n+q}$) 的先後使用順序區分開，正規載波有高於備用載波的優先使用權。

回到圖 2.24 中，我們遇到的問題是當 $t = t_7$ 時，正方形框中間號的部分，即信號 S_2 當時的備用載波該如何設定。可能的選擇或許有兩個：第一個為按照順序排下來的備用載波 f_{33} ，因為前一個時間 f_{38} 才剛設定完，若是照順序將輪回 f_{33} ；第二個為信號 S_2 自己的正規載波 f_2 ，但糟糕的是，不論是 f_{33} 或是 f_2 ，在時間 t_2 和 t_4 時都才剛使用過。我們可以很清楚地看到， f_2 和 f_{33} 都還在淺色的的多重路徑殘存時間內，這表示它們無法在 $t = t_7$ 時傳送當時的信號 S_2 。

讓我們回顧一下問題，以及確立一些觀念。當 $T_S = k \cdot T_b$ ， $T_{MP} = m \cdot T_b$ 時，我們最少需要 q 個備用載波，其中 $q = \left\lceil \frac{m}{k} \right\rceil$ ，這表示理論上只需要 q 個備用載波，即可避免 T_{MP} 的多重路徑效應，而這也是我們一直努力的目標。

因此，我們以 $T_S = 5 T_b$ ， $T_{MP} = 30 T_b$ ， $q = 6$ 為例，希望能充份利用這 6 個載波來避免 $30 T_b$ 的多重路徑效應，把握的原則是“若要再次使用相同的載波，則最少必須相隔 6 個信號長的時間” ($T_{MP} = 6 T_S$)，這句話的意思也就是“任何一個時刻，若我們觀察任意 6 個連續的已傳送工作中載波，此 6 個載波將都不相同”。

以下所有的實際例子，我們都設定正規載波數目為 32，各為 $f_1, f_2, f_3 \dots f_{32}$ ，備用載波數目為 6，各為 $f_{33}, f_{34}, f_{35} \dots f_{38}$ 。

2.5.7 傳送端工作載波的設定

在這個小節裡，我們將描述傳送端工作載波是如何被決定的。稍早時我們曾經提過，正規載波擁有高於備用載波的優先使用權，這個共識將使傳送端與接收端都易於管理載波的傳送。

設正規載波的數目為 n ，備用載波的數目為 q 時，要決定傳送端的工作載波是哪一個時，我們的作法是“先檢查最近的 q 個工作載波”。

圖 2.25 中， $S_{[k]}$ 為 $t = t_k$ 時等待傳送的信號，想要決定此時的工作載波 $f_{[k]}$ 為何，

我們由 $f_{[k-1]}$ 開始，往前觀察 q 個工作載波，也就是 $f_{[k-1]}$ 至 $f_{[k-q]}$ 的部分。如果當時欲傳送的信號為 S_j ，而它的專屬正規載波 f_j 位於其中，如左邊的情形 A，則我們選擇使用“信號 S_j 當時的備用載波 $F_{[k-2]}$ ”；如果 f_j 不在其中，則直接以它的正規載波 f_j 傳送，如右邊的情形 B。

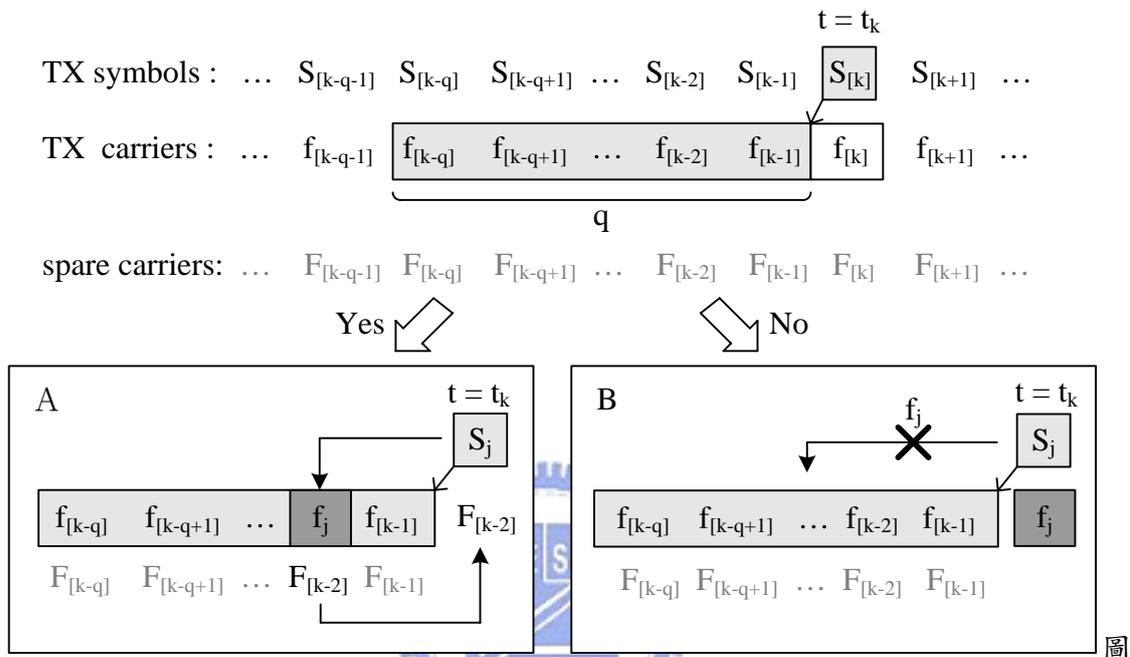


圖 2.25 檢查最近的工作載波

這麼決定的原因是，如果目前信號的專屬正規載波不在其中，表示信號的正規載波是乾淨的，由它來傳送目前的信號將很安全，不需擔心受到之前信號殘留能量的影響；如果目前信號的正規載波在“最近的工作載波”中，表示正規載波忙碌中，再使用它傳送信號的話，對之後的信號將產生累計的能量，有可能使接收端判斷錯誤。因此在這樣的情況下，我們不使用信號原本的正規載波，而是使用它的備用載波來傳送信號。

要特別強調的一點是，在工作載波的選擇上，我們首先考慮的是信號本身的正規載波。若正規載波被使用，我們才轉而尋找備用載波，為的是區分兩者的優先權。

下面為傳送端設定工作載波的實際例子。

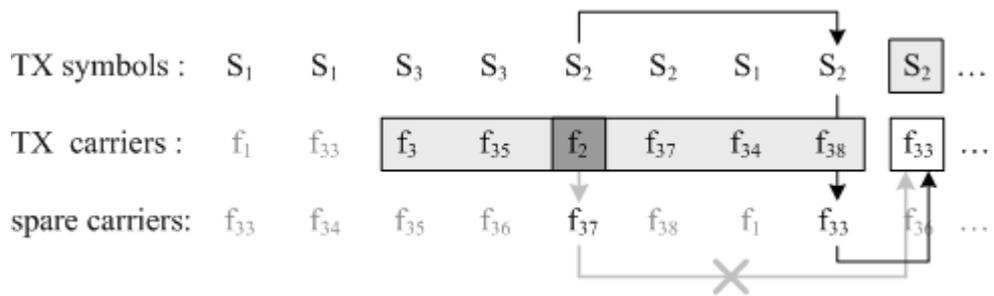


圖 2.26 傳送端工作載波的決定情形 A

圖 2.26 中， q 為 6，欲傳送信號為 S_2 ，往前看 6 個工作載波後，發現正規載波 f_2 在其中，因此改由 S_2 當時的備用載波 f_{33} 傳送。特別注意的是， S_2 當時的備用載波是前一個時間才剛剛設定的 f_{33} ，並非 f_{37} 。

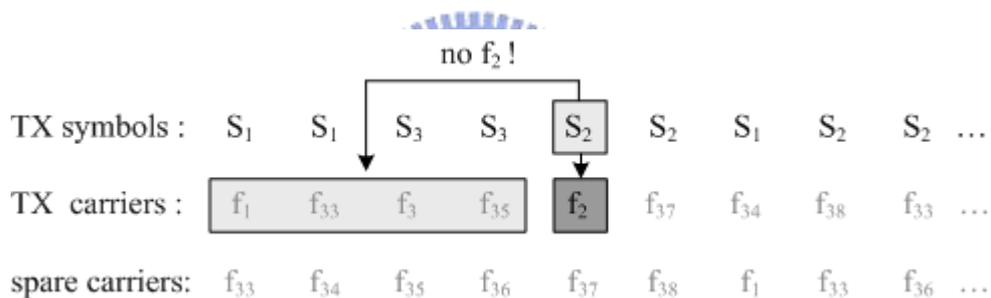


圖 2.27 傳送端工作載波的決定情形 B

圖 2.27 中，一樣 q 為 6，欲傳送信號為 S_2 ，但往前看 6 個工作載波，發現正規載波 f_2 並沒有使用，因此直接以 f_2 攜帶傳送。

2.5.8 傳送端備用載波的設定

介紹完傳送端工作載波是如何決定由誰傳送後，接著要介紹的是傳送端的備用載波，這部分非常重要，因為傳送端與接收端要同步了解備用載波的資料，才知道哪一個載波是攜帶哪一個信號。接收端的部分，之後會有詳細介紹。

我們將傳送端備用載波的設定分成兩個狀態，第一個為“初始狀態”，第二個

為“穩定狀態”。

初始狀態指的是傳送端剛啟動，傳送前 q 個信號的狀態。這個狀態的設定非常直覺，也就是我們最初的想法，“備用載波依照順序設定”。

如下圖 2.28，與之前相同，正規載波的數目為 n ，備用載波的數目為 q ， $S_{[i]}$ 指的是第 i 個傳送的信號， $F_{[i]}$ 指的是第 i 個信號的備用載波，因此前 q 個備用載波依序為 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 f_{n+3} ... f_{n+q} ，

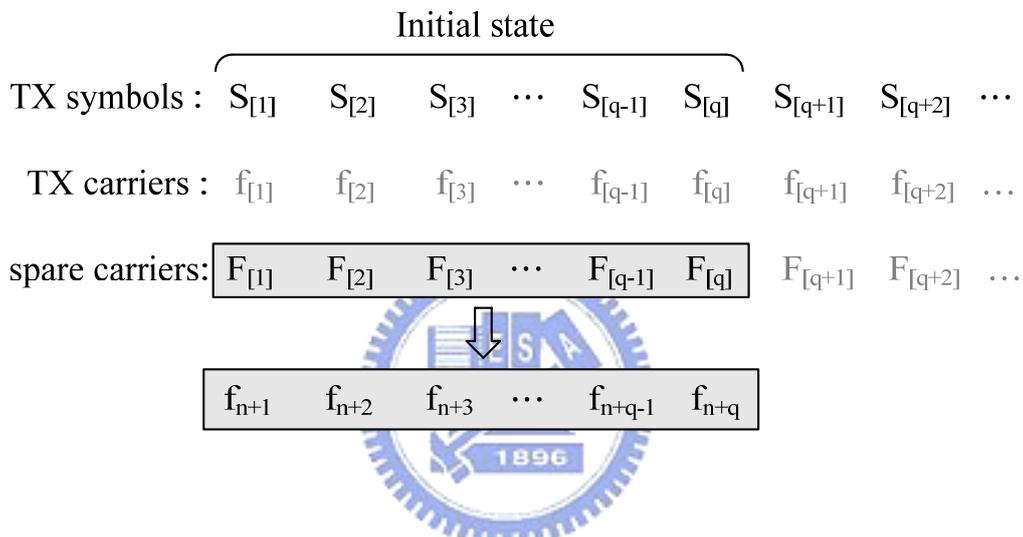


圖 2.28 傳送端備用載波的初始狀態設定

穩定狀態則是指第 $q+1$ 個信號開始的狀態，這個狀態的設定並非依照順序。如圖 2.29， $S_{[k]}$ 為 $t = t_k$ 時所傳送的信號，是由第 k 個時間點的工作載波 $f_{[k]}$ 攜帶，傳送的同一時間也將設定備用載波 $F_{[k]}$ ，以下的重點即是“如何設定第 k 個時間點的備用載波 $F_{[k]}$ ”。

首先，我們由 $f_{[k]}$ 開始，往前觀察 q 個工作載波，也就是 $f_{[k]}$ 至 $f_{[k-q+1]}$ 的部分。如果當時傳送的信號是 S_j ，而其正規載波 f_j 不在其中，則可直接設定備用載波 $F_{[k]}$ 為 f_j ，如圖中的情形 A。

如果 S_j 的正規載波 f_j 在其中，則進入圖中的情形 B，我們由 $f_{[k]}$ 算起，往前尋找第 $q+1$ 個工作載波 $f_{[k-q]}$ ，這是非常重要的工作載波，它將決定備用載波該如何設定。

如果第 $q + 1$ 個工作載波 $f_{[k-q]}$ 本身即為備用載波，也就是屬於 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 $f_{n+3} \dots f_{n+q}$ 之一，則立刻設定“第 k 個時間點的備用載波 $F_{[k]}$ ”為 $f_{[k-q]}$ ，即圖中的情形 C；如果 $f_{[k-q]}$ 並非備用載波，而是屬於正規載波 f_1 、 f_2 、 $f_3 \dots f_n$ 之一，則進入情形 D，令 $f_{[k-q]}$ 為載波 f_m ，這時我們將尋找信號 S_m 的備用載波，把它設為“第 k 個時間點的備用載波 $F_{[k]}$ ”。

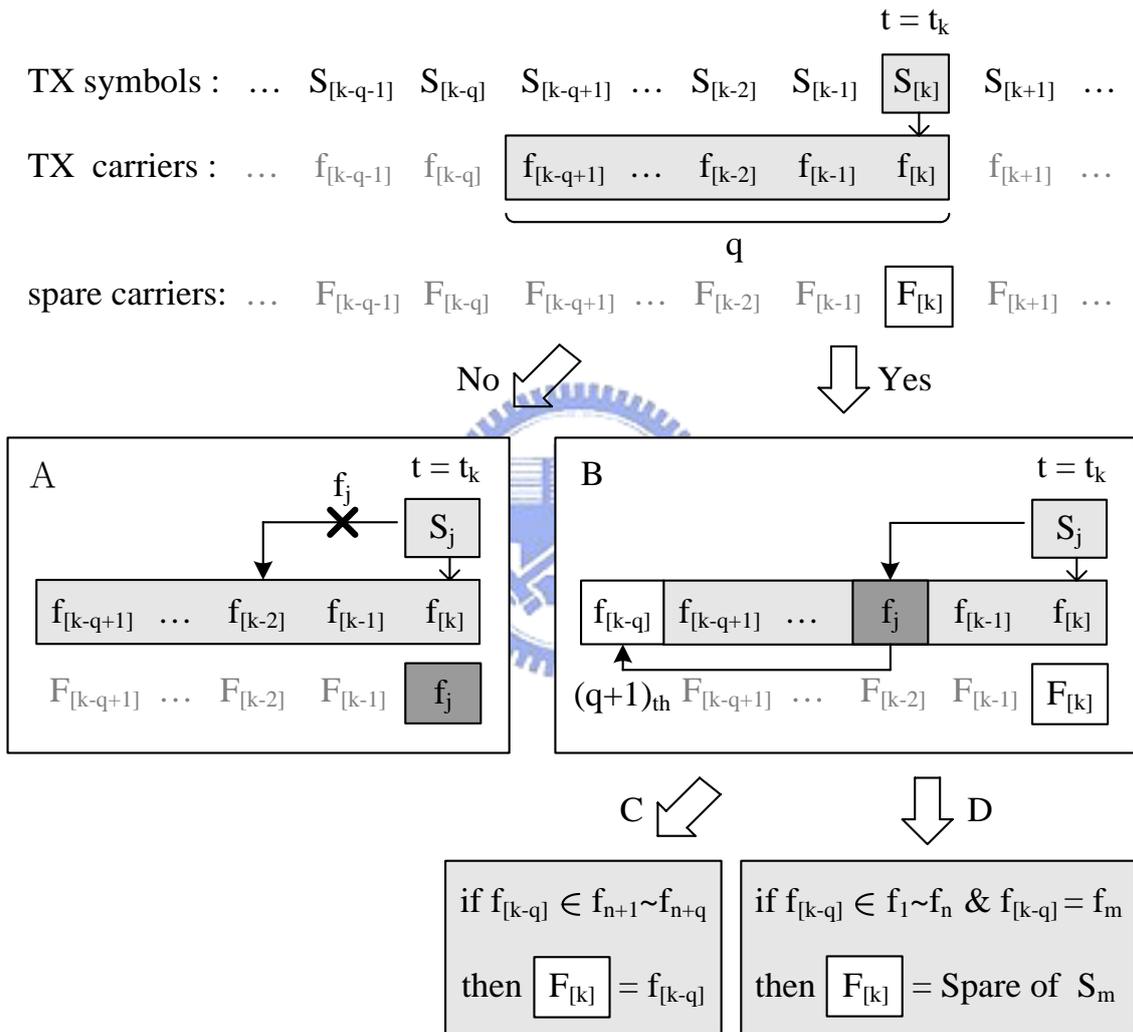


圖 2.29 傳送端備用載波的穩定狀態設定

上述設定的原因說明如下。首先，我們在工作載波中觀察 q 個載波，目的是了解在下一個時間點哪些載波不能使用。換個角度想也就是，在下一個時間點，除了這些載波，其他全部都可以使用。

因此，如果當時傳送信號 S_j 的正規載波 f_j 不在其中，代表下一個時間點 f_j 可以

使用，也就是說之後想傳送信號 S_j 時，只要用自己的正規載波傳送即可，並不需要備用載波的支援，但為了方便起見，我們還是設定 f_j 為信號 S_j 的備用載波，如情形 A。

另一個相對的情況 B，傳送信號 S_j 的正規載波 f_j 在這 q 個載波裡，這時信號 S_j 就需要備用載波了（因為自己的正規載波在下一個時間點還不能使用）。這個時候我們的想法是，如果這 q 個載波不能使用，因為還沒有脫離多重效應的干擾，那麼，還有哪些載波可以使用？換個更精準的說法是，哪一個載波才剛剛脫離了長達 q 個信號的多重效應干擾？答案是“由當時的信號 $S_{[k]}$ ，往前數第 $q+1$ 個工作載波 $f_{[k-q]}$ ”。

當把目標鎖定在 $f_{[k-q]}$ 時，我們清楚了解到，對下一個時間點而言，載波 $f_{[k-q]}$ 是安全的，因為它上頭的多重路徑殘存能量才剛剛消失，所以，無論它是什麼載波，我們都將使用它。

所以，如果 $f_{[k-q]}$ 本身是個備用載波，屬於 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 f_{n+3} ... f_{n+q} 之一，那沒有問題，因為這 q 個備用載波本來就是為了支援傳送信號而設立；如果 $f_{[k-q]}$ 本身是正規載波，屬於 f_1 、 f_2 、 f_3 ... f_n 之一，表示 $f_{[k-q]}$ 所對應的傳送信號（假設為 S_m ）就算在下一個時間點出現，正規載波 $f_{[k-q]}$ 也已經安全可使用。因此，在信號 S_m 不需要備用載波的情況下，我們將原本 S_m 的備用載波更改為當時信號 $S_{[k]}$ 的備用載波。

下面為傳送端設定備用載波的實際例子。

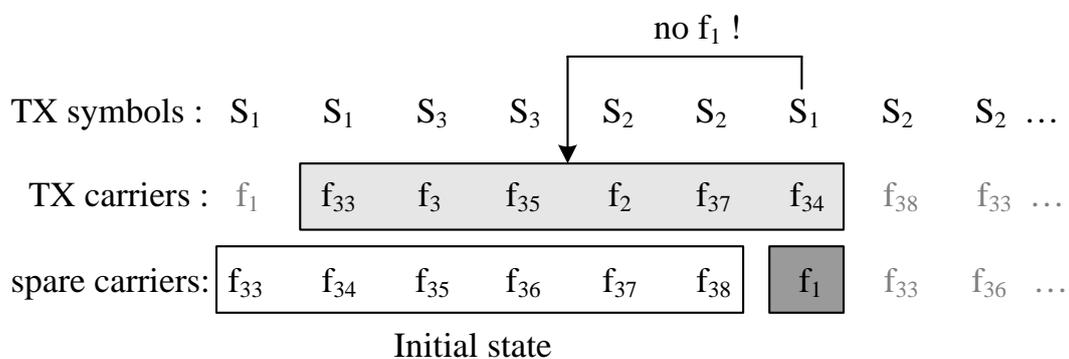


圖 2.30 傳送端備用載波初始狀態與情形 A 的設定

圖 2.30 中，初始狀態的備用載波設定很直觀，依序為 f_{33} 、 f_{34} 、 f_{35} ... f_{38} 。另一個重點為信號 S_1 以載波 f_{34} 傳送後，由於最近的 6 個工作載波中沒有使用 S_1 的正規載波 f_1 ，表示下一個時間點 f_1 是安全可傳送的，因此我們設定 f_1 為當時信號 S_1 的備用載波。

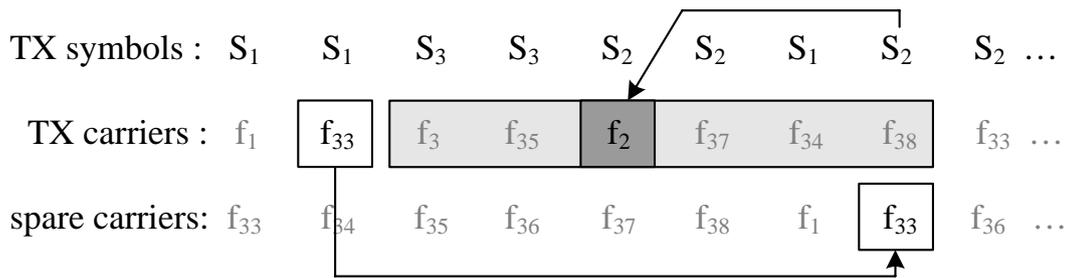


圖 2.31 傳送端備用載波情形 C 的設定

圖 2.31 中，信號 S_2 以載波 f_{38} 傳送後，由於其正規載波 f_2 在最近 6 個工作載波中故無法使用，因此找尋在下一個時間點將脫離危險區域的載波。往前找到第 7 個載波 f_{33} ，因為 f_{33} 本身即為備用載波，所以我們馬上設定 f_{33} 為當時信號 S_2 的備用載波。

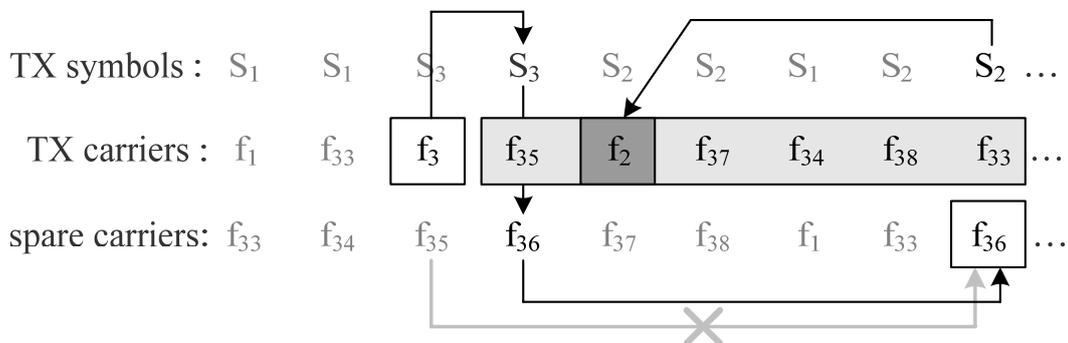


圖 2.32 傳送端備用載波情形 D 的設定

最後一個情形 D 在圖 2.32 中，信號 S_2 以載波 f_{33} 傳送後，由於其正規載波 f_2 在最近的 6 個工作載波中，無法使用，因此找尋在下一個時間點將脫離危險區域的載波。往前找第 7 個為載波 f_3 ，特別注意的是， f_3 是信號 S_3 的正規載波，無法將其設為信號 S_2 的備用載波，又因為在下一個時間點， f_3 已安全且可傳送專屬信號 S_3 ，換言之，在下個時間點 S_3 不需要備用載波支援。因此，我們將原本 S_3 的備用載波 f_{36} 更改為目前信號 S_2 的備用載波。

在此須注意的地方是淺色線條的部分，不要將 S_3 的備用載波誤認為 f_{35} ， f_{35} 不是信號 S_3 “當時的”備用載波， f_{35} 才是。

2.5.9 接收端的信號判斷

介紹完傳送端的工作載波如何設定，以及如何選擇備用載波後，在這一節裡，我們將說明接收端如何由收到的工作載波判斷傳送的信號，而接收端設定備用載波的部分則在下一節介紹。

當正規載波的數目為 n ，備用載波的數目為 q 時，我們想由接收信號的載波判斷實際傳送的資料，只需檢查載波的屬性為正規載波或是備用載波即可。

如下圖 2.33， $f_{[k]}$ 為接收端在 $t = t_k$ 時所收到的載波，我們希望由 $f_{[k]}$ 判斷傳送端所傳送的信號為何。如果載波 $f_{[k]}$ 為正規載波 f_m ，屬於 $f_1、f_2、f_3 \dots f_n$ 其中之一時，則馬上判斷此時的接收信號 $S'_{[k]}$ 為 S_m ，如圖中的情形 A；如果載波 $f_{[k]}$ 為備用載波 f_j ，屬於 $f_{n+1}、f_{n+2}、f_{n+3} \dots f_{n+q}$ 其中之一，則觀察最近的 q 個備用載波，尋找 f_j 為哪個信號的備用載波，便可知道此時的接收信號 $S'_{[k]}$ 為何，下圖情形 B 中，所接收信號 $S'_{[k]}$ 與之前的信號 $S'_{[k-2]}$ 相同。

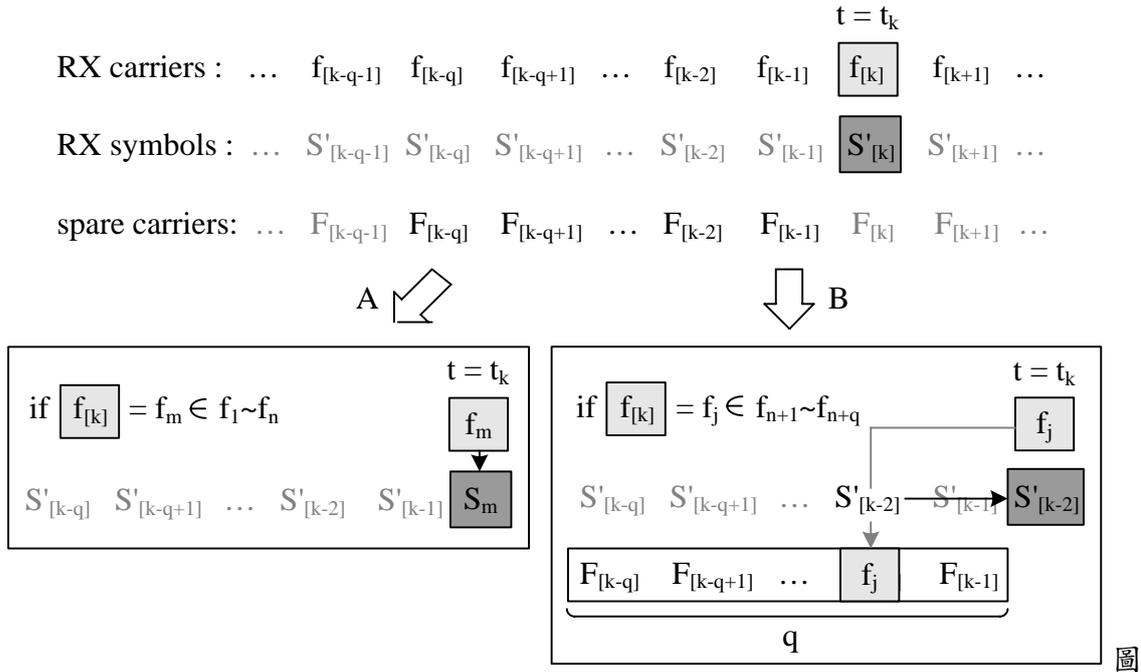


圖 2.33 接收端信號判斷的設定

我們不只一次提過，正規載波有高於備用載波的優先權，這使得接收端如果收到正規載波 f_m 時，能馬上判斷此時的信號為 S_m ，因為除了信號 S_m 可以使用正規載波 f_m 之外，沒有其他信號能使用它；另一方面，如果收到的信號是來自備用載波 f_j ，我們將往前尋找，看當時 f_j 是哪個信號的備用載波。

下面為接收端判斷接收信號的實際例子。

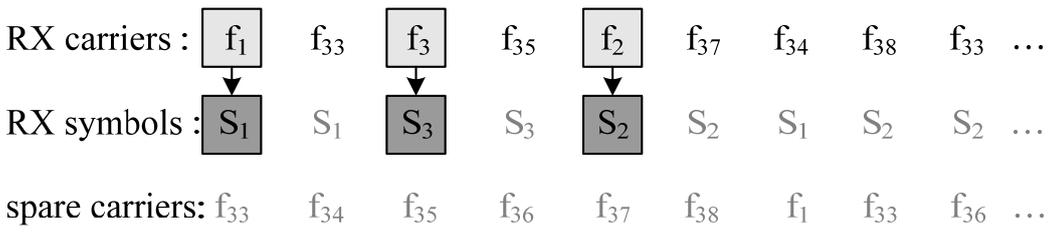


圖 2.34 接收端信號判斷的情形 A 設定

圖 2.34 中，當接收端收到載波 f_1 上的信號時，因為除了信號 S_1 ，沒有其他信號能使用此正規載波，因為接收端馬上能判斷信號為 S_1 。同理，信號 S_3 和信號 S_2 也是相同的判斷方法。

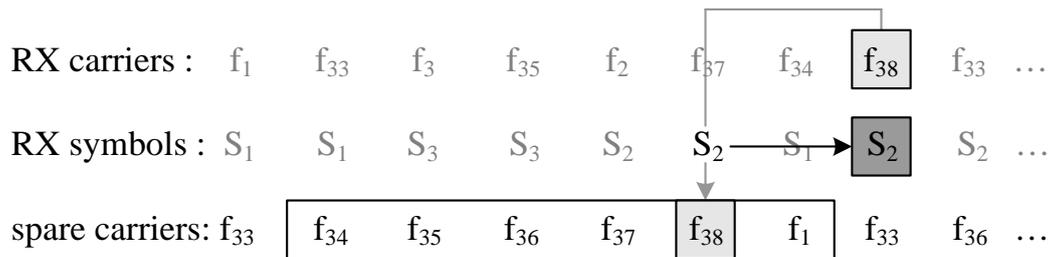


圖 2.35 接收端信號判斷的情形 B 設定

圖 2.35 中，當接收端收到載波 f_{38} 上的信號時，因為 f_{38} 是一個備用載波，因此我們觀察最近的 6 個備用載波，發現此時載波 f_{38} 為信號 S_2 的備用載波，故判斷此信號為 S_2 。

2.5.10 接收端備用載波的設定

介紹完接收端的信號是如何決定後，接著介紹的是接收端備用載波的設定，基本上與傳送端的設定大致相同，兩端同步設定備用載波的資料，接收端才能正確解調。

與傳送端相同，我們將接收端的備用載波設定也分為兩個狀態，第一個為“初始狀態”，第二個為“穩定狀態”。

初始狀態指的是接收端剛啟動，開始接收前 q 個信號的狀態。這個狀態的設定與傳送端一模一樣，也就是我們最初的想法，“備用載波依照順序設定”。

如圖 2.36，我們假定正規載波的數目為 n ，備用載波的數目為 q ， $f_{[i]}$ 是第 i 個收到的載波， $S'_{[i]}$ 是第 i 個接收端解調的信號， $F_{[i]}$ 是第 i 個解調信號的備用載波，因此前 q 個備用載波的設定依序為 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 f_{n+3} ... f_{n+q} 。

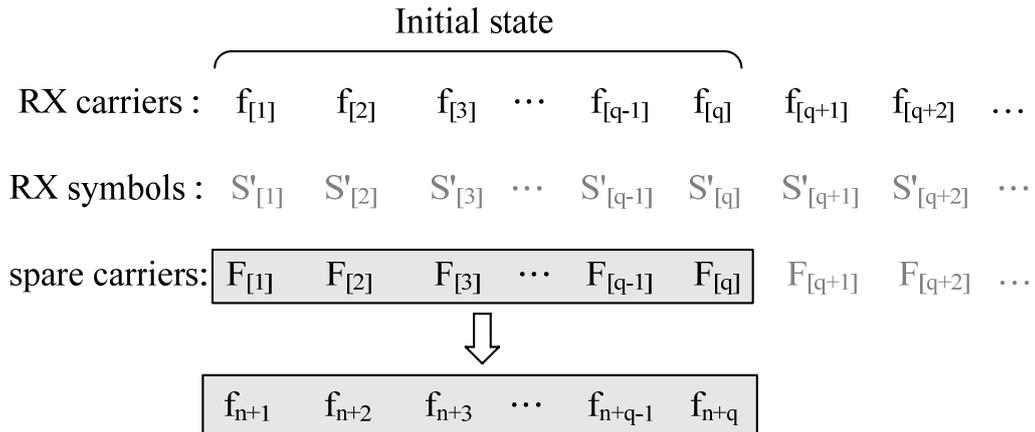


圖 2.36 接收端備用載波的初始狀態設定

穩定狀態則是指接收端收到第 $q+1$ 個信號開始的狀態，這個狀態的備用載波設定並非依照順序。

如下圖 2.37， $f_{[k]}$ 為 $t = t_k$ 時接收端收到的載波，經過判斷後決定為信號 $S'_{[k]}$ ，接收端在解調信號的同時也將設定備用載波 $F_{[k]}$ ，以下的內容將介紹“如何設定第 k 個時間點的備用載波 $F_{[k]}$ ”。

首先，我們由 $f_{[k]}$ 開始，往前觀察 q 個工作載波，也就是 $f_{[k]}$ 至 $f_{[k-q+1]}$ 的部分。如果當時解調出的信號為 S_j ，而它的正規載波 f_j 不在其中，則可直接設定備用載波 $F_{[k]}$ 為 f_j ，如圖中的情形 A。

如果解調出的信號為 S_j ，他的正規載波 f_j 在其中，則進入圖中的情形 B，我們由 $f_{[k]}$ 算起，往前尋找第 $q+1$ 個工作載波 $f_{[k-q]}$ ，這是非常重要的工作載波，它將決定備用載波如何設定。

如果第 $q+1$ 個工作載波 $f_{[k-q]}$ 本身為備用載波，也就是屬於 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 f_{n+3} \cdots f_{n+q} 之一，則立刻設定“第 k 個時間點的備用載波 $F_{[k]}$ ”為 $f_{[k-q]}$ ，也就是圖中的情形 C；如果 $f_{[k-q]}$ 並非備用載波，而是屬於正規載波 f_1 、 f_2 、 f_3 \cdots f_n 之一，則進入情形 D，令 $f_{[k-q]}$ 為載波 f_m ，這時我們將尋找信號 S_m 的備用載波，把它設為“第 k 個時間點的備用載波 $F_{[k]}$ ”。

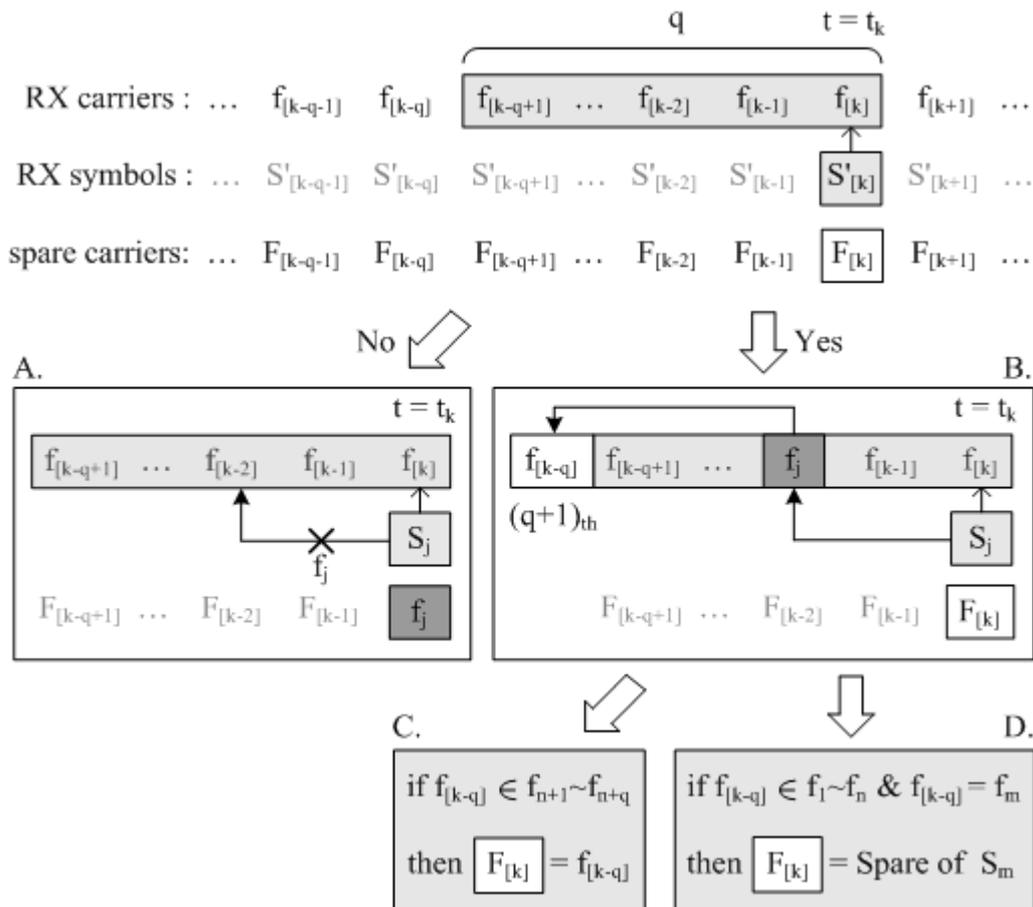


圖 2.37 接收端備用載波的穩定狀態設定

上面設定的原因如下：首先，我們在工作載波中觀察 q 個載波，目的是了解在下一個時間點有哪些載波不能使用。換句話說，在下一個時間點，除了這 q 個載波，其他全部都可以使用。

因此，如果當時解調信號 $S'_{[k]}$ 為 S_j ，其正規載波 f_j 不在其中，代表下一個時間點 f_j 可以使用，若之後的信號解調為 S_j ，那它一定是經由自己的正規載波到達接收端，所以我們在此設定 f_j 為當時解調出信號 S_j 的備用載波，如上圖情形 A。

圖中另一個情況 B 為，解調信號 S_j 的正規載波 f_j 在這 q 個載波中，這時信號 S_j 無法再將 f_j 設為自己的備用載波，因為在下一個時間點， f_j 還是不能使用。所以，與設定傳送端備用載波的想法一樣，我們找上了在工作載波中，才剛剛脫離多重路

徑效應干擾的 $f_{[k-q]}$ ，它正是由當時的信號 $S_{[k]}$ ，往前數第 $q+1$ 個的工作載波。

當我們確定 $f_{[k-q]}$ 在下一個時間點是安全可使用後，再進一步討論它是否為備用載波的問題。

如果 $f_{[k-q]}$ 本身為備用載波，屬於 f_{n+1} 、 f_{n+2} 、 $f_{n+3} \dots f_{n+q}$ 之一，如圖中情形 C，則可直接設定 $f_{[k-q]}$ 為當時解調信號 $S'_{[k]}$ 的備用載波 $F_{[k]}$ ，因為這 q 個備用載波本來就是為了支援接收信號而設立。

如果 $f_{[k-q]}$ 本身為正規載波，屬於 f_1 、 f_2 、 $f_3 \dots f_n$ 之一，如圖中情形 D，表示 $f_{[k-q]}$ 所對應的接收信號（假設為 S_m ）就算在接收端的下一個時間點出現，也一定是由自己的正規載波 f_m 攜帶，因此在信號 S_m 有自己的正規載波使用，不需要備用載波的情況下，我們將 S_m 原本的備用載波改設為當時解調信號 $S'_{[k]}$ 的備用載波。

下面為接收端設定備用載波的實際例子。

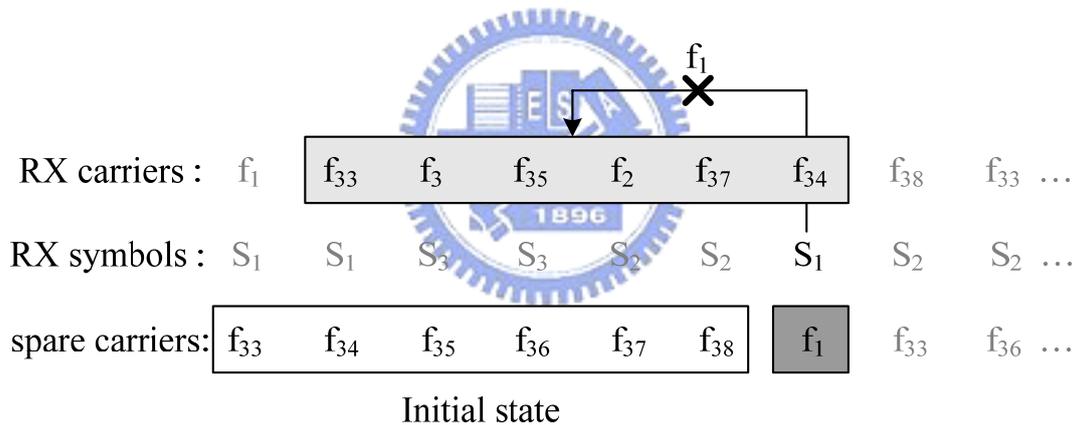


圖 2.38 接收端備用載波初始狀態與情形 A 的設定

圖 2.38 中，初始狀態的備用載波設定很直接，依序為 f_{33} 、 f_{34} 、 $f_{35} \dots f_{38}$ 。另一個重點為接收端在載波 f_{34} 收到信號，判斷為 S_1 ，由於最近的 6 個工作載波中沒有使用 S_1 的正規載波 f_1 ，表示下一個時間點 f_1 是安全可接收的，因此我們設定 f_1 為當時解調信號 S_1 的備用載波。

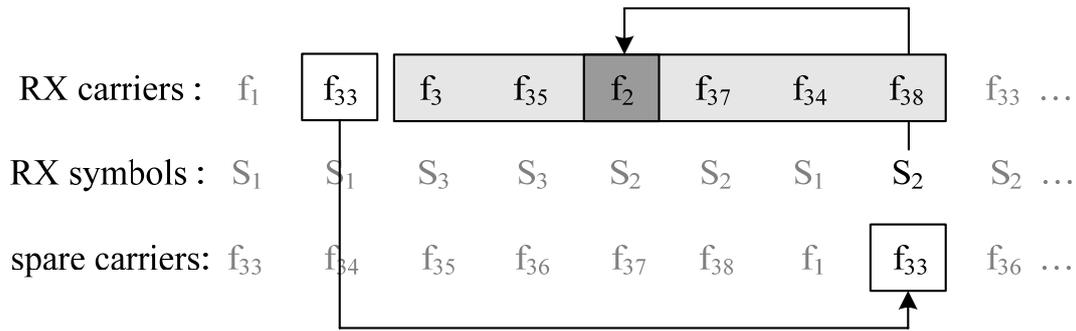


圖 2.39 接收端備用載波情形 C 的設定

圖 2.39 中，接收端於載波 f_{38} 收到信號後，判斷為 S_2 ，由於其正規載波 f_2 在最近 6 個工作載波中，無法接收，因此找尋在下一個時間點將脫離危險區域的載波，往前找到第 7 個載波 f_{33} ，因為 f_{33} 本身即為備用載波，所以我們馬上設定 f_{33} 為當時解調信號 S_2 的備用載波。

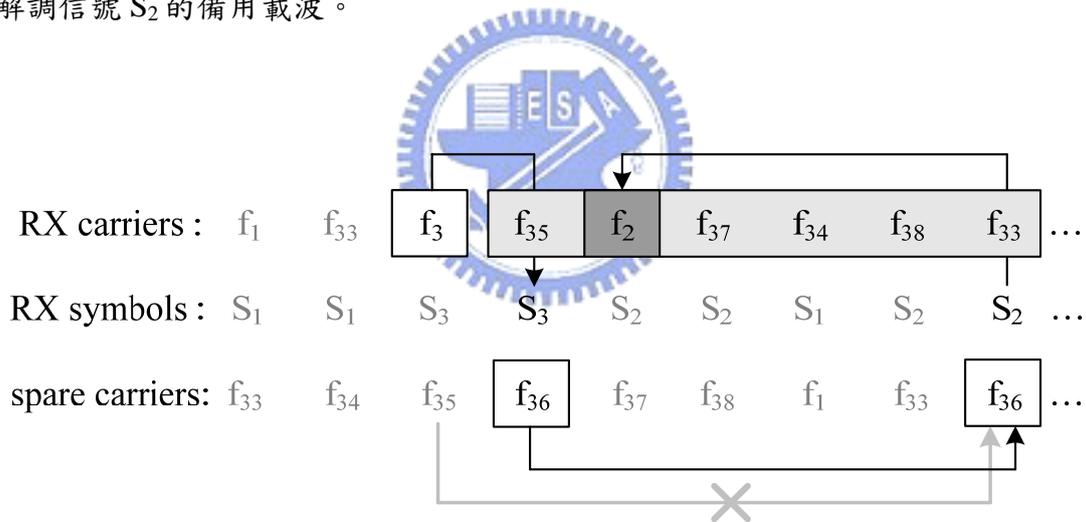


圖 2.40 接收端備用載波情形 D 的設定

圖 2.40 的情形 D，接收端於載波 f_{33} 收到信號後，判斷為 S_2 ，由於其正規載波 f_2 在最近的 6 個工作載波中，故無法使用，於是找尋在下一個時間點將脫離危險區域的載波。我們往前找第 7 個為載波 f_3 ，特別注意的是， f_3 是信號 S_3 的正規載波，無法將其設為信號 S_2 的備用載波，又因為在下一個時間點， f_3 是安全的且可以接收專屬信號 S_3 ，換言之，在下一個時間點 S_3 不需要備用載波支援。因此，我們將原本

S_3 的備用載波 f_{36} 更改為目前信號 S_2 的備用載波。

在這另外一個要注意的地方是淺色線條的部分，不要將 S_3 的備用載波誤認為 f_{35} ，因為 f_{35} 不是信號 S_3 “當時的”備用載波， f_{35} 才是。

以上，我們介紹完備用式多重載波調變在傳送端與接收端的設定後，下一章為調變技術的分析和模擬。



第三章

調變技術分析及模擬

此處我們先由機率理論了解“備用式多重載波調變技術”的效能，先由數學式討論其錯誤率的情形，接著再進一步分析造成接收訊號發生錯誤的原因，以及是否有 error propagation 的問題，最後則是程式的模擬。

3.1 錯誤率分析

讓我們先了解在無線通訊中，造成接收端解調信號發生錯誤的原因，主要有兩個，第一是通道雜訊的影響，第二是多重路徑效應的干擾。

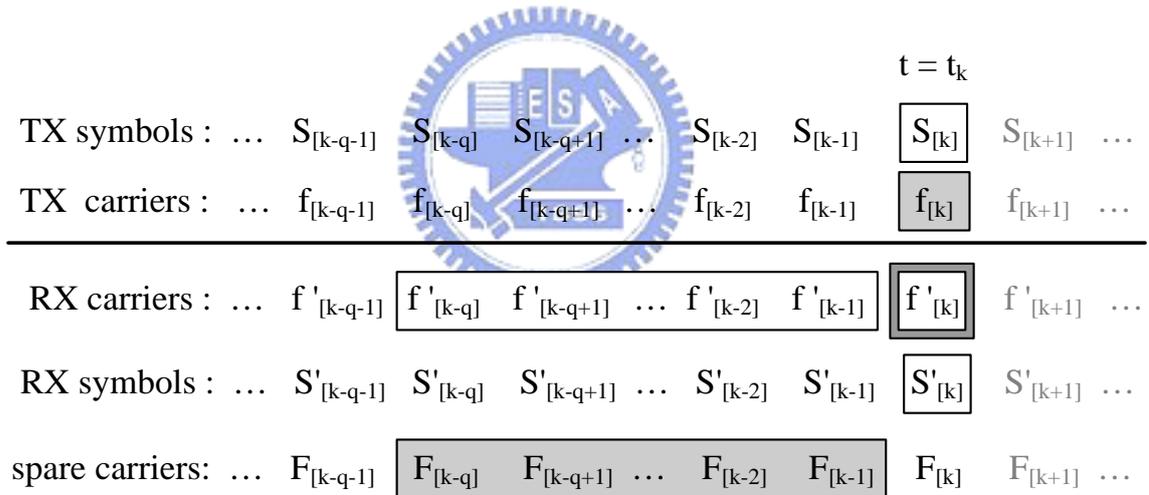


圖 3.1 傳送與接收的載波設定情形

圖 3.1 中， $S_{[k]}$ 為 $t = t_k$ 時傳送端傳送的信號， $f'_{[k]}$ 為接收端在比較各載波上的信號能量後，所選出最大能量信號的載波，因此我們將由 $f'_{[k]}$ 開始，討論接收端解調出的信號 $S'_{[k]}$ 與傳送端真實信號 $S_{[k]}$ 是否相同。

對接收端而言，無法得知究竟哪一個載波才是真正傳送的載波，只能比較各載波上的信號能量，並假定最大的能量所在為正確載波。因此， $f'_{[k]}$ 可能出現三種情

形：

一、 $f'_{[k]}$ 為傳送端的工作載波 $f_{[k]}$ ，代表接收端正確解出載波。

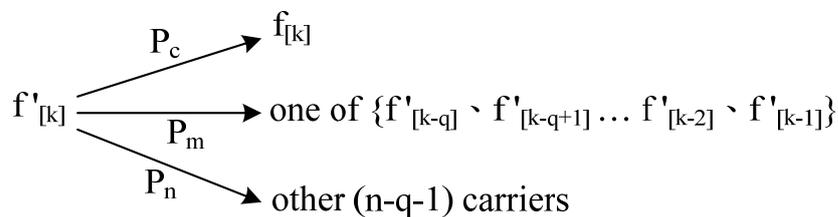
如果 $f'_{[k]}$ 本身為正規載波，可直接確定傳送的信號；如果 $f'_{[k]}$ 為 q 個備用載波 $F_{[k-q]}$ 、 $F_{[k-q+1]} \dots F_{[k-2]}$ 、 $F_{[k-1]}$ 其中之一，則往前找尋備用載波所代表的信號。（圖中灰色方框）

二、 $f'_{[k]}$ 屬於前 q 個已使用過的載波 $f'_{[k-q]}$ 、 $f'_{[k-q+1]} \dots f'_{[k-2]}$ 、 $f'_{[k-1]}$ 之一。（圖中的白色方框）

這表示接收信號受到了多重路徑效應的影響，使得接收端在判斷信號的最大能量時，誤判信號為先前剛使用過的載波。這是不合理的，因為我們的法則不允許在 q 個工作載波中有載波重複出現的情形。因此我們將捨棄擁有最大信號能量的載波，改找第二大能量的載波。如果發現第二大能量的載波還是屬於前 q 個已使用的載波之一，則再捨棄之，直到載波不屬於前 q 個已使用過的載波為止。

三、 $f'_{[k]}$ 既不是 $f_{[k]}$ ，亦不屬於情形二中的 q 個已使用載波。

這表示接收信號受到了通道雜訊的干擾，某個載波上的雜訊能量突然暴增，超過了真正傳送信號的能量。對於這個情形，接收端是無法偵錯的。所幸在短距離通訊的環境下 SNR 很高，雜訊的影響有限，單靠雜訊能量蓋過真正傳送信號的情形較難發生。



$$\rightarrow P_c + q \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n = 1$$

$$\rightarrow P_{e0} = q \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n$$

圖 3.2 尚未啟動偵錯功能前機率分布情形

圖 3.2 中， P_c 表示解調出正確載波位置的機率， P_m 為受到多重路徑影響而誤判為之前已使用過載波的機率， P_n 則是因為雜訊影響而導致接收端誤判為其他載波的機率。

由 $P_c + q \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n = 1$ 可推得信號錯誤率為 $P_{e0} = q \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n$ 。特別注意下標 0 的意思，這是指接收端尚未啟動偵錯功能前的錯誤率。我們以先常用的參數 $n = 32$ ， $q = 6$ 為例，當 $P_m = 0.01$ ， $P_n = 0.0001$ 時，錯誤率 P_{e0} 為 0.0631。

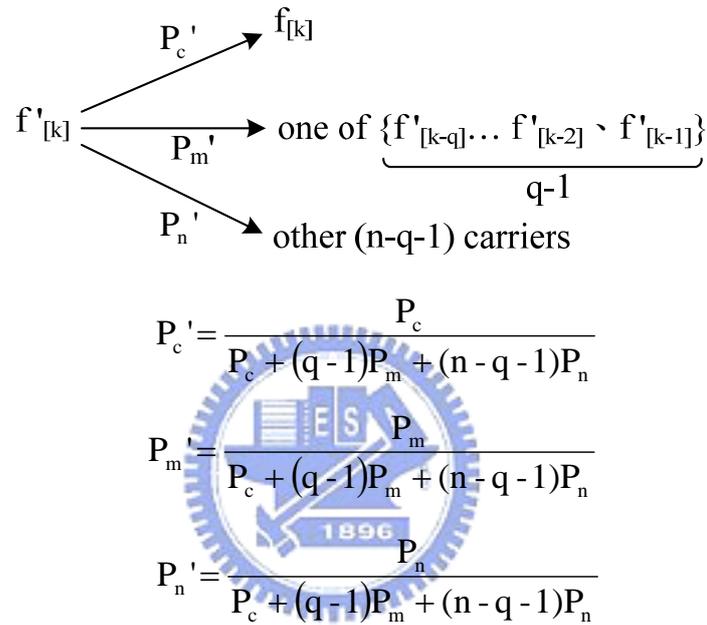


圖 3.3 一級偵錯功能的機率變化情形

啟動偵錯功能後，當接收端判斷最大的信號能量屬於前 q 個使用過的載波時，將自動捨棄它，改找第二大的信號能量載波。因此，扣除了 P_m 後，三個情形的機率分布有了變化， P_c 、 P_m 與 P_n 分別按比例被標準化成 P'_c 、 P'_m 與 P'_n ，如圖 3.3 所示。

在這變化下欲求信號錯誤率 P_{e1} 前，先求正確率 P_{c1} 。(3.1) 式子等號右邊第一項為第一次解調即正確的機率，第二項則為進入一級偵錯功能後的正確機率，為一個條件機率。

$$P_{c1} = P_c + q \cdot P_m \cdot \left(\frac{P_c}{P_c + (q-1) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n} \right) \quad (3.1)$$

又由圖 3.2 可知 $P_c = 1 - q \cdot P_m - (n - q - 1) \cdot P_n$ ，代入式子(3.1)得

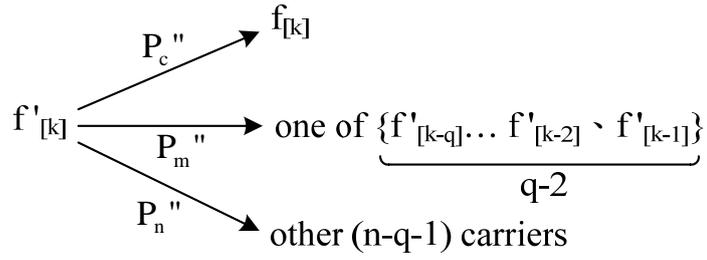
$$P_{c1} = 1 - q \cdot P_m - (n - q - 1) \cdot P_n + q \cdot P_m \cdot \left(\frac{1 - q \cdot P_m - (n - q - 1) \cdot P_n}{1 - q \cdot P_m - (n - q - 1) \cdot P_n + (q - 1) \cdot P_m + (n - q - 1) \cdot P_n} \right) \quad (3.2)$$

所以啟動一級偵錯功能後，信號錯誤率 P_{e1} 為

$$P_{e1} = 1 - P_{c1} = q \cdot P_m + (n - q - 1) \cdot P_n - q \cdot P_m \cdot \left(\frac{1 - q \cdot P_m - (n - q - 1) \cdot P_n}{1 - q \cdot P_m - (n - q - 1) \cdot P_n + (q - 1) \cdot P_m + (n - q - 1) \cdot P_n} \right) \quad (3.3)$$

再以 $n = 32$ ， $q = 6$ 為例，當 $P_m = 0.01$ ， $P_n = 0.0001$ 時，錯誤率將由原本的 0.0631 降為 6.318182×10^{-3} 。

若第二大的信號能量載波仍然屬於前 q 個使用過的載波時，則再次捨棄之，啟動二級的偵錯狀態，三個情形的機率分布 P_c' 、 P_m' 與 P_n' ，再次按比例被標準化成 P_c'' 、 P_m'' 與 P_n'' ，如圖 3.4 所示。



$$P_c'' = \frac{P_c}{P_c + (q-2) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n}$$

$$P_m'' = \frac{P_m}{P_c + (q-2) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n}$$

$$P_n'' = \frac{P_n}{P_c + (q-2) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n}$$

圖 3.4 二級偵錯功能的機率變化情形

我們欲求二級偵錯功能的信號錯誤率前，先求得 P_{c2} 。

$$P_{c2} = P_c + q \cdot P_m \cdot \frac{P_c}{P_c + (q-1) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n} + q \cdot P_m \cdot (q-1) \cdot P_m \cdot \frac{P_c}{P_c + (q-2) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n} \quad (3.4)$$

式子(3.4)中的第二項與第三項皆為條件機率，特別注意第三項中的 $q \cdot P_m \cdot (q-1) \cdot P_m$ 為兩次進入多重路徑效應中的機率乘積。

為避免 $P_c = 1 - q \cdot P_m - (n-q-1) \cdot P_n$ 代入式子(3.4)過於龐大，直接計算二級偵錯功能的信號錯誤率為式子(3.5)

$$P_{e2} = 1 - P_c - q \cdot P_m \cdot \frac{P_c}{P_c + (q-1) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n} - q \cdot P_m \cdot (q-1) \cdot P_m \cdot \frac{P_c}{P_c + (q-2) \cdot P_m + (n-q-1) \cdot P_n} \quad (3.5)$$

$n = 32, q = 6$ 為例，當 $P_m = 0.01, P_n = 0.0001$ 時，錯誤率則由 $P_{e1} = 6.318182 \times 10^{-3}$ 再降為 $P_{e2} = 3.450121 \times 10^{-3}$ 。

信號的錯誤率從 0.0631 降至 3.450121×10^{-3} 的主要原因為偵錯功能的啟動，因為在短距離雜訊影響變小的情況下，主要的干擾來自多重路徑效應，而偵錯功能恰好賦予接收端某種錯誤更正的能力，而且是更正最主要的錯誤來源，即剛使用過的載波。

推算完理論的信號錯誤率後接著進行電腦模擬。我們先以 Matlab 程式撰寫在第二章中提及的傳送端工作載波與備用載波的設定方法，接著假設接收端完全正確接收各載波，以相同的演算法撰寫接收端的備用載波設定，確認在無任何錯誤機率的情形下，重複傳送隨機的 10^6 個信號皆可以全部正確解調。

接著將圖 3.2、圖 3.3 與圖 3.4 的機率模型套入原本程式的傳送端與接收端之間，在接收端進行信號的解調後，再與傳送端的原始信號比較，以得到程式模擬的信號錯誤率，其中 P_{e0} 、 P_{e1} 和 P_{e2} 為重覆三十次，每次傳送 10^6 個隨機信號，扣除最優兩個與最差兩個結果後的平均值。



下表為理論上推測的錯誤率與程式模擬結果的比較：

$k = 5, n = 32, q = 6$ $P_m = 0.01, P_n = 0.0001$	Estimation in Theory	Simulation Results
P_{e0}	0.0631	0.0646785
P_{e1}	6.318182×10^{-3}	6.444545×10^{-3}
P_{e2}	3.450121×10^{-3}	3.501874×10^{-3}

表 3.1 $n = 32, q = 6$ 的錯誤率比較

模擬下的錯誤率高於理論值的原因推測為 error propagation 效應。error propagation 發生的原因如下。

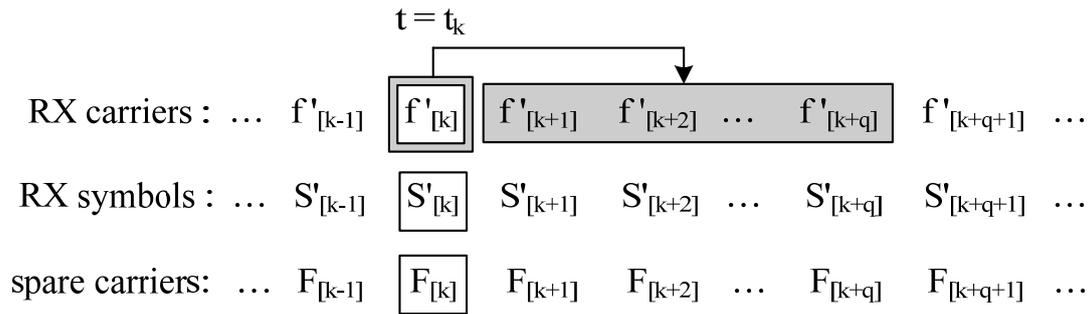


圖 3.5 error propagation 效應

當 $t = t_k$ 時，若 $f'_{[k]}$ 為解調錯誤的載波且 $f'_{[k]}$ 為 f_j ，則解調信號 $S'_{[k]}$ 也將錯誤，連帶使得備用載波 $F_{[k]}$ 的設定出問題，如果之後的 q 個工作載波 ($f'_{[k+1]}$ 、 $f'_{[k+2]}$... $f'_{[k+q]}$) 裡出現 f_j ，則將使錯誤延續下去。

因此信號的數目 n 將影響 error propagation 效應的嚴重與否，當信號的數目很大時，表示 k 值也很大，由第二章的表 2.3，可推 q 值將變小。

Symbol time : T_S	$T_S = k \cdot T_b$
Number of Symbols : n	$n = 2^k \Rightarrow S_1 \sim S_n$
Multipath residual time : T_{MP}	$T_{MP} = m \cdot T_b$ $T_{MP} = q \cdot T_S$, $q = [m / k]$
Number of Regular Carriers : n	$f_1 \sim f_n$
Number of Spare Carriers : q	$f_{n+1} \sim f_{n+q}$

表 2.3 各項參數的整理

q 值變小時，出現相同錯誤載波的機率也變小了。因此，在另外一個 q 值較大的情形下， $k = 4$ ， $n = 2^4 = 16$ ， $q = \left\lceil \frac{30}{4} \right\rceil = 8$ 時，相同 P_m 與 P_n 的情形下，理論估計值與系統模擬值差異變大。

$k = 4, n = 16, q = 8$ $P_m = 0.01, P_n = 0.0001$	Estimation in Theory	Simulation Results
P_{e0}	0.0815	0.1141
P_{e1}	7.277778×10^{-3}	1.018889×10^{-2}
P_{e2}	2.089206×10^{-3}	2.739428×10^{-3}

表 3.2 $n = 16, q = 4$ 的錯誤率比較

另外一點是，偵錯功能的啟動除了降低錯誤率之外，也降低了 error propagation 效應的蔓延，因為錯誤的信號數變少了，它們所影響的信號也因此變少了。

3.2 討論

本章除了原本多重載波的觀念外，我們引入了備用載波的觀念。在備用載波數目決定後，更進一步介紹如何選擇工作載波，以及備用載波該如何設定，讓傳送端與接收端在相同共識的情況下，達成正確解調信號的目的。

在選擇編碼位元數 k ，以及信號數目 n ，和備用載波數 q 上，有某種程度的 trade-off。如果選擇了較大的 k ，將有較多的信號數目 n ，在備用載波的數目上可以減少，error propagation 的問題也較輕，但所佔用的頻寬也變大，系統也較複雜。如果想要降低頻寬，則信號的數目 n 將變小，但備用載波的數目 q 將被迫提高，而且 error propagation 的問題也將變得較為嚴重。

當接收端解調信號出現錯誤時，可以啟動偵錯的功能，此功能的基本觀念為“不管任何時刻，在連續 q 個工作中的載波絕不相同”，也因此避開多重路徑效應所帶來的錯誤，而這也是我們最原始的研究動機，也是最重要的觀念。

第四章

結論

本論文提出了一個新的調變概念，以解決當信號傳輸速度高達 Gbps 時，所造成的多重路徑效應干擾問題。

首先，我們了解在一個無線傳輸系統中，信號的變形原因在 SNR 高的情況下，主要來自多重路徑的影響，而這干擾效應隨著傳輸速度的增加變得更嚴重。因此，在短距離、低雜訊的環境下，頻寬成為我們最大的優勢。為了善用 GHz 級數的頻寬，在傳送端我們使用“階層式載波產生器”，一層可產生兩組載波，使用 K 層的階層式載波產生器，便可產生 n 組載波，其中 $n = 2^K$ 。同樣地，在接收端我們也使用 K 層的階層式載波接收器，利用濾波器、比較器和決定器的組合判別 n 組接收載波。

在所提系統中，一連串的二進位元資料經由簡易的編碼後，由各載波以一對一個方式傳送，單位時間只使用一個載波，若使用過的載波需要再次傳送信號，則由“備用載波”代替傳送。由於 n 組載波只使用 q 個備用載波，因此備用載波的數目和使用上的設定非常重要，一有信號讓出備用載波則馬上更改設定。傳送端與接收端在相同的演算法下，接收端進行信號解調。當有錯誤發生時，選擇啟動偵錯功能，避開主要的多重路徑錯誤來源，依級數的不同，可降低信號的錯誤率。Error propagation 的問題儘管存在，但保持 n 為大數目，q 為小數目的情況下，可以減輕 error propagation 的影響，對於頻寬的使用上也有較高的效率（不至於使用太多的頻寬在備用載波上）。另外，因為調變概念的演算法，加強了對多重路徑干擾的抵抗能力，特別是啟動偵錯功能後，將使信號錯誤率大幅降低。

多重路徑的殘留時間長短直接影響本系統的錯誤率表現，但為了降低系統的複雜度，在參數 T_{mp} 的選擇上，我們並不依照各個情況分別作實際的測量，而是直接設定最糟情形下的 T_{mp} 值，以克服大部分情況中的多重路徑效應。因此如果現實環境下，通道的多重路徑殘留時間長於 T_{mp} 時，錯誤率的表現將比我們預測的稍差。

在未來的發展上，我們將進一步探討，當 q 值的選擇不完全避開多重路徑效應，

也就是受到了多重路徑殘留時間末端的影響時，對於信號的錯誤率影響，以及分別針對可目視通道（Line of Sight）和非目視通道（Non Light of Sight），在啟動偵錯功能前與啟動偵錯功能後，信號錯誤率的變化。



附錄

本附錄包含兩大部分，第一部分為通道錯誤率為零的情況，即接收端完整接收來自傳送端的信號，目的為確定備用式多重載波調變技術的演算法無誤；第二部分為通道錯誤率為 10^{-2} 的情況，我們將比較接收端解調前與解調後的錯誤率，目的為了解 error propagation 的影響以及偵錯功能的改善能力。每次模擬均產生 10^5 筆信號，模擬環境的參數如下表所示。

Symbol time : $T_S = 5\text{ns}$	$T_S = 5T_b$
Number of Symbols : $n = 32$	$n = 2^5 \Rightarrow S_1 \sim S_{32}$
Multipath residual time : $T_{MP} = 30\text{ns}$	$T_{MP} = 30T_b$ $T_{MP} = 6T_S$, $q = [30 / 5]$
Number of Regular Carriers : 32	$f_1 \sim f_{32}$
Number of Spare Carriers : 6	$f_{33} \sim f_{38}$

第一部分擷取了三種模擬下的結果，情況 A 為一般正常傳輸情形（資料由 S_1 、 S_2 、 $S_3 \dots S_{32}$ 隨機產生），情況 B 為信號重複情形較高時（只傳送 S_1 、 S_2 、 $S_3 \dots S_{10}$ ），而情況 C 為信號重複情形非常高時（只傳送 S_1 、 S_2 、 S_3 ）。

模擬後比對傳送端“欲傳送信號”與接收端“解調信號”的結果， 10^5 筆資料均正確無誤。下表礙於篇幅，僅各列出前五十筆資料。

Case A :

欲傳送信號	9	6	6	25	18	9	26	14	18	2
傳送端工作載波	9	6	34	25	18	33	26	14	37	2
傳送端備用載波	33	34	35	36	37	38	38	35	34	36
接收端工作載波	9	6	34	25	18	33	26	14	37	2
解調信號	9	6	6	25	18	9	26	14	18	2
接收端備用載波	33	34	35	36	37	38	38	35	34	36
欲傳送信號	24	3	1	24	2	32	25	1	11	16
傳送端工作載波	24	3	1	34	36	32	25	38	11	16
傳送端備用載波	34	33	38	35	37	37	35	33	33	34
接收端工作載波	24	3	1	34	36	32	25	38	11	16
解調信號	24	3	1	24	2	32	25	1	11	16
接收端備用載波	34	33	38	35	37	37	35	33	33	34
欲傳送信號	6	19	3	20	30	31	15	23	30	13
傳送端工作載波	6	19	3	20	30	31	15	23	33	13
傳送端備用載波	36	37	35	38	33	34	36	37	35	38
接收端工作載波	6	19	3	20	30	31	15	23	33	13
解調信號	6	19	3	20	30	31	15	23	30	13
接收端備用載波	36	37	35	38	33	34	36	37	35	38
欲傳送信號	24	30	7	11	32	9	27	10	14	10
傳送端工作載波	24	30	7	11	32	9	27	10	14	34
傳送端備用載波	35	34	36	37	33	38	35	34	36	37
接收端工作載波	24	30	7	11	32	9	27	10	14	34
解調信號	24	30	7	11	32	9	27	10	14	10
接收端備用載波	35	34	36	37	33	38	35	34	36	37
欲傳送信號	7	15	16	21	1	5	5	13	30	32
傳送端工作載波	7	15	16	21	1	5	34	13	30	32
傳送端備用載波	33	38	35	37	36	34	33	38	35	37
接收端工作載波	7	15	16	21	1	5	34	13	30	32
解調信號	7	15	16	21	1	5	5	13	30	32
接收端備用載波	33	38	35	37	36	34	33	38	35	37

Case B :

欲傳送信號	9	2	3	10	1	7	5	10	1	3
傳送端工作載波	9	2	3	10	1	7	5	36	37	3
傳送端備用載波	33	34	35	36	37	38	33	34	35	34
接收端工作載波	9	2	3	10	1	7	5	36	37	3
解調信號	9	2	3	10	1	7	5	10	1	3
接收端備用載波	33	34	35	36	37	38	33	34	35	34
欲傳送信號	3	2	8	4	6	3	1	8	1	10
傳送端工作載波	34	2	8	4	6	35	1	33	34	10
傳送端備用載波	35	38	33	36	37	3	34	38	38	36
接收端工作載波	34	2	8	4	6	35	1	33	34	10
解調信號	3	2	8	4	6	3	1	8	1	10
接收端備用載波	35	38	33	36	37	3	34	38	38	36
欲傳送信號	2	5	2	7	4	6	6	4	3	4
傳送端工作載波	2	5	37	7	4	6	36	34	3	35
傳送端備用載波	37	35	38	33	34	36	38	35	37	33
接收端工作載波	2	5	37	7	4	6	36	34	3	35
解調信號	2	5	2	7	4	6	6	4	3	4
接收端備用載波	37	35	38	33	34	36	38	35	37	33
欲傳送信號	10	7	5	6	9	9	10	4	10	7
傳送端工作載波	10	7	5	6	9	37	33	4	10	7
傳送端備用載波	33	38	36	34	37	35	10	38	36	34
接收端工作載波	10	7	5	6	9	37	33	4	10	7
解調信號	10	7	5	6	9	9	10	4	10	7
接收端備用載波	33	38	36	34	37	35	10	38	36	34
欲傳送信號	8	2	3	1	6	3	7	7	8	1
傳送端工作載波	8	2	3	1	6	33	7	35	8	38
傳送端備用載波	35	37	33	38	36	34	35	37	34	1
接收端工作載波	8	2	3	1	6	33	7	35	8	38
解調信號	8	2	3	1	6	3	7	7	8	1
接收端備用載波	35	37	33	38	36	34	35	37	34	1

Case C :

欲傳送信號	2	2	1	1	2	1	2	3	1	3
傳送端工作載波	2	33	1	35	34	36	37	3	38	33
傳送端備用載波	33	34	35	36	37	38	2	33	1	35
接收端工作載波	2	33	1	35	34	36	37	3	38	33
解調信號	2	2	1	1	2	1	2	3	1	3
接收端備用載波	33	34	35	36	37	38	2	33	1	35
欲傳送信號	3	2	2	2	1	3	1	1	3	2
傳送端工作載波	35	2	36	37	1	3	38	35	33	2
傳送端備用載波	34	36	37	34	38	33	35	34	36	37
接收端工作載波	35	2	36	37	1	3	38	35	33	2
解調信號	3	2	2	2	1	3	1	1	3	2
接收端備用載波	34	36	37	34	38	33	35	34	36	37
欲傳送信號	1	1	3	2	1	1	1	2	1	1
傳送端工作載波	34	1	3	37	36	33	35	2	1	38
傳送端備用載波	1	36	38	35	33	35	34	34	38	37
接收端工作載波	34	1	3	37	36	33	35	2	1	38
解調信號	1	1	3	2	1	1	1	2	1	1
接收端備用載波	1	36	38	35	33	35	34	34	38	37
欲傳送信號	2	2	2	2	3	3	1	2	3	1
傳送端工作載波	34	36	33	35	3	37	1	2	38	34
傳送端備用載波	36	33	35	2	37	38	34	36	33	35
接收端工作載波	34	36	33	35	3	37	1	2	38	34
解調信號	2	2	2	2	3	3	1	2	3	1
接收端備用載波	36	33	35	2	37	38	34	36	33	35
欲傳送信號	3	1	3	1	3	3	3	1	1	1
傳送端工作載波	33	35	3	1	37	38	34	36	35	33
傳送端備用載波	3	37	37	36	38	34	33	35	33	1
接收端工作載波	33	35	3	1	37	38	34	36	35	33
解調信號	3	1	3	1	3	3	3	1	1	1
接收端備用載波	3	37	37	36	38	34	33	35	33	1

第二部分中，一樣隨機產生 10^5 筆資料，受通道影響的信號錯誤率為 10^{-2} ，經接收端解調後的信號錯誤率和啟動偵錯功能改善後的錯誤率如下表：

Case	進接收端前的信號 錯誤率	接收端解調後的信號 錯誤率	啟動二級偵錯功 能後的錯誤率
A	10^{-2}	0.013856	0.010584
B	10^{-2}	0.018675	0.010862
C	10^{-2}	0.025493	0.011024

我們可由表中看出 error propagation 的確影響了系統的表現，而偵錯功能的啟動也有效控制了錯誤率。



參考資料

- [1] “FCC notice of proposed rule making, revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems,” Federal Communications Commission, Washington, DC, ET-Docket 98-153.
- [2] S. Roy, J. R. Foerster, V. S. Somayazulu, and D. G. Leeper, “Ultrawideband Radio Design: The Promise of High-Speed, Short-Rang Wireless Connectivity,” *Proc. of the IEEE*, Vol.92, No.2, Feb. 2004, pp.259-311
- [3] R. C. Qui, H. Liu, X. Shen, “Ultra-Wideband for Multiple Access Communications,” *IEEE Communications Magazine*, Feb. 2005.
- [4] J. D. Choi and W. E. Stark, “Performance of Ultra-Wideband Communications with Suboptimal Receiver in Multipath Channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.20, No.9, Dec. 2002, pp.1754-1766
- [5] R. Hooctor, H. Tomlinson, “An overview of Delay-Hopped Transmitted-Reference RF Communications,” *IEEE Conf. on Ultra Wideband Syetem and Technologies*, May 2002, pp. 265-269
- [6] S. Zhao, H. Liu, and Z. Tian, “A Decision-Feedback Autocorrelation Receiver for Pulsed Ultra-Wideband Systems,” *IEEE Radio and Wireless Conference*, Sept. 2004, pp.251-254
- [7] E. R. Kretzmer, “Generalization of a technique for binary data communication,” *IEEE Trans. Commun. Technol.* (Concise papers), vol. COM-14, pp. 67-68, Feb. 1996.
- [8] F. Zhu, Z. Wu, and C. R. Nassar, “Generalized Fading Channel Model with Application to UWB,” *IEEE Conf. on Ultra Wideband Syetem and Technologies*, May 2002, pp.13-17.