

# 行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

## 子計畫五：寬頻無線接取之訊雜比估測及適應性調變(1/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC94-2219-E-009-020-

執行期間：94年08月01日至95年07月31日

執行單位：國立交通大學電信工程學系(所)

計畫主持人：張文鐘

報告類型：完整報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 95 年 5 月 30 日

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫 期中進度報告

使用分頻訊號處理之高速行動多媒體傳收器系統研究與設計

(子計畫五)寬頻無線接取之訊雜比估測及適應性調變

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC 94-2219-E-009-020-

執行期間：94年08月01日至95年07月31日

計畫主持人：張文鐘

共同主持人：

計畫參與人員：

成果報告類型(依經費核定清單規定繳交)：精簡報告

處理方式：除產學合作研究計畫、提升產業技術及人才培育研究

計畫、列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權，一年二年後可公

開查詢

執行單位：交通大學 電信工程系

中華民國 95年 5月 30日

# Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OFDM Based on Adaptive Carriers Selection

## 利用隨選性降峰值載波減小正交分頻之峰值對平均功率比

張文鐘 交通大學電信工程系

**摘要:**(關鍵字: 正交分頻、峰值平均功率比、通道預測)

正交分頻多工訊號的動態範圍很廣，導致峰值對平均功率比 (PAPR) 很大，而此比值若越大會使傳輸訊號對於非線性失真越敏感，造成功率放大器的效能降低與 ADC 及 DAC 的複雜度增加。為了解決 PAPR 的問題，學者專家提出了很多不同的方法，Tone Reservation 是一個用來降低峰值對平均功率比而不會破壞訊號本身的方法，它是利用預先保留或事先沒用到的子載波，找出適當的參數值使整體訊號的峰值對平均功率比可有效降低。本計畫以適應性的方式隨時找出適當的降峰值載波來有效降低傳送訊號之峰值對平均功率比。我們預先保留通道狀況最差的幾根子載波，不傳任何資料來做為降峰值載波。然後在這幾根子載波上找出適當的參數，使整體訊號的峰值對平均功率比可有效的降低。

**Abstract;**(Keywords: OFDM, Peak to Average ratio, channel estimation)

The dynamic range of the OFDM signal is very large, thus the peak to average power ratio (PAPR) is very high. The larger this value will the system be more sensitive to the non-linear distortion. To solve this problem, in tone reservation, several sub-carriers are modulated in such a way to reduce the peak value. This project

extends this method in the selection of the reserved tones. Based on the channel condition, the sub-carriers with worst channel condition is chosen as the reserved tone. Moreover, to solve the delay between the receiver where channel estimation is made and the transmitter where the PAPR is performed, channel prediction in the transmitter is also performed to estimate the most recent channel condition for sub-carrier selection.

### I 背景

正交分頻多工 (OFDM) 技術除了高效率的頻譜使用率外，還可以有效解決頻率選擇衰減 (frequency selective fading) 的問題。然而正交分頻多工系統卻也有其潛在的問題必須被解決，其一就是正交分頻多工對於時間與頻率上的不同步非常的敏感，容易產生符號間干擾與載波間干擾的問題。另一個嚴重的問題就是正交分頻多工訊號的動態範圍很廣，導致峰值對平均功率比 (PAPR) 很大，而此比值若越大會使傳輸訊號對於非線性失真越敏感，造成功率放大器的效能降低與 ADC 及 DAC 的複雜度增加。

峰值對平均功率比可被定義成：

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E \left\{ |x(t)|^2 \right\}}$$

為了解決 PAPR 的問題，學者專家提出了很多不同的方法，其中最直覺的就是 Clipping，把超過的峰值直接剪掉的想法，然而卻會造成 in-band distortion 與 out-of-band interference 的問題。為了解決此問題，windowing 與 filtering 等方法相繼被提出。Coding 是另一個常被提起的方法，找出一組 codewords 使傳送出去的峰值對平均功率比可有效降低，然而此方法卻受限於子載波之數目與調變的模式且會減低資料的傳輸率。Selective Mapping 與 Partial Transmit Sequence 是兩個被提出來比較有潛力的方法，它們可以有效的降低峰值對平均功率比且避免 in-band distortion 與 out-of-band interference 的問題，但卻需要極複雜的運算量以及需傳送額外資訊給接收端。Tone Reservation 是另一個用來降低峰值對平均功率比而不會破壞訊號本身的方法，它是利用預先保留或事先沒用到的子載波，找出適當的參數值使整體訊號的峰值對平均功率比可有效降低。Active Constellation Extension 是近年被提出來較新的方法，它的概念是改變星座圖的座標值，使得訊號可獲得一個較低的峰值對平均功率比，但卻會增加傳輸功率。

## II 作法

本計畫以適應性的方式隨時找出適當的降峰值載波來有效降低傳送訊號之峰值對平均功率比。考慮在多用戶正交分頻多工系統下，假設在每位使用者的通道狀況都已知，則可以適應性的方式來決定每位使用者可以使用哪些子載波，且每根子載波使用哪種調變模式。一般而言，每根子載波會依據通道的好壞來決定其所使用的調變模式，通道

狀況越好以越高階的調變模式來傳送較多的資料，相對的，通道狀況差則以較低階的調變模式傳送資料以避免錯誤率嚴重的上升。為了解決峰值對平均功率比很大的問題，我們選擇利用降峰值載波的方法來達到我們要求的峰值對平均功率比。而對於降峰值載波的選擇，我們則預先保留通道狀況最差的幾根子載波，不傳任何資料來做為降峰值載波。

所謂以降峰值載波的方法減低峰值對平均功率比就是在我們所有可使用的子載波裡面，先預留幾根子載波不傳任何的資訊，然後在這幾根子載波上找出適當的參數，使整體訊號的峰值對平均功率比可有效的降低。現在的問題是如何設定我們降峰值載波的參數？我們所傳送的 OFDM 基頻信號可以下式表示：

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_0^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n}, 0 \leq n \leq N-1$$

假設  $\{X_k\}$  是我們要傳送的 OFDM 頻域信號，在所有預先保留的降峰值載波都先不傳任何訊號：

$$\{X_i\} = 0, i \in A$$

$A$  代表包含所有降峰值載波的集合。因此傳輸的訊號可寫成：

$$\{X_k\} = \begin{cases} X_k, k \neq i \\ 0, k = i \end{cases}, i \in A$$

經過 IFFT 後， $x_n = IFFT\{X_k\}$ ，我們可以在  $n = p$  取樣點找到峰值

$x_p$ 。定義第  $i$  根子載波為降峰值載波且有參數值  $\alpha_i$ ，則可寫成

Peak Reduction Carrier

$$= \alpha_i \cdot C_i^{(i)}, i \in A$$

$$\{C_k^{(i)}\} = \begin{cases} 1, k = i \\ 0, k \neq i \end{cases}, i \in A$$

$\{C_k^{(i)}\}$  為一個除了在降峰值載波有值為 1 之外 ( $k=i$ ) 其餘載波都為零 ( $k \neq i$ ) 之集合。將降峰值載波加入原傳輸訊號後可以產生一組新的傳輸信號：

$$x'_n = \text{IFFT}\{X_k + \alpha_i \cdot C_k^{(i)}\} = \text{IFFT}\{X_k\} + \alpha_i \cdot \text{IFFT}\{C_k^{(i)}\} = x_n + \alpha_i \cdot c_n^{(i)}$$

我們可以在  $x'_n$  找到一個新的峰值：

$$x'_p = x_p + \alpha_i \cdot c_p^{(i)}$$

我們希望新的峰值與舊的峰值能有  $x'_p = x_p(1-\beta)$  的關係示， $\beta$  為一個我們可以調整的數值，因此降峰值載波參數  $\alpha_i$  可表示成：

$$\alpha_i = -\beta \frac{x_p}{c_p^{(i)}}$$

由於  $x_p$  與  $c_p^{(i)}$  都是已知的參數，藉由調整  $\beta$  我們可以找出適當的  $\alpha_i$  值。當我們產生了新的傳輸訊號  $x'_n$  後，須找出其峰值  $x'_{p'}$  與原訊號峰值  $x_p$  比較，而新峰值  $x'_{p'}$  與原峰值  $x_p$  不一定會在同一取樣點。如果  $x'_{p'} > x_p$ ，則重複剛才的步驟直到搜尋到適當的  $\alpha_i$  值，之後再換下一根降峰值載波重覆一樣的步驟搜尋最佳的  $\alpha_i$  值。直到所有降峰值載波都有最佳  $\alpha_i$  值且  $x'_{p'} < x_p$ ，則以新的傳輸訊號  $x'_{p'}$  輸出。

在輸送訊號的同時也必須傳送一些

額外的資訊，說明哪幾根子載波被預留為降峰值載波，在接收端只要解真正用來傳送訊號的子載波就好了。降峰值載波使用的越多可使 PAPR 值降越多，相對我們能夠使用傳送資料的子載波就被壓縮了。若我們考慮功率放大器的使用效率，則只需將 PAPR 值降到一個可容許的範圍就夠了，則可以找出降峰值載波的最小個數，也可使訊號的錯誤率 BER 不會因降峰值載波過多而增加。複雜度也是動態選擇降峰值載波會遭遇到的一個問題，傳統的機制是利用固定點的降峰值載波來使 PAPR 值下降，所以可把運算量全部轉到時域上做計算而省去的複雜的 IFFT。而動態式的降峰值載波雖較複雜卻可以使訊號在傳輸上面更有效率。然而此種方法需要通道預測技術的配合。

### III 利用都卜勒偏移 $f_D$ 作通道預測技術

在無線行動通訊中，因為通道的時變性(time-varying)以及通道估測的不完美性，所以傳送端所得到的 CSI 會有估測誤差以及過時性。在傳送端設計一套通道預測技術來得到目前的 CSI，可以解決 CSI 過時性的問題，也可以減少接收端 feedback 的 CSI 資料量，降低 feedback channel 所佔用的頻寬。我們研究的架構是估測時變通道的都卜勒偏移

$f_D$ ，希望傳送端能夠利用已經收到過時的 CSI 加上新估測的都卜勒偏移  $f_D$  來推導出未來的 CSI，這樣傳送的資料就不會被過時的 CSI 所影響。

在 OFDM 的傳輸系統中，傳送端根據 CSI 對每個子載波作 adaptive modulation 和 bit & power

allocation，以及設定作為減少 PAPR 的子載波。因此，精確的 CSI 可以增進傳輸系統的效能，但不完美的 CSI 會造成接收端 BER 增加及降低系統的效能。因此我們在傳送端設計一些方法來減少有估測誤差和過時性的 CSI 所造成的 BER 上升，也就是在傳送端設計一套通道預測技術來得到目前要傳送時的 CSI。在無線通訊中，由於反射，繞射，散射這些無線電波傳播方式的關係，使得傳送端所傳送的訊號以不同的延遲時間，振幅，相位到達接收端，造成訊號傳輸的衰減，這種效應我們稱之為通道衰減或通道效應。如果通道是非時變的，則不同時間點發射的訊號所面臨的通道則都是一樣的，可表示成：

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^L h_l e^{j\theta_l} \delta(\tau - \tau_l)$$

for all  $t$

$L$  代表多重路徑的個數， $h_l$  為第  $l$  個路徑的衰減大小(fading gain)， $\tau_l$  為第  $l$  個路徑的延遲時間， $\theta_l$  為第  $l$  個路徑的相位，其中  $\theta_l = -2\pi f_c \tau_l$ ， $f_c$  為載波頻率。

在無線行動通訊中，由於傳送端與接收端兩者有相對移動的情形，因此會有都卜勒效應(Doppler shift)。而都卜勒效應會造成通道振幅  $h_l$  和通道相位  $\theta_l$  隨時間變化，所以會形成時變通道(time-variant channel)，表示式如下：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L h_l(t) e^{j\theta_l(t)} \delta(\tau - \tau_l)$$

其中每個可解析的延遲時間路徑  $\tau_l$

的振幅與相位，都可分解成由多個（這裡假設  $M$  個）不可解析的延遲時間路徑  $\tau_{l,m}$  的振幅與相位所組成：

$$h_l(t) e^{j\theta_l(t)} = \sum_{m=1}^M C_m e^{-j2\pi f_c \tau_{l,m} + j2\pi f_{D,m}(t - \tau_{l,m})}$$

其中  $C_m$  為  $\tau_{l,m}$  的振幅， $f_{D,m}$  為第  $m$  個路徑的都卜勒頻率偏移，造成都卜勒偏移的原因是由於接收天線移動速度和入射波與行進方向的夾角會對電波產生不同的頻率偏移，關係式如下：

$$f_{D,m} = \frac{v}{c} f_c \cos \theta_m = f_D \cos \theta_m$$

$f_{D,m}$  為第  $m$  個多重路徑的都卜勒頻率偏移， $\theta_m$  為第  $m$  個多重路徑與行進方向的夾角， $v$  為移動速度， $c$  為光速， $f_D = \frac{v}{c} f$  為最大的都卜勒偏移。若  $M$  很大，根據中央極限定理可知， $h_l(t) e^{j\theta_l(t)}$  在每一個時間點都是 complex Gaussian random variable，所以  $h_l(t)$  為 Rayleigh distribution， $\theta_l(t)$  為 Uniform distribution。若我們對  $h_l(t) e^{j\theta_l(t)}$  做自相關函數的話，可以得到以下關係式：

$R(\tau) = E[h_l(t)e^{j\theta_l(t)}h_l^*(t-\tau)e^{-j\theta_l(t-\tau)}]$  導出最大的都卜勒偏移。

$$F\{R(\tau)\} = \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}} \left( \sum_{m=1}^M C_m^2 \right) J_0(2\pi f_D \tau)$$

其中  $J_0(x)$  為 Bessel function of the first kind of order zero,  $F\{\}$  為傅式轉換, 利用以上的自相關函數我們可以估測最大的都卜勒偏

$$\text{移 } f_D = \frac{v}{c} f.$$

為了使接收機有較精準的通道估測, 我們選擇指標式通道估測法來估測通道。在不同的通道環境之中, 需要不同的 pilot 編排樣式, 一般說來有兩種常見的排列方式, 一種是 block-type, 一種是 comb-type。block-type 是在一個 OFDM symbol 的載波上全部都是 pilot, 但是間隔固定幾個 OFDM symbol 才插入一次, 所以 block-type 不需要對頻率軸作內插, 但是需要對時間軸上作內插; 而 comb-type 則是在一個 OFDM symbol 的載波上間隔插入 pilot, 但是每個 symbol 上都有插入, 所以 comb-type 需要對頻率軸上作內插, 但不需要對時間軸作內插。針對 comb-type 而言, 為了使通道估測機制在時間上能做適應性 (adaptive) 的估測, 所以我們採用 LMS、RLS 演算法來做適應性的估測, 而適應性估測的起始估測值我們利用 LS 演算法求得, 以加快 LMS 與 RLS 的收斂時間, 估測完 pilot 所在的通道頻率響應後再作一維線性內插來得到整個 symbol 的通道響應。最後再求出通道的時間響應以

#### IV 結論與討論

當我們設定  $T_s$  (一個 OFDM 的 symbol time) =  $2048 \times 10^{-6}$  秒, 都卜勒偏移  $f_D = 92.6$  Hz,  $M=34$  時, 我們可以得到通道振幅  $h_l(iT_s)$  隨時間變化的情形如下圖 1: ( $i$  為 symbol no. index)。接下來我們再對  $h_l(t)e^{j\theta_l(t)}$  做自相關函數, 則可以得到近似 Bessel function of the first kind of order zero 的離散圖形, 圖 2 橫軸的 delay  $\tau = iT_s$ , 也就是單位為 symbol time。那由於我們知道 Bessel function of the first kind of order zero  $J_0(x)$  的最小值發生在  $x = 3.8317$ , 所以只要找到造成自相關函數最小值的  $i$  所在位置 (如上圖  $i=3$  為最小), 則可將  $i$  代入

$2\pi f_D iT = 3.8317$ , 如此即可求得都卜勒偏移  $f_D$  的值。而圖 3 則是每個 symbol 都作一次自相關函數來求都卜勒偏移  $f_D$ : 由圖 3 可知我們從大約第 200 個 symbol 開始估計  $f_D$  值, 估測的  $f_D$  值為 99.2 Hz, 與我們之前的設定值 92.6 Hz 相差不大, 可知此估計方法具有不錯的估測表現。接下去我們將利用此都卜勒偏移  $f_D$  做通道預測以決定降 PAPR 之載波。

Reference:

- [1] David Mottier, Damien Castelain, "A Doppler estimation for UMTS-FDD based on channel power statistics," Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th, vol. 5, pp. 3052 - 3056, Sep 1999.
- [2] A. Seyed, G. J. Saulnier, "Robust bit-loaded wireless OFDM," Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th, Sept. 2004 pp. 593 - 597 vol. 1.
- [3] S. Ye, R. S. Blum, L. J. Cimini, Jr.,

- “Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with imperfect channel information,” Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th, May 2002 Page(s):767 - 771 vol.2.
- [4] Stuber, Gordon L.” Principles of mobile communication,” Kluwer, 2001.
- [5] D. Wulich, “Definition of efficient PAPR in OFDM,” IEEE Communications Letters, Volume 9, Issue 9, Sep. 2005 Page(s):832 - 834
- [6] W.T. Chang, C.W. Chang, “Computationally Efficient Algorithm For Sub-carrier, Bit, and Power Allocation,” Department of Communication Engineering, National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan, R.O.C., Jun. 2005
- [7] R. O’Neill, L.B. Lopes, “Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC’ 95. ‘Wireless: Merging onto the Information Superhighway’., Sixth IEEE International Symposium, Volume 1, 27-29 Sept. 1995 Page(s):71 - 75 vol.1
- [8] L.J. Cimini, Jr., and N.R. Sollenberger, “Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences,” Communications, 1999. ICC ’99. 1999 IEEE International Conference, Volume 1, 6-10 June 1999 Page(s):511 - 515 vol.1
- [9] B.S. Krongold, D.L. Jones, “PAR reduction in OFDM via active constellation extension,” Broadcasting, IEEE Transactions, Volume 49, Issue 3, Sept. 2003 Page(s):258 - 268

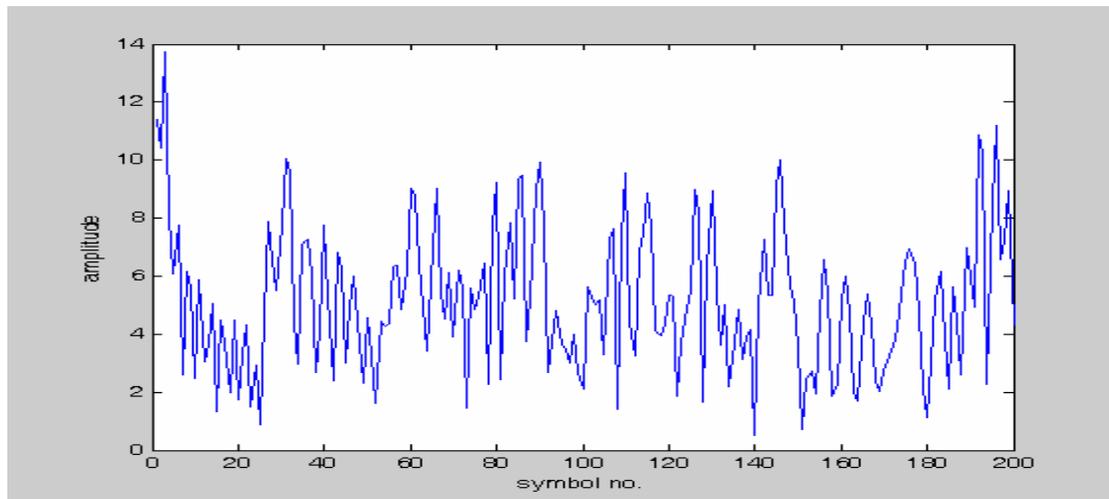


圖 1 通道振幅  $h_l(iT_s)$  隨時間變化的情形

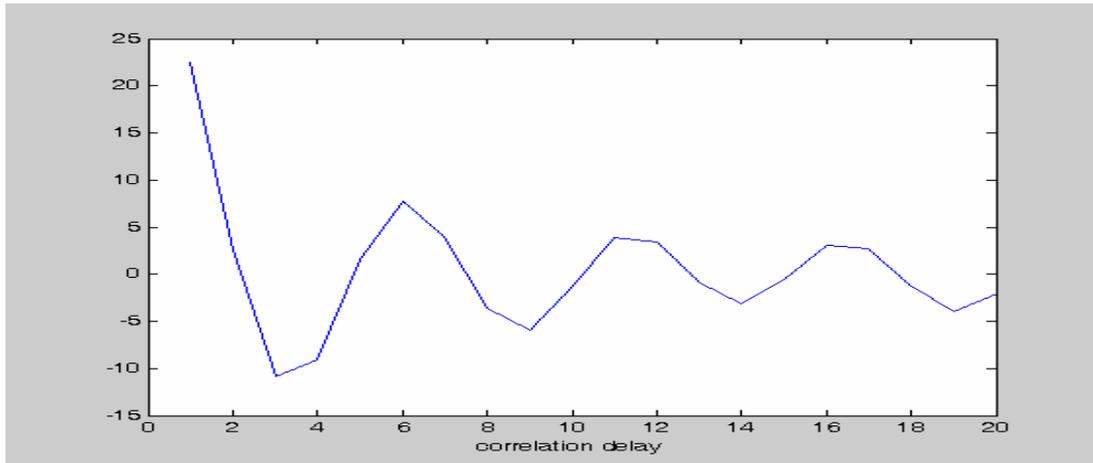


圖 2  $h_t(t)e^{j\theta_t(t)}$  自相關函數離散圖形，

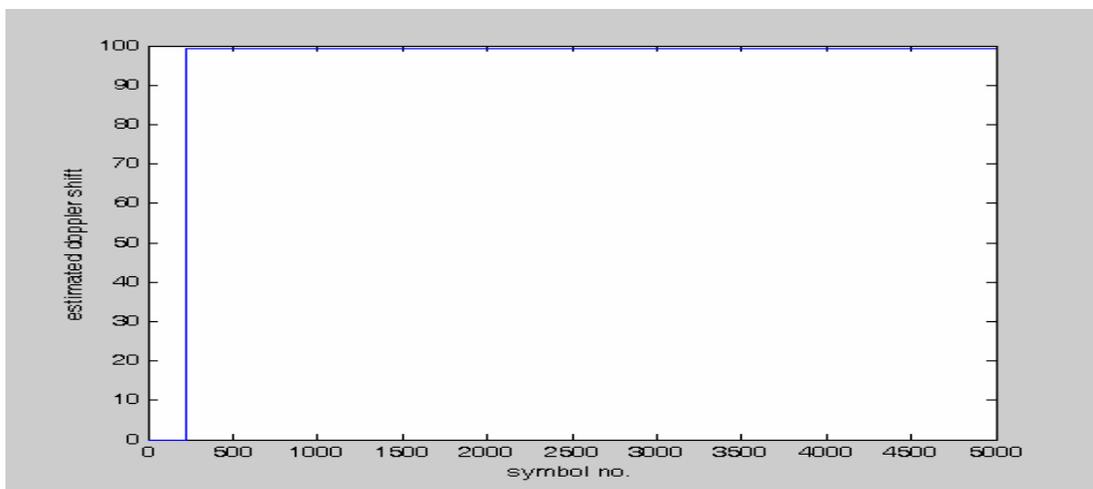


圖 3 每個symbol都作一次自相關函數來求都卜勒偏移 $f_D$