

# 行政院國家科學委員會補助專題研究計畫成果報告

## 寬頻無線區域網路基頻傳收機之調變及編碼技術研究與實現

計畫編號： NSC 92 - 2213 - E - 216 - 009  
執行期間： 92年08月01日至93年07月31日  
計畫主持人： 陳棟洲 中華大學電機工程學系

### 中文摘要

無線區域網路 IEEE 802.11a 系統是一個 BICOFDM 系統(Bit Interleaved Coded OFDM system), 利用旋積碼(convolutional codes)技術伴隨著位元交錯 (bit interleaving)來克服無線通道中之連續錯誤(burst errors), 以提高系統之整體效能(performance)。並使用高階之子載波調變技術(16-QAM 和 64-QAM)來增加資料傳輸率。在 BICOFDM 系統中要對高階子載波調變信號作軟式解碼將會是件複雜的工作。本計畫便針對 802.11a 系統之軟式解碼進行研究與探討, 提出一配合軟式解對映之軟式解碼法則。也建立一 802.11a 基頻傳收系統之 MATLAB 模擬環境, 並完成系統效能之模擬與分析。同時也完成 802.11a 系統中之 FEC 編碼器/解碼器、交錯器/解交錯器、子載波調變對映器/解對映器之 FPGA 硬體實現。並探討軟式解碼之位元計值量化位元數對系統效能與硬體複雜度之影響。

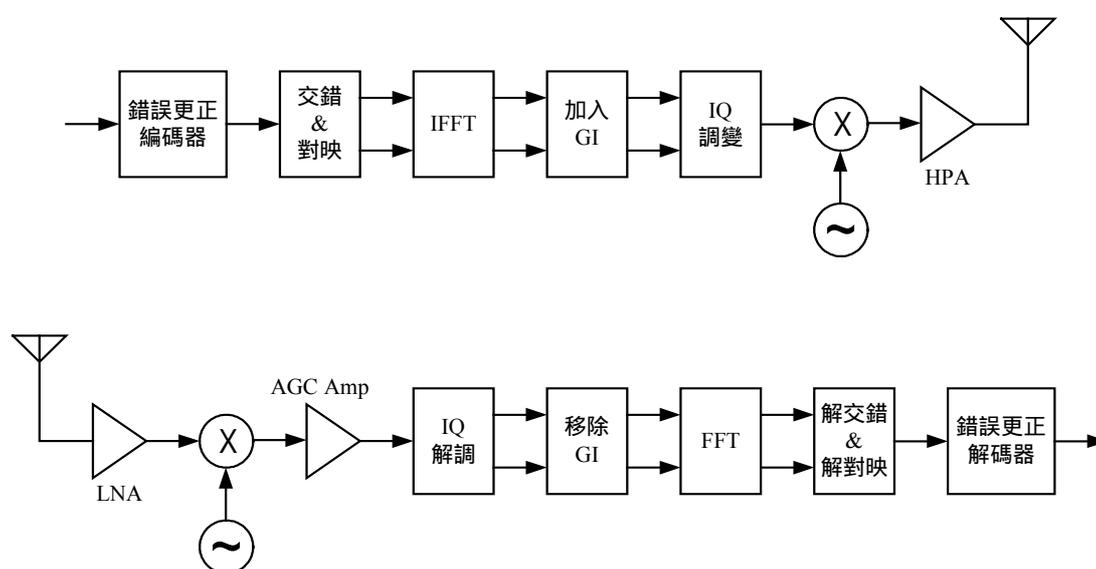
### Abstract

WLAN 802.11a system is a bit interleaved coded OFDM (BICOFDM) system. The convolutional codes are used along with bit interleaving to counter the effect of burst errors. And the high-level subcarrier modulations (16-QAM and 64-QAM) are used to increase the transmission rate. Because the interleaving is applied to the encoded bits before the multi-level modulator, the soft-decision Viterbi decoding of the received multi-level modulated signal would require joint demodulation and decoding and is therefore quite complex. In this project, the soft-decision Viterbi decoding is investigated and a soft-decision rule for 802.11a system is proposed. A MATLAB simulation environment of 802.11a baseband transceiver is completed and is used to simulate the system performance. Finally, the FPGA implementation of interleaver/deinterleaver, mapper/demapper, and FEC encoder/decoder in the transceiver is performed and tested.

**Keywords:** wireless LAN, OFDM, Viterbi decoding, soft-decision, interleaving, mapping, QAM, FPGA implementation

## 1. 簡介

無線區域網路 IEEE 802.11a [1]系統使用較無干擾之 5GHz 頻段，且採用正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)調變技術來有效解決多重路徑衰減 (multipath fading)效應以及符際干擾(ISI)問題[2、3]，實現高速且可靠的數據傳輸。傳收系統之實體層規劃如圖一所示[1]，其中錯誤更正碼使用 1/2、2/3 及 3/4 三種不同碼率(coding rate)之間空旋積碼(punctured convolutional code)，子載波調變則提供 BPSK、QPSK、16-QAM、64-QAM 四種不同之選擇 (每一子載波調變符元各含 1、2、4、6 個位元)，以 64 點之 IFFT/FFT 加 16 點之保護區間(Guard Interval, GI)完成 OFDM 調變。在資料傳輸時，每一 OFDM 符元之時間長度(time duration)為 4 $\mu$ s，其中 48 個子載波載送資料，系統依通道特性之好壞選擇適當之子載波調變方式與錯誤更正碼之碼率，提供如表一所示之 6、9、12、18、24、36、48 及 54 Mbps 之資料傳輸率(data rate)。



圖一、無線區域網路 IEEE 802.11a 傳收系統方塊圖

表一、802.11a 系統之資料傳輸率

資料傳輸率 (Mbps/sec)	子載波調變	碼率	每一子載波之編碼位元數 ( $N_{BPSK}$ )	每一 OFDM 符元之編碼位元數 ( $N_{CBPS}$ )	每一 OFDM 符元之資料位元數 ( $N_{DBPS}$ )
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

本專題計劃便針對無線區域網路 IEEE 802.11a 系統中之錯誤更正碼、交錯/解交錯、子載波調變對映/解對映等技術進行研究與探討。計劃中我們將建立一 802.11a 基頻傳收系統

之 MATLAB 模擬環境，並對系統效能做模擬與分析。同時我們也將完成系統中之間空旋積編碼器/Viterbi 解碼器、交錯器/解交錯器、子載波調變對映器/解對映器的電路設計，並以 FPGA 發展系統予以硬體實現，最後也將完成整體之硬體測試。

## 2. 軟式解碼法則

無線區域網路 IEEE 802.11a 系統是一個 BICOFDM 系統(Bit Interleaved Coded OFDM system)，利用迴旋碼(convolutional codes)技術伴隨著位元交錯 (bit interleaving)來克服無線通道中之連續錯誤(burst errors)，以提高系統之整體效能(performance)。在 802.11a 系統中，接收端將接收信號經 OFDM 解調後成為一子載波符碼(subcarrier symbol)形式之信號。在尚未做 Viterbi 解碼前，子載波信號先經解對映後再作位元解交錯(bit deinterleaving)。此目的是要將因通道所造成之連續錯誤分散，以提高 Viterbi 解碼之效能。若系統之子載波調變為 BPSK 或 QPSK，傳送端將交錯後之每一位元資料對映成一個子載波符碼之  $I$  或  $Q$  通道，則對映前後之位元與子載波符碼之  $I$  或  $Q$  通道間有一對一之關係。因此，在接收端可將接收到之子載波信號(BPSK 或 QPSK 符碼)直接作位元解交錯，以利於使用 Viterbi 軟式解碼，可進一步提高解碼效能。但是，802.11a 系統還將使用高階之 16-QAM 和 64-QAM 子載波調變技術來提高系統之資料傳輸率。如此，接收端將無法直接將所接收之子載波信號(QAM 符碼)作位元解交錯，也就無法使用傳統之軟式決策 Viterbi 解碼器(soft-decision Viterbi decoder)來對接收信號作解碼。因此，為了配合位元解交錯，接收端雖可先將子載波信號解對映成位元資料形式，再經位元解交錯，但對信號作解碼時卻只能使用硬式決策 Viterbi 解碼法(hard-decision Viterbi decoding algorithm)。如何配合位元解交錯技術來對信號作軟式決策 Viterbi 解碼以獲得相對於硬式決策 Viterbi 解碼之碼增益(coding gain)，便是本計劃之研究重點之一。我們將利用可靠度(confidence)的觀念[4、5]，試著將接收到之高階調變子載波信號解對映成同時適合位元解交錯及軟式決策 Viterbi 解碼使用之位元計值(bit metric)，來完成 802.11a 系統之軟式解碼。

對於  $M$ -ary QAM 之子載波調變對映( $M = 2^{2m}$ ， $m$  為正整數)，每一符碼含有  $k = \log_2 M = 2m$  個位元，以  $(b_0, b_1, \dots, b_{k-1})$  表示。除了 BPSK 調變只將一個位元對映至  $I$  通道(in-phase channel)外，其餘之調變對映將每一符碼中前面  $k/2$  個位元對映至  $I$  通道(in-phase channel)，後面  $k/2$  個位元對映至  $Q$  通道(quadrature channel)。即

$$s_I[i] = f(b_0, b_1, \dots, b_{\frac{k}{2}-1}) = f(b_0, b_1, \dots, b_{m-1})$$

$$s_Q[i] = f(b_{\frac{k}{2}}, b_{\frac{k}{2}+1}, \dots, b_{k-1}) = f(b_m, b_{m+1}, \dots, b_{2m-1})$$

則對映後之符碼便以複數形式表示為  $s[i] = s_I[i] + js_Q[i]$ ，其中以  $i$  表示此符碼為一個 OFDM 符碼中之第  $i$  個子載波， $s_I[i]$ 、 $s_Q[i] \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(2^m - 1)\}$ 。接著，每 48 個載有資料之子載波符碼，再加上 4 個子載波載送導頻(pilot)信號，以 64 點 IFFT 運算加上 16 點循環前置(cyclic prefix)區段來完成 OFDM 調變，最後經由射頻電路將信號傳送出去。

假設系統之循環前置區段可完全消除系統之 ISI (Inter OFDM Symbol Interference)以及 ICI (Inter Channel Interference)，且完成信號的同步(synchronization)和通號的預估(channel estimation)，則在接收端之 OFDM 解調後之子載波信號可表示成

$$r[i] = G_i s[i] + w[i]$$

其中  $G_i$  為通道之頻率響應在第  $i$  個子載波通道之複數係數， $w[i]$  為變異數(variance)  $\sigma^2 = N_0$  之複數 AWGN 信號。之後，再將子載波信號等化(只需使用 one-tap equalizer)成

$$y[i] = r[i]/G_i = s[i] + w[i]/G_i = s[i] + w'[i] = (s_I[i] + w_I'[i]) + j(s_Q[i] + w_Q'[i]) = y_I[i] + jy_Q[i]$$

其中  $w'[i] = w_I'[i] + jw_Q'[i]$  仍是一複數 AWGN 信號，但其變異數為  $\sigma_i^2 = \sigma^2/|G_i|^2 = N_0/|G_i|^2$ 。若通道只考慮 AWGN，則所有子載波通道之  $G_i$  皆為 1，子載波信號可簡化成

$$y[i] = r[i] = s[i] + w[i] = (s_I[i] + w_I[i]) + j(s_Q[i] + w_Q[i]) = y_I[i] + jy_Q[i]$$

在 BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) 系統中，若要對高階子載波調變信號作軟式解碼，往往使得硬體製作變得非常的複雜[6、7]，對於 BICOOFDM 系統也不例外。在參考文獻[8]中，Zehavi 針對 8-PSK BICM 系統，提出一個將位元計值的產生(bit metric generation)從 Viterbi 解碼中分離出來的次佳(sub-optimal)軟式解碼方法，可有效降低 BICM 系統之軟式解碼之複雜度。對於 802.11a 系統，我們也將位元計值的產生從 Viterbi 軟式解碼中分離出來，且位元計值的計算直接由子載波調變解對映完成。接下來的重要工作便是如何將所接收之子載波符碼信號作軟式決策(soft-decision)解對映成最適合 Viterbi 軟式解碼之位元計值。

對於每一個完成 OFDM 解調以及等化之後的子載波符碼  $y[i] = y_I[i] + jy_Q[i]$ ，可分成  $I$  與  $Q$  成份(component)之符碼。根據最大可能性準則 (maximum likelihood criterion)，接收符碼之硬式決策為

$$\hat{s}_I[i] = \arg \left\{ \max_{s_I[i]} P(y_I[i] | s_I[i]) \right\}$$

$$\hat{s}_Q[i] = \arg \left\{ \max_{s_Q[i]} P(y_Q[i] | s_Q[i]) \right\}$$

再將硬式決策之符碼做硬式解對映成位元形式

$$(\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_{m-1}) = (\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_{\frac{k}{2}-1}) = f^{-1}(\hat{s}_I[i])$$

$$(\hat{b}_m, \hat{b}_{m+1}, \dots, \hat{b}_{2m-1}) = (\hat{b}_{\frac{k}{2}}, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_{k-1}) = f^{-1}(\hat{s}_Q[i])$$

則解對映後之位元資料便可執行位元解交錯以及 Viterbi 解碼，但 Viterbi 解碼只可做硬式解碼。

為了要使用軟式決策 Viterbi 解碼來提高系統之效能，勢必要將接收符碼軟式解對映至位元形式以符合位元解交錯之執行。首先將子載波調變對映之星狀圖中所有符碼(constellation)相對於每一位元區分成“0”與“1”兩個區域之集合[7]，分別以符號  $S_j^{(0)}$  與  $S_j^{(1)}$  表示， $j = 0, 1, \dots, \text{或}(k-1)$ 。以 16-QAM 為例， $S_j^{(0)}$  與  $S_j^{(1)}$  之劃分如圖二所示。對於傳送位元  $b_j$  分別為 0 或 1 時，接收到  $y[i]$  之最大可能機率(maximum likelihood probability)分別為

$$P_0(b_j) = \max_{\alpha \in S_j^{(0)}} \{P(y[i] | s[i] = \alpha)\}$$

$$P_1(b_j) = \max_{\alpha \in S_j^{(1)}} \{P(y[i] | s[i] = \alpha)\}$$

其中

$$\begin{aligned} P(y[i] | s[i] = \alpha) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp \left\{ -\frac{|y[i] - \alpha|^2}{2\sigma_i^2} \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp \left\{ -\frac{(y_I[i] - \alpha_I)^2 + (y_Q[i] - \alpha_Q)^2}{2\sigma_i^2} \right\} \end{aligned}$$

我們可將  $P_0(b_j)$  和  $P_1(b_j)$  取自然對數值(natural logarithm)並做線性轉換

$$\begin{aligned} m_0(b_j) &= \min_{\alpha \in S_j^{(0)}} \left\{ -\left[ \log P(y[i] | s[i] = \alpha) + \log(\sqrt{2\pi}\sigma_i) \right] 2\sigma_i^2 \right\} \\ &= \min_{\alpha \in S_j^{(0)}} \left\{ (y_I[i] - \alpha_I)^2 + (y_Q[i] - \alpha_Q)^2 \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} m_1(b_j) &= \min_{\alpha \in S_j^{(1)}} \left\{ -\left[ \log P(y[i] | s[i] = \alpha) + \log(\sqrt{2\pi}\sigma_i) \right] 2\sigma_i^2 \right\} \\ &= \min_{\alpha \in S_j^{(1)}} \left\{ (y_I[i] - \alpha_I)^2 + (y_Q[i] - \alpha_Q)^2 \right\} \end{aligned}$$

轉換後之  $m_0(b_j)$  和  $m_1(b_j)$  稱之為歐氏距離計值 (Euclidean distance metrics) [9]。其實歐氏距離計值便是適用於軟式決策 Viterbi 解碼之位元計值，而且此計值  $m_0(b_j)$  和  $m_1(b_j)$  個別屬於各位元  $b_j$ ，也符合位元解交錯之執行。由於  $M$ -ary QAM 子載波符碼可被區分為  $I$ -channel 與  $Q$ -channel 兩部份分別做解對映。屬於  $I$ -channel 之位元  $b_j, j = 0, 1, \dots, (m-1)$ ，其歐氏距離計值為

$$m_0(b_j) = \min_{\alpha_I \in \text{Re}\{S_j^{(0)}\}} \{(y_I[i] - \alpha_I)^2\}$$

$$m_1(b_j) = \min_{\alpha_I \in \text{Re}\{S_j^{(1)}\}} \{(y_I[i] - \alpha_I)^2\}$$

屬於  $Q$ -channel 之位元  $b_j, j = m, (m+1), \dots, (2m-1)$ ，其歐氏距離計值為

$$m_0(b_j) = \min_{\alpha_Q \in \text{Im}\{S_j^{(0)}\}} \{(y_Q[i] - \alpha_Q)^2\}$$

$$m_1(b_j) = \min_{\alpha_Q \in \text{Im}\{S_j^{(1)}\}} \{(y_Q[i] - \alpha_Q)^2\}$$

其中  $\text{Re}\{S_j^{(0)}\}$ 、 $\text{Re}\{S_j^{(1)}\}$ 、 $\text{Im}\{S_j^{(0)}\}$  和  $\text{Im}\{S_j^{(1)}\}$  分別為集合  $S_j^{(0)}$  和  $S_j^{(1)}$  中之符碼的實部 (real part) 值與虛部 (imaginary part) 值所成之集合。對於每一個位元  $b_j$ ，都需將其距離計值  $m_0(b_j)$  和  $m_1(b_j)$  經由位元解交錯後供 Viterbi 解碼之用。為了降低在位元解交錯時需載送距離計值  $m_0(b_j)$  和  $m_1(b_j)$  之記憶體空間，我們進一步對距離計值  $m_0(b_j)$  和  $m_1(b_j)$  做修正與推導，最後轉換得到新的距離計值為

$$m'_c(b_j) = \begin{cases} 0 & c = \hat{b}_j \\ \min_{\alpha_I \in \text{Re}\{S_j^{(c)}\}} \left\{ \frac{(\hat{s}_I[i] - \alpha_I)^2 + 2\hat{n}_I[i](\hat{s}_I[i] - \alpha_I)}{4} \right\} & c = 1 - \hat{b}_j \end{cases}$$

或

$$m'_c(b_j) = \begin{cases} 0 & c = \hat{b}_j \\ \min_{\alpha_Q \in \text{Im}\{S_j^{(c)}\}} \left\{ \frac{(\hat{s}_Q[i] - \alpha_Q)^2 + 2\hat{n}_Q[i](\hat{s}_Q[i] - \alpha_Q)}{4} \right\} & c = 1 - \hat{b}_j \end{cases}$$

其中， $\hat{b}_j$  為傳送位元  $b_j$  之硬式解對映值。如此，相對於傳送位元  $b_j$ ，原本將對  $(m_0(b_j), m_1(b_j))$  執行位元解交錯，修正後則只需對  $(\hat{b}_j, m'_{\hat{b}_j}(b_j))$  執行位元解交錯，將可大幅減少位元解交錯之硬體複雜度，對於 Viterbi 解碼器也可減少表示位元計值之位元數，進而降低解碼器之複雜度。以系統之 QPSK、16-QAM、與 64-QAM 調變對映為例，軟式決策之歐氏距離計值  $m_c(b_j)$  與修正後歐氏距離計值  $m'_c(b_j)$  分別如表二至表四所示。

表二、QPSK 之軟式決策歐氏距離計值  $m'_c(b_j)$

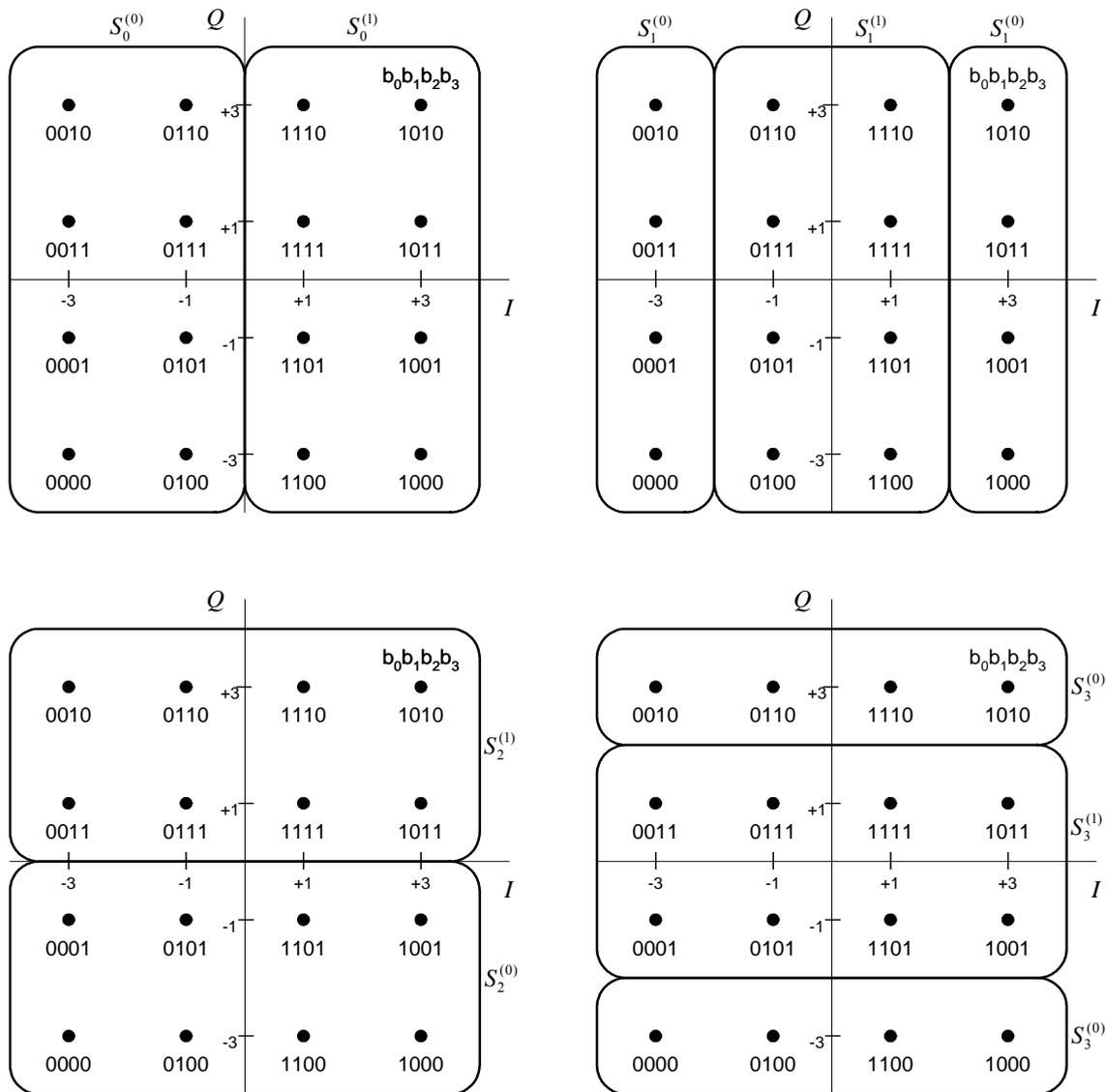
$y_I[i] = x$ (or $y_Q[i] = x$ )	$m'_0(b_0)$ (or $m'_0(b_1)$ )	$m'_1(b_0)$ (or $m'_1(b_1)$ )
$x \leq 0$	0	$-x$
$x > 0$	$x$	0

表三、16-QAM 之軟式決策歐氏距離計值  $m'_c(b_j)$

$y_I[i] = x$ (or $y_Q[i] = x$ )	$m'_0(b_0)$ (or $m'_0(b_2)$ )	$m'_1(b_0)$ (or $m'_1(b_2)$ )	$m'_0(b_1)$ (or $m'_0(b_3)$ )	$m'_1(b_1)$ (or $m'_1(b_3)$ )
$x \leq -2$	0	$-2x - 2$	0	$-x - 2$
$-2 < x \leq 0$	0	$-x$	$x + 2$	0
$0 < x \leq 2$	$x$	0	$-x + 2$	0
$x > 2$	$2x - 2$	0	0	$x - 2$

表四、64-QAM 之軟式決策歐氏距離計值  $m'_c(b_j)$

$y_I[i] = x$ (or $y_Q[i] = x$ )	$m'_0(b_0)$ (or $m'_0(b_3)$ )	$m'_1(b_0)$ (or $m'_1(b_3)$ )	$m'_0(b_1)$ (or $m'_0(b_4)$ )	$m'_1(b_1)$ (or $m'_1(b_4)$ )	$m'_0(b_2)$ (or $m'_0(b_5)$ )	$m'_1(b_2)$ (or $m'_1(b_5)$ )
$x \leq -6$	0	$-4x - 12$	0	$-2x - 10$	0	$-x - 6$
$-6 < x \leq -4$	0	$-3x - 6$	0	$-x - 4$	$x + 6$	0
$-4 < x \leq -2$	0	$-2x - 2$	$x + 4$	0	$-x - 2$	0
$-2 < x \leq 0$	0	$-x$	$2x + 6$	0	0	$x + 2$
$0 < x \leq 2$	$x$	0	$-2x + 6$	0	0	$-x + 2$
$2 < x \leq 4$	$2x - 2$	0	$-x + 4$	0	$x - 2$	0
$4 < x \leq 6$	$3x - 6$	0	0	$x - 4$	$-x + 6$	0
$x > 6$	$4x - 12$	0	0	$2x - 10$	0	$x - 6$

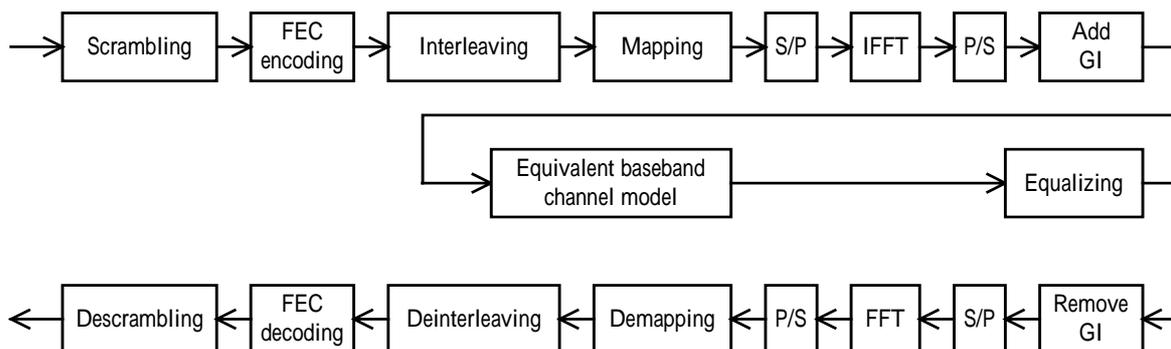


圖二、16-QAM 之位元決策劃分

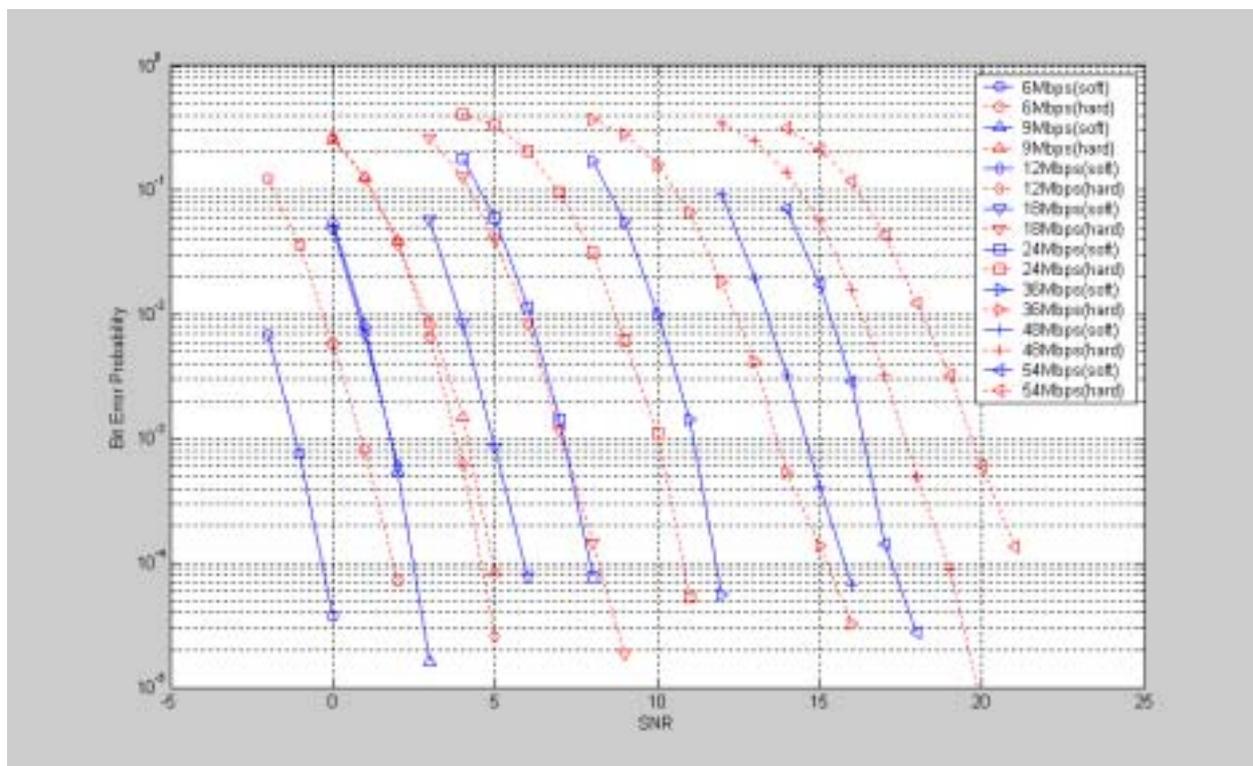
### 3. 系統效能之模擬與分析

針對無線區域網路 IEEE 802.11a 之系統效能的探討與分析，我們依據系統之標準，以 MATLAB 軟體建立一基頻傳收系統之模擬環境來對系統進行效能之模擬與分析。MATLAB

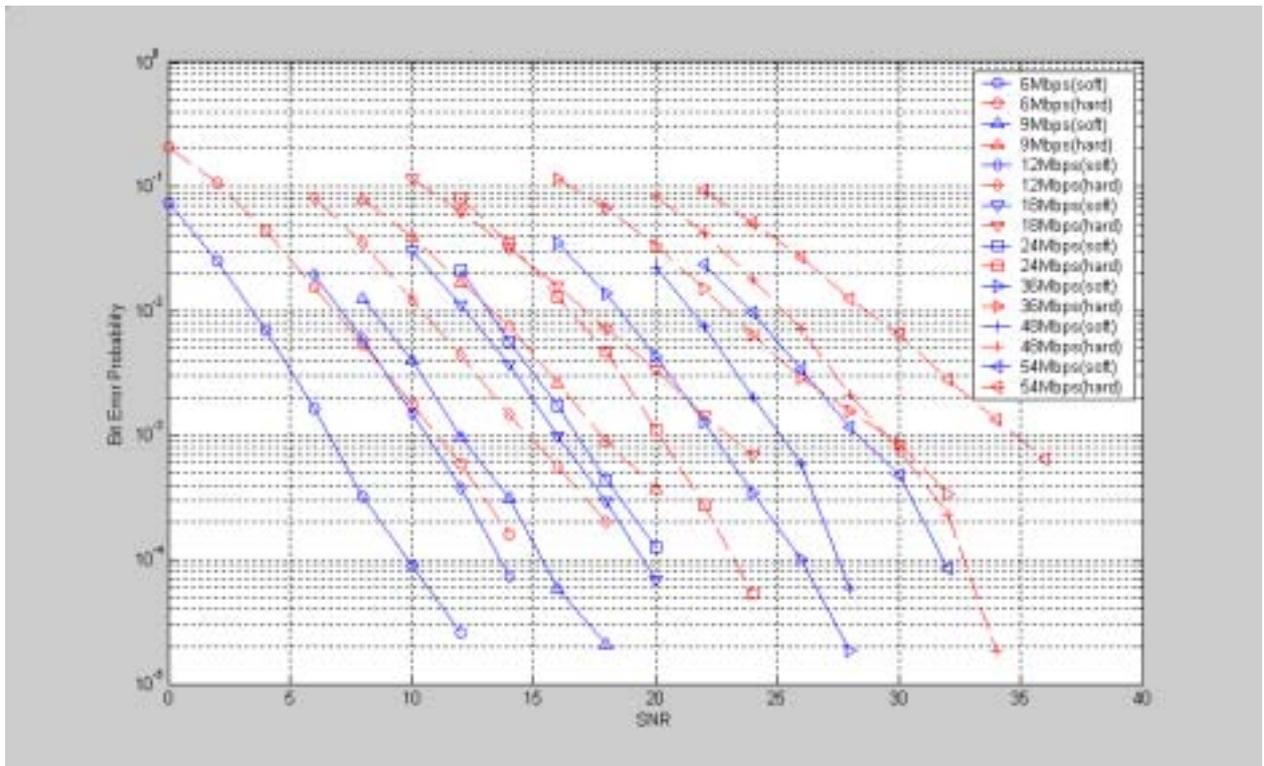
模擬環境之架構如圖三所示。其中，等效基頻通道模型(equivalent baseband channel model)採用 IEEE 802.11a 工作小組在 1997 年針對 5GHz 的無線區域網路所訂定供參考之通道模型 [10]。此通道模型為一 Exponential Decay Rayleigh Fading (EDRF) Channel。我們依據前一節所提出之子載波軟式解對映以及軟式解碼法則，針對系統所提供的 8 種資料傳輸速率模式，進行系統效能模擬。首先，只考慮 AWGN 通道，使用硬式解碼與軟式解碼之系統效能模擬如圖四所示。接著，Exponential Decay Rayleigh Fading Channel 被考量，其系統效能如圖五所示。從系統效能模擬結果來看，相較於硬式解碼，系統在 AWGN 通道下，位元錯誤率在  $10^{-4}$  時，使用軟式解碼可獲得 2.4dB ~ 4.2dB 之碼增益。在 EDRF 通道下，使用軟式解碼則可獲得 4.8dB ~ 8.8dB 之碼增益。



圖三、系統模擬環境

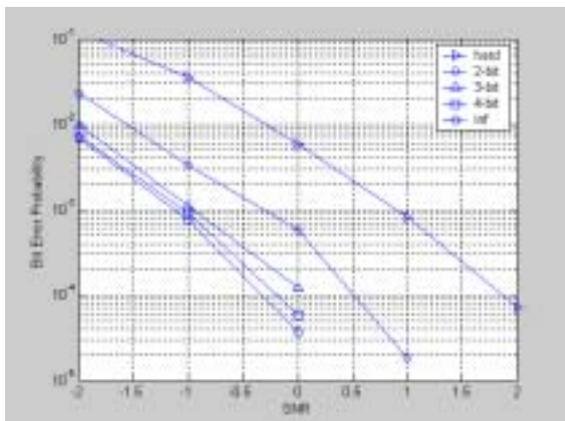


圖四、Performance of WLAN 802.11a system over EDRF channel

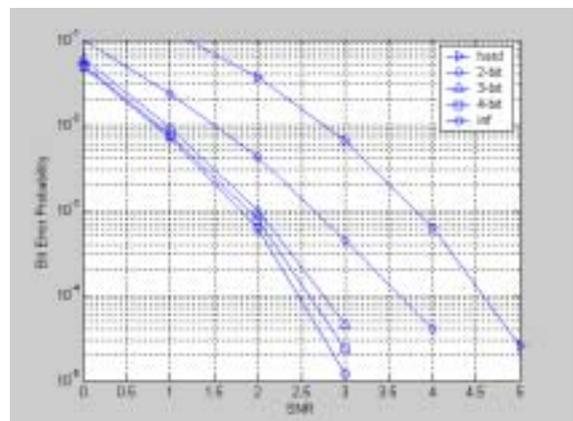


圖五、Performance of WLAN 802.11a system over EDRF channel

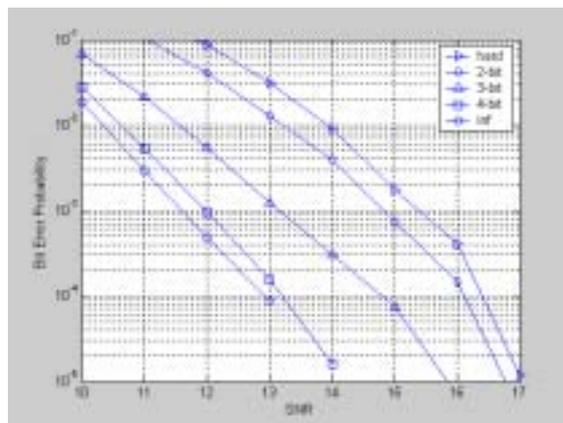
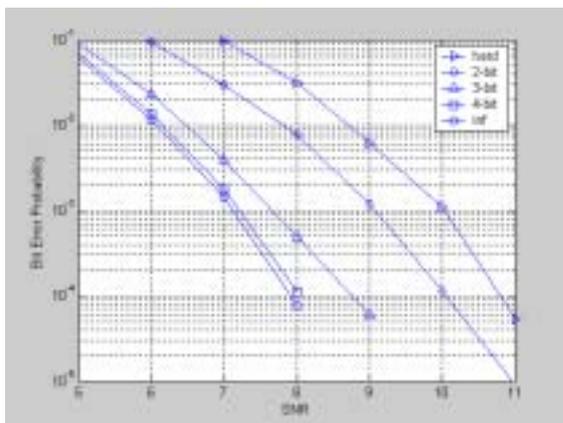
相較於硬式解碼，使用軟式解碼可提升不少系統效能。但進行軟式解碼時，其位元計值(bit metric)之量化位元數除了影響系統效能外，也將嚴重影響到硬體實現時之 Viterbi 解碼器、解交錯器、以及子載波解對映器之硬體複雜度。因此，我們將先對軟式解碼之不同位元計值量化位元數對系統效能的影響進行模擬與分析。我們考量系統在 AWGN 通道下，選擇碼率為 1/2 之旋積碼，分別對硬式解碼、理想之無限量化位元軟式解碼、以及量化位元數為 2、3、4 三種不同之軟式解碼進行系統效能之模擬。系統在 BPSK、QPSK、16-QAM、和 64-QAM 四種不同之子載波調變下，系統解碼效能模擬結果分別如圖六至圖九所示。不同位元計值量化位元數之軟式解碼對硬式解碼所獲得之碼增益整理如表五所示。結果顯示，3 與 4 個量化位元之軟式解碼皆可得到不錯之系統效能。在硬體實現方面 4 位元量化之軟式解碼將比 3 位元量化之軟式解碼的硬體複雜度高，是否增加硬體複雜度換取較佳的解碼器效能，必須對兩者之硬體複雜度和效能做進一步之評估與比較。



圖六、軟式解碼之量化位元數模擬(BPSK)



圖七、軟式解碼之量化位元數模擬(QPSK)



圖八、軟式解碼之量化位元數模擬(16QAM) 圖九、軟式解碼之量化位元數模擬(64QAM)

表五、不同量化位元數之軟式解碼對硬式解碼之碼增益(BER  $P_b = 10^{-4}$ )

量化位元數	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
2	1.35 dB	0.95 dB	0.7 dB	0.3 dB
3	1.75 dB	1.85 dB	2.05 dB	1.6 dB
4	2.05 dB	2 dB	2.75 dB	3.2 dB
inf	2.2 dB	2.1 dB	2.9 dB	3.5 dB

#### 4. 硬體實現與測試

我們依據 802.11a 系統之標準以及前面所提出之子載波軟式解對映以及軟式解碼法則，使用 VHDL 硬體描述語言分別完成編碼器/解碼器、交錯器/解交錯器、以及子載波調變對映器/解對映器之電路設計，再利用 Synplify Pro 軟體合成電路，以 Altera 公司的 Quartus 軟體對合成後之電路進行模擬與驗證，最後以 Altera 公司 APEX 系列 EP20K1500EBC652-1X 可程式化邏輯陣列(FPGA)晶片之發展板完成硬體實現[11、12]。其中，接收端之解對映器、解交錯器、和解碼器之硬體複雜度將因軟式解碼之位元計值的量化位元數而有所不同。我們針對量化位元數為 3 位元和 4 位元完成電路設計和硬體複雜度(邏輯閘數)比較，其結果如表六所示。整體而言，4 位元之軟式解碼相較於 3 位元之軟式解碼，將多付出 15.6%之硬體複雜度。將此結果與前一節之系統效能分析結果，提供電路設計者做參考。

表六、解對映器、解交錯器、和解碼器之硬體複雜度

位元計值之量化位元數	解對映器	解交錯器	解碼器
3 位元	108 gates	36180 gates	49488 gates
4 位元	144 gates	41448 gates	57564 gates

#### 5. 結果與討論

無線區域網路 IEEE 802.11a 系統是一 BICOFDM 系統，如何在 BICOFDM 系統中對高階子載波調變信號作軟式決策 Viterbi 解碼被研究與探討。我們針對 802.11a 系統提出了一個軟

式解碼之決策法則。我們也依據系統之標準，以 MATLAB 軟體建立一基頻傳收系統之模擬環境來對系統進行效能之模擬與分析。依據我們所提出之軟式解碼法則，針對系統所提供的 8 種資料傳輸速率模式，完成系統效能之模擬。結果顯示，相較於硬式解碼，系統在 AWGN 通道下，位元錯誤率在  $10^{-4}$  時，使用軟式解碼可獲得 2.4dB ~ 4.2dB 之碼增益。在 EDRF 通道下，使用軟式解碼則可獲得 4.8dB ~ 8.8dB 之碼增益。另外，我們也針對系統採用軟式解碼時，不同的位元計值(bit metric)量化位元數對系統效能以及系統之硬體複雜度的影響進行模擬分析與評估。採用不同的位元計值量化位元數之軟式解碼在 BPSK、QPSK、16-QAM、和 64-QAM 四種不同之子載波調變下，其系統效能的影響分別如圖六至圖九以及表六所示。結果顯示，子載波調變為 BPSK 和 QPSK 時，位元計值採用 3 個與 4 個位元之軟式解碼皆可得到不錯之系統效能。但子載波調變為 16-QAM 和 64-QAM 時，4 位元之軟式解碼方能得到較好之系統效能。在硬體複雜度的影響方面，在接收端之解對映器、解交錯器和解碼器之整體複雜度，使用 4 位元之軟式解碼相較於 3 位元之軟式解碼，將多付出約 15.6%之硬體複雜度。本計畫針對無線區域網路 IEEE 802.11a 系統之軟式決策 Viterbi 解碼對系統效能和硬體實現的影響進行模擬、評估與分析，將結果提供給電路設計者做參考。

## 參考文獻

- [1] IEEE 802.11a, *IEEE standard for wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications*, supplement to standard 802.11 part II: *wireless LAN*, New York, 1999.
- [2] Richard van Nee and Ramjee Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Boston: Artech House, 2000.
- [3] Marc Engels, *Wireless OFDM Systems: How to make them work?*, Boston: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [4] Thomas May, Hermann Rohling, and Volker Engels, "Performance analysis of Viterbi decoding for 64-DAPSK and 64-QAM modulated OFDM signals," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 46, No. 2, pp. 182-190, Feb. 1998.
- [5] Kaushik Barman, K. Sriram, and V.U. Reddy, "Performance of a sub-optimal metric for soft-decision Viterbi with bit interleaving in OFDM based systems," *TENCON 2003*, Vol. 1, pp. 151-154, 15-17 Oct. 2003.
- [6] Xiaodong Li, Aik Chindapol, and James A. Ritcey, "Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8PSK signaling," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 50, No. 8, pp. 1250-1257, Aug. 2002.
- [7] Filippo Tosato and Paola Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2," *IEEE International Conference on Communications (ICC 2002)*, Vol. 2, pp. 664-668, 28 April - 2 May 2002.
- [8] E. Zehavi, "8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 40, No. 5, pp. 873-884, May 1992.
- [9] John G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 2001.
- [10] Naftali Chayat, "Updated submission template for TGa - revision 2," *IEEE P802.11 Wireless LANs*, March 1998.
- [11] 周良昌, "適用於無線區域網路 802.11a 之 Viterbi 解碼器硬體實現", 中華大學碩士論文, 2004
- [12] 張建緯, "無線區域網路 802.11a 之交錯/解交錯與子載波調變對映/解對映技術之研究與實現", 中華大學碩士論文, 2004