

低密度同位檢查碼輔助等化器之研究

黃永發

朝陽科技大學網路與
通訊研究所

e-mail :

yfahuang@cyut.edu.tw

葉正誠

朝陽科技大學網路與
通訊研究所

e-mail :

s9430611@cyut.edu.tw

楊政穎

台北市立教育大
學資訊科學系

e-mail :

cyang@cyut.edu.tw

摘要

在無線通訊環境中，訊號經由多重路徑(multipath)傳輸，容易受到干擾源影響而產生失真。為了提升傳輸訊號的可靠性，可以應用通道編碼機制(channel coding)以及等化器(equalizer)來降低訊號失真。本文針對結合低密度同位檢查碼(Low Density Parity Check Code: LDPC)與等化器之無線通訊系統架構，探討此系統架構在瑞雷衰退(Rayleigh fading)通道，以及萊斯衰退(Rician fading)通道環境下效能分析之研究。

由於低密度同位檢查碼效能逼近沈農極限(Shannon limit)，應用在較低的訊雜比(signal to noise ratio: SNR)環境下可以達到較低的位元錯誤率(bit error rate: BER)。同時，等化器可以降低多重路徑對傳輸訊號所造成的影響，補償訊號失真。由模擬結果可知，我們提出以低密度同位檢查碼輔助等化器之系統架構，不僅可以降低雜訊對傳輸訊號的干擾，而且在瑞雷或萊斯衰退通道中也可以獲得效能改善。此外，利用低密度同位檢查碼產生所需的參考訊號，來取代一般的訓練序列(training sequence)，可以提高頻寬使用率。

關鍵詞：多重路徑、等化器、低密度同位檢查碼、萊斯衰退通道、沈農極限定理。

Abstract

In a wireless communication environment, the signals are transmitted by means of multipath transmission. Hence, the transmitted signals easily are interfered with noisy which leads to signal distortions. For a reliable communication, channel coding scheme and equalizer could be applied to diminish distortions. In this paper, a low density parity check code-aided equalizer is proposed. The performance is

evaluated in which Rayleigh and Rician fading channels.

LDPC code (LDPC) can provide an excellent performance which is extremely close to Shannon limit. Therefore, LDPC code can provide an extremely small error probability in the system which needs a lower transmitted power (lower SNR). Equalizer can decrease the distortions caused by multipath transmission. In simulation results, LDPC code-aided equalizer decreases the impairment caused by noise according to the performance in Rayleigh and Rician fading channels. For increasing bandwidth efficiency, this work could be considered as a blind equalizer.

Keywords: Multipath, Equalizer, LDPC, Rician fading channel, Shannon limit theorem.

1. 前言

在無線通訊系統中，傳送的訊號會受到障礙物、地形或大氣等等的影響。此時接收端會接收到許多經由不同路徑傳送而來的訊號，此現象稱為多重路徑傳輸[1]。多重路徑傳輸會導致傳送訊號失真，在接收端加上等化器可以還原正確訊號，減少傳輸錯誤[1]。等化器藉由更新權重係數(tap weight)的方式，將參考訊號(desired signal)和接收訊號之間的均方誤差(mean square error: MSE)調整到最小，也就是最小均方誤差(minimum mean square error: MMSE)[2,3]。若是依據參考訊號類型來分類，等化器可以分為訓練序列輔助等化器和盲目等化器(blind equalizer)兩種。訓練序列輔助等化器必須定時地傳送一組訓練序列，在固定週期內傳送一組傳送端與接收端都已知的訊號，利用這個訊號來更新等化器權重係數[4]。缺點是需要額外傳送訓練序列所需的頻寬，而且無法追蹤具有時變特性的無線通道。因此，訓練序列輔助等化器不適用在無線通訊環境下。此外，還有一種利用取得傳輸訊號的

統計資料作為參考訊號的盲目等化器[3,5]。此類等化器需要取得大量的接收訊號後才能計算出統計資料。若接收訊號與原訊息訊號沒有相關性，盲目等化器容易估計錯誤。基本的盲目等化器是結合通道編碼機制取得所需的參考訊號，不需額外的傳送頻寬。這樣不但節省傳輸頻寬，還可以追蹤具有時變特性的傳輸通道。因此，為了可以在時變的無線環境下可靠地傳輸訊號，編碼輔助等化器已被廣泛研究[2,6]。編碼輔助等化器隨著傳輸訊號更新所需的參考訊號，而這個參考訊號是由通道編碼機制產生。等化器在運作時，最重要的是等化器演算法。系統效能與等化器的收斂率取決於等化器演算法。目前有一些已發展的演算法，例如平方和誤差(squared sum error)演算法以及絕對和誤差(absolute sum error)演算法等等。另外還有使用線性的最小均方誤差(least mean square error)演算法與遞迴式最小平方誤差(recursive least square error)演算法去估計通道脈衝響應，這些等化器演算法在[3,6-8]都已經被廣泛地應用。

另外，無線通道中的雜訊使得傳輸訊號產生錯誤。雖然可以藉由增強傳輸訊號功率去降低雜訊的干擾來降低錯誤率，但是卻會提高成本。因此，在實際系統設計時，通常會限定位元訊號能量對雜訊功率頻譜密度比值(訊雜比)。因此，在固定訊雜比的前提下，使用錯誤控制碼可以降低錯誤率[9]。錯誤控制碼種類繁多，以下概略地介紹幾種方法[10-12]。錯誤控制碼具有偵測與更正錯誤的功能，可以提供傳輸訊號抵抗雜訊的能力，將出現錯誤的訊號更正。在沈農雜訊編碼理論中，定義了一個理論極限，說明了當資料傳輸率小於通道容量時，編碼系統在最小訊雜比需求下，仍然可以達到最小錯誤率，稱為沈農極限[13]。在1993年，Berrou、Glavieux 和 Thitimajshima 提出了一個通道編碼機制，稱為渦輪碼(turbo code)，並且經由實驗模擬證實其效能能夠逼近沈農極限[14]。然而，除了渦輪碼之外，由 Gallager 提出的低密度同位檢查碼，是另一個效能也能夠逼近沈農極限的錯誤控制碼[15,16]。低密度同位檢查碼若經由適當的設計，其效能更優於渦輪碼[16]。由於低密度同位檢查碼可以提供優異的抗雜訊效能，本文提出低密度同位檢查碼輔助等化器的系統架構，預期在無線傳輸環境中，可以有效地降低錯誤率，提高系統效能。

低密度同位檢查碼是線性區塊碼(linear

block code)的一種。線性區塊碼是利用生成矩陣(generator matrix)將來源訊息(source message)編碼，再利用同位檢查矩陣(parity check matrix)解碼。低密度同位檢查碼是藉由一個稀疏的(sparse)同位檢查矩陣來建構[12]。因為同位檢查矩陣中的非零元素很少，因此經由此矩陣所建構出的碼稱為低密度同位檢查碼。在低密度同位檢查碼分類中，若是以同位檢查矩陣中的行權重或列權重相同與否來區分，可以分為規律式(regular)和非規律式(irregular)低密度同位檢查碼[12]。若是依照不同架構的低密度同位檢查矩陣來區分的話，可以分為隨機型(random)和結構型(structured)低密度同位檢查碼[12]。一般而言，隨機型低密度同位檢查碼的效能優於結構型低密度同位檢查碼，但是編碼複雜度比較高。

在數位無線通訊系統中，傳輸訊號會受到雜訊的影響，利用通道編碼機制可以降低訊號錯誤的產生。另外在無線通訊環境中最常見的就是多重路徑干擾。多重路徑干擾會使訊號產生失真，應用等化器可以降低訊號的失真。為了提升通訊系統在無線傳輸環境下的效能，本文結合通道編碼機制以及等化器作為系統架構。

本文架構如下：前言介紹無線通訊系統的訊號傳輸環境。包括衰減、雜訊和多重路徑干擾等等，並且利用相關數學模型來說明無線傳輸通道的統計特性。系統描述針對系統架構的每一個部分進行說明，包括通道編碼機制以及等化器。接著在模擬結果的部分中，設定系統架構參數並進行電腦模擬。最後給予本研究一個結論。

2. 系統描述

為了分析無線通訊系統的效能，首先必須瞭解訊號傳輸環境。無線通訊系統的傳輸環境是無線電通道，所以訊號會經過許多不同傳輸路徑後到達接收端。由於多重路徑傳輸的影響，接收訊號會產生失真導致系統效能降低。因此在無線通道中，除了白高斯雜訊(additive white Gaussian noise: AWGN)之外，還必須考慮衰退因數(fading factor)才能定義出合適的通道模型。一般而言，無線通道特性並不固定，而且會隨著時間改變。衰退因數可以用來描述傳輸訊號功率受到多重路徑影響而隨著時間改變的特性。同時，為了降低雜訊通道對訊號的干擾，在傳送端加入通道編碼機制以提

升系統效能[9]。通道編碼機制是針對訊號經由雜訊通道傳輸後可能導致的失真而進行還原的程序。由於接收訊號功率受到衰退因數的影響而改變，因此導致接收訊號失真。為了消除此訊號失真，可以在接收端加入等化器以提升系統效能。因此，由上述考慮之處，本文提出的無線通訊系統架構如圖 1 所示，分為通道編碼機制、傳輸通道以及等化器三個部分，以下將針對各個部分進行說明。

通道編碼機制是應用錯誤控制碼技術來降低通道雜訊對訊號的影響，以提高傳輸訊息的可靠度。常見的錯誤控制碼有線性區塊碼、渦輪碼以及低密度同位檢查碼[9]。低密度同位檢查碼是利用同位檢查矩陣編碼和解碼，而且同位檢查矩陣中的每一列必須都是線性獨立。訊息位元訊號 $\mathbf{u}$ 在調變前先經過編碼器 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 編碼。 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 是屬於隨機型非規律式低密度同位檢查矩陣，其對應的架構可以表示為 (l, γ, ρ) [12]，並且具有以下特性：(1) 每一行的行權重 γ 都相同；(2) 每一列的列權重 ρ 不同， ρ 取列權重平均值；(3) γ 或 ρ 都極小於碼字長度 l 。假設利用 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 編碼後的碼字為 $\mathbf{v} = [\mathbf{c} | \mathbf{u}]$ 。這是一個系統式(systematic)的碼字格式，其中 $\mathbf{c}$ 是檢查位元向量， $\mathbf{u}$ 是訊息位元向量。由此可知， $\mathbf{H}_{\text{encoder}} \cdot \mathbf{v}^T = \mathbf{0}$ 。首先將 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 矩陣分為兩個子矩陣，也就是 $\mathbf{H}_{\text{encoder}} = [\mathbf{A} | \mathbf{B}]$ 。在本文中，所有的矩陣運算均假設為模 2(modulo-2) 運算。同時， $\mathbf{H}_{\text{encoder}} \cdot \mathbf{v}^T = \mathbf{0}$ 的運算如下

$$[\mathbf{A} | \mathbf{B}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{u}^T \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{c}^T + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}^T = \mathbf{0} \\ \Rightarrow \mathbf{A} \cdot \mathbf{c}^T = \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}^T, \mathbf{c}^T = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}^T \quad (1)$$

利用式(1)可以算出檢查位元向量 $\mathbf{c}$ ，然後再將 $\mathbf{c}$ 代回 $\mathbf{v} = [\mathbf{c} | \mathbf{u}]$ 即可得到利用 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 編碼的碼字。

例如 $\mathbf{u} = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$ ， $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 如下

$$\mathbf{H}_{\text{encoder}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

所以同位檢查矩陣 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 可以表示為

$(10, 3, 6)$ 。同時，利用式(1)求出檢查位元向量 $\mathbf{c}$ ，如下所示

$$\mathbf{c}^T = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}^T \\ = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \mathbf{c} = [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$$

並求得 $\mathbf{v} = [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$ 。在產生碼字 $\mathbf{v}$ 之後，利用二元相移鍵調變技術將 $\mathbf{v}$ 調制為傳輸訊號 $\mathbf{s}$ ，並且將傳輸訊號 $\mathbf{s}$ 輸入到傳輸通道中。在傳輸通道中，訊號經由多重路徑傳遞，產生衰退現象，一般而言，我們可以利用衰退因數來描述。瑞雷衰退或萊斯衰退是兩種常用來模擬的統計模型，其差別在於萊斯衰退考慮可視距離(line of sight: LOS)訊號的存在，瑞雷衰退則不考慮。而且當萊斯衰退不考慮可視距離訊號存在時，便等同於瑞雷衰退。在系統架構中， f 是萊斯衰退因數， K 是萊斯因數，也就是主訊號功率對散射訊號功率的比值。當 $K = 0$ 時，代表沒有主訊號存在，因此可以將此傳輸通道視為瑞雷衰退通道；但是當 $K \rightarrow \infty$ 時，代表主訊號功率趨近於無窮大或散射訊號功率趨近於 0，因此可以將此傳輸通道視為白高斯雜訊通道。除了衰退因數之外，傳輸通道中還有常見的白高斯雜訊 w 。因此，傳輸訊號 $\mathbf{s}$ 經過通道後，接收訊號 $r = \mathbf{s} \cdot f + w$ 。

當接收訊號 r 到達接收端後，等化器會利用權重係數 g 將 r 還原成傳輸訊號 $\mathbf{s}$ 。等化器所使用的等化演算法是最小均方演算法(least mean square: LMS)，預期在較少的疊代次數內可以還原出正確的傳輸訊號。等化器每經過一次疊代運算，其輸出訊號，就會經過 $\mathbf{H}_{\text{decoder}}$ 並且利用和積演算法解碼來得到訊息訊號預估值 $\hat{u}$ 。再利用 $\mathbf{H}_{\text{encoder}}$ 將訊息訊號預估值 $\hat{u}$ 編碼來產生參考訊號 $\hat{s}$ 。接著再將參考訊號 $\hat{s}$ 與等化器輸出訊號 y 相減來得到誤差訊號 e ，提供等化演算法使用，如下所示

$$e = \hat{s} - y \quad (2)$$

再將誤差訊號 e 輸入到等化器，藉由最小均方

演算法來更新等化器權重係數。等化器經過數次更新後，誤差訊號 e 的均方誤差值將會收斂到最小，此時得到的 $\hat{u}$ 是最準確的預估值。為了探討不同可視距離訊號功率對通訊系統的效能影響，所以本文提出在萊斯衰退通道中應用通道編碼輔助等化器作為系統架構，並且利用模擬的位元錯誤率來說明系統效能表現。

3. 模擬結果

根據系統描述，在低密度同位檢查碼部分，針對編碼長度、編碼率和行列權重等參數進行模擬。在等化器的部分，主要是等化器長度以及步階長度的設定比較。圖 2 是不同編碼長度的低密度同位檢查碼的位元錯誤率比較。如圖 2 所示，編碼長度 $n=256$ 與 $n=128$ 比較時，提供大約 1dB 的編碼增益。當編碼長度 $n=512$ 與 $n=256$ 比較時，提供大約 0.8dB 的編碼增益。另外，當編碼長度等於 $n=1024$ 與 $n=512$ 比較時，提供大約 0.6dB 的編碼增益。由上述可知，編碼長度愈長則效能愈好。由於編碼長度愈長代表所需的傳輸頻寬就愈大，因此在設定編碼長度時必須在效能與頻寬之間取得權衡。

圖 3 是低密度同位檢查碼在不同編碼率的位元錯誤率比較。如圖 3 所示，編碼率 $3/4$ 與 $4/5$ 比較時，提供大約 1dB 的編碼增益。編碼率 $2/3$ 與 $3/4$ 比較時，提供大約 0.8dB 的編碼增益。編碼率 $1/2$ 與 $2/3$ 比較時，提供大約 2dB 的編碼增益。由上述可知，編碼率愈小則效能愈好。然而，編碼率愈小代表訊息在編碼時所需的檢查位元愈多，所需的傳輸頻寬就愈大。因此在設定編碼率時必須在效能與頻寬之間取得權衡。

圖 4 是根據同位檢查矩陣不同行列權重進行效能比較，例如 (3,6) 是表示行權重等於 3，列權重等於 6。依據 [15,17] 中的定義，同位檢查矩陣的行權重最小要等於 3，而且本文所應用的編碼率是 $1/2$ ，所以對應的列權重等於 6，可以標示為 (3,6)。從圖 4 可以看到，行列權重為 (6,12) 而且位元錯誤率等於 3×10^{-5} 時，其對應的訊雜比等於 2.5dB。當行列權重為 (5,10) 而且位元錯誤率等於 3×10^{-5} 時，其對應的訊雜比大約等於 2.25dB。當行列權重為 (4,8) 而且位元錯誤率等於 3×10^{-5} 時，其對應的訊雜比等於 2dB。當行列權重為 (3,6) 而且位元錯誤率等於 3×10^{-5} 時，其對應的訊雜比等於 1.5dB。由此可知，在相同的位元錯誤率下，行列權重愈小，其所需的訊雜比愈小，也就是

效能愈好。

另外，解碼演算法的疊代次數也是影響系統效能的重要參數。解碼演算法的疊代次數愈多則效能愈好，缺點是解碼時間會增加。為了在效能與解碼時間之間取得權衡，利用圖 5 可以說明如何選擇解碼演算法的疊代次數。從圖 5 中可以看到，進行 2 次疊代與 1 次疊代相比時，增加的編碼增益大約是 1.9dB。進行 5 次疊代與 2 次疊代相比時，增加的編碼增益大約是 1.9dB。進行 10 次疊代與 5 次疊代相比時，增加的編碼增益大約是 0.6dB。然而進行 20 次與 50 次疊代時，其增加的編碼增益大約是 0.1dB 至 0.2dB 之間。由上述可知，當疊代次數大於 10，所增加的編碼增益有逐漸減少的趨勢。因此，進行 10 次疊代可以在解碼時間與效能之間取得較好的權衡。

接下來是等化器的模擬結果說明。在本文中，等化器是利用最小均方演算法來更新等化器權重係數。等化器長度與步階長度是最小均方演算法中的重要參數。圖 6 是均方誤差與等化器長度的關係圖，其中 EL 代表等化器長度。橫軸代表疊代次數，縱軸代表均方誤差。在相同的步階長度下，由圖中可以看到等化器長度愈長，均方誤差會愈小。然而，從圖 6 中可以看到，當等化器長度大於 7 時，均方誤差並沒有明顯的減少。由此可知，在預期的均方誤差內，較少的等化器長度可以節省成本。

除了等化器長度，另一個重要的參數是步階長度。當步階長度較大時，均方誤差能快速收斂到穩定狀態，但是均方誤差比較大而且錯誤率範圍也比較大；當步階長度較小時，均方誤差收斂到穩定狀態的速度較慢，但是均方誤差比較小而且變動範圍比較小 [18]。圖 7 是不同步階長度與疊代次數的模擬結果比較圖。橫軸代表疊代次數，縱軸代表均方誤差。同時，利用 [18] 的方法可以計算出步階長度的範圍是 $0 < \lambda < 0.001$ 。首先看到 $\lambda = 0.001$ ，在等化器尚未進行更新時（無疊代）的均方誤差約 0.48。經過 10 次疊代後，均方誤差逐漸下降到 0.11。第 15 次疊代時，均方誤差逐漸上升到 0.3。而且從第 15 次疊代以後，均方誤差約在 0.3~0.2 之間呈現上下振盪的現象。接著看到 $\lambda = 0.0007$ 的曲線，經過 15 次疊代後，均方誤差逐漸下降到 0.09。第 23 次疊代時，均方誤差逐漸上升到 0.15。而且從第 23 次疊代以後，均方誤差約在 0.1~0.15 之間呈現上下振盪的現象。然而與 $\lambda = 0.001$ 曲線不同的是， $\lambda = 0.0007$ 均方誤差上下振盪的範圍較小，也

就是殘餘誤差(residual error)較少,而且均方誤差也比較小。另外,當 $\lambda=0.0001$ 時,雖然均方誤差會收斂到最小值,但是所需的疊代次數太多而顯得不切實際。另外從圖 7 可以看到, $\lambda=0.0004$ 的曲線在 30 次疊代後均方誤差收斂到 0.05,而且殘餘誤差最少。

利用以上的模擬結果,可以選擇適當的參數值來設定系統架構,並且評估在萊斯衰退通道下的效能表現。本文提出的系統架構是低密度同位檢查碼輔助等化器,應用在萊斯衰退通道等環境中,利用位元錯誤率與訊雜比的關係圖來說明系統效能表現。

圖 8 說明在萊斯衰退通道中,不同 K 值下的系統效能比較。從圖 8 中看出,當 K 值愈大時,系統效能會愈好。而且,當 K 趨近於無限大時,萊斯衰退通道會等效於白高斯雜訊通道。經由模擬後可以得到 K 大約等於 750 時,萊斯衰退通道會等效於白高斯雜訊通道。圖 9 是在萊斯衰退通道中,應用低密度同位檢查碼輔助等化器,在不同 K 值下的效能比較。由圖 9 中可以看出,應用低密度同位檢查碼確實改善了系統效能。同時,隨著 K 值的增加,利用低密度同位檢查碼可以使系統在較低的訊雜比下,有更好的系統效能表現。圖 10 是綜合圖 8 以及圖 9 中的極值比較($K=0, K=25$)。當系統採用等化器時,從圖 9 可以看到系統採用低密度同位檢查碼的效能比較。由圖 10 中可以看出,當 $K=0$ 或 $K=25$ 時,應用低密度同位檢查碼可以提供大約 8dB 的編碼增益,確實改善系統效能。利用低密度同位檢查碼優異的效能,使得系統在時變通道環境下運作時可以有更好的效能表現。

4. 結論

我們利用萊斯衰退通道的統計特性來模擬實際的時變通道環境,並且利用電腦模擬進行位元錯誤率分析,進而探討本文所提出的系統架構效能。低密度同位檢查碼的效能除了與編碼率、解碼疊代次數和行列權重有關,還與低密度同位檢查矩陣的架構有關。因此,不同結構的低密度同位檢查碼效能比較可以提供系統設計作為參考依據。另外在等化器方面,在模擬步階長度時是採用固定值。因此,未來可以考慮進一步研究不同步階長度時,對系統效能的影響。最後,由模擬結果可以知道,在萊斯衰退通道中,低密度同位檢查碼輔助等化器的架構確實可以降低錯誤率,進而提高系統效能。

參考文獻

- [1] W. Stallings, *Wireless Communications and Networks*, Prentice Hall, 2004.
- [2] C. Y. Yang and S. P. Cheng, "A code-aided linear turbo equalizer For parallel ISI channels," *Proceedings of 5th World Wireless Congress*, pp. 13-17, May 2004.
- [3] J. Kim and C. Y. Yang, "Blind Equalization for 16-QAM," *Proceedings of IEEE 39th Circuits & Systems Midwest Symposium*, Vol. 2, pp. 725-728, 1996.
- [4] C. Y. Yang, *TV Ghost Cancelling*, Master Thesis, Monmouth University, 1991.
- [5] S. Xanthopoulos and A. G. Constantinides, "A novel initialization scheme for blind equalization algorithms," *Proceedings of the 14th Digital Signal Processing International Conference*, Vol. 2, pp. 773-777, July 2002.
- [6] Y. F. Lee and M. Z. Wang, "A Code-Aided Adaptive Equalizer Using Soft Decision-Directed Algorithm and Convolutional Coding for fading Channels," *Proceedings of IEEE Vehicle Technology Conference*, pp. 1664-1667, 2001.
- [7] Y. Morishita, Y. Tsuda, T. Fujii, and T. Shimamura, "An LMS Adaptive Equalizer Using Threshold in Impulse Noise Environments," *Proceedings of the 10th Telecommunications International Conference*, Vol. 1, pp. 578 -582, 2003.
- [8] R. Wang, N. Jindal, T. Bruns, A. R. S. Bahai, and D.C. Cox, "Comparing RLS and LMS Adaptive Equalizers for Nonstationary Wireless Channels in Mobile Ad Hoc Networks", *Proceedings of the 13th IEEE Indoor and Mobile Radio Communications International Symposium*, Vol. 3, pp. 1131-1135, Sep. 2002.
- [9] S. Haykin, *Communication systems*, John Wiley, 2000.
- [10] S. Lin and D. J. Costello, Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 2004.
- [11] T. K. Moon, *Error Correction Coding : Mathematical Methods and Algorithms*, John Wiley, 2005.
- [12] J. C. Moreira and P. G. Farrell, *Essentials of Error-Control Coding*, John Wiley, 2006.
- [13] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 623-656, July

and October 1948.

- [14] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correction coding and decoding: Turbo codes," *Proceedings of ICC'93*, pp. 1064-1070, May 1993.
- [15] R. G. Gallager, *Low Density Parity Check Codes*, MIT Press, Cambridge, 1963.
- [16] S. Y. Chung, G. D. Forney, T. J. Richardson, and R. Urbanke, "On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of Shannon limit," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 2, pp. 58-60, Feb. 2001.
- [17] R. G. Gallager, "Low density parity check codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 8, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1962.
- [18] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th Ed., Prentice Hall, 2001.

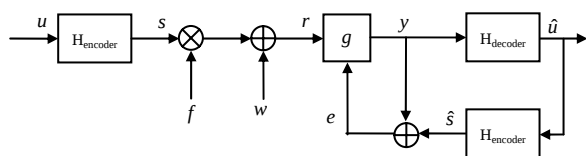


圖 1 系統架構

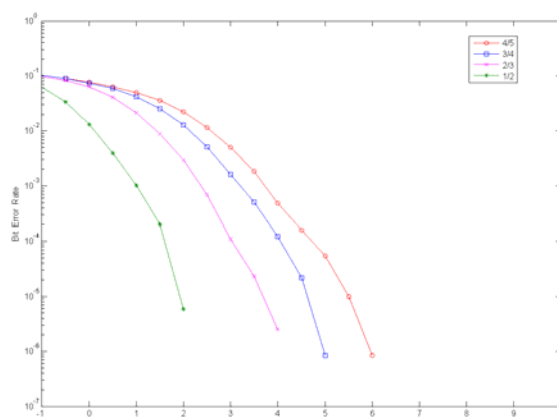


圖 3 不同編碼率的位元錯誤率

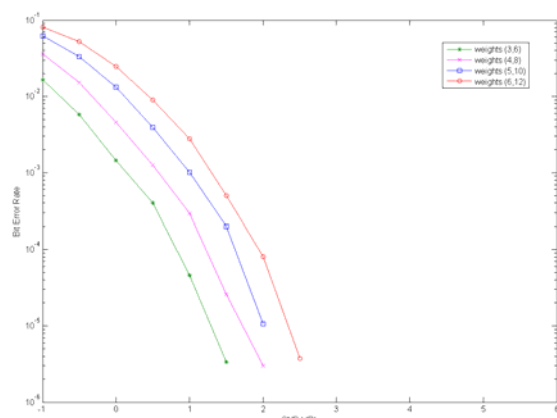


圖 4 不同行列權重的位元錯誤率

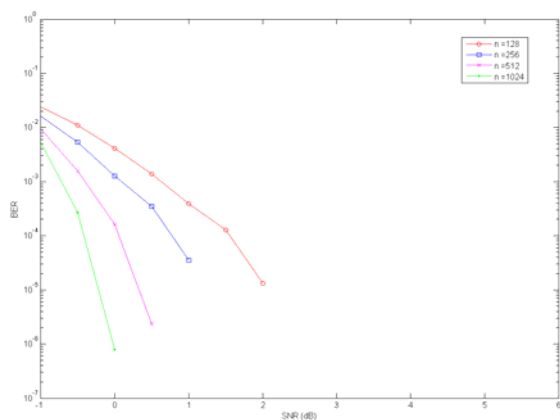


圖 2 不同編碼長度的位元錯誤率

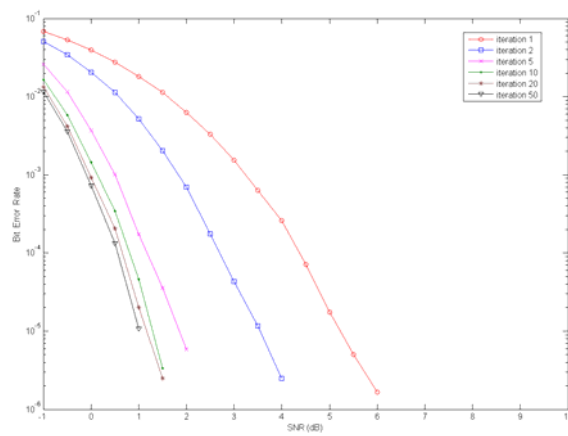


圖 5 解碼疊代次數的效能比較

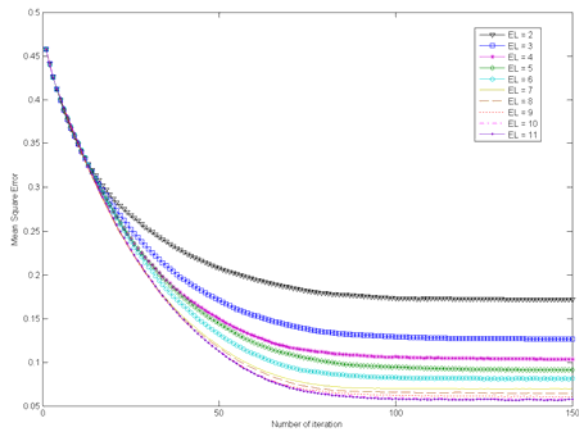


圖 6 不同等化器長度的效能比較

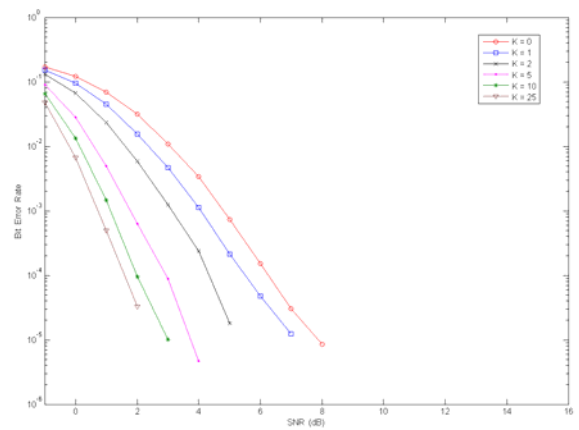


圖 9 萊斯衰退通道下的效能比較(已編碼)

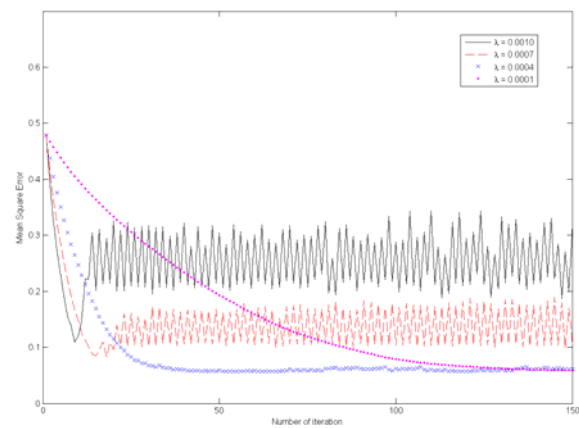


圖 7 不同步階長度與疊代次數的比較

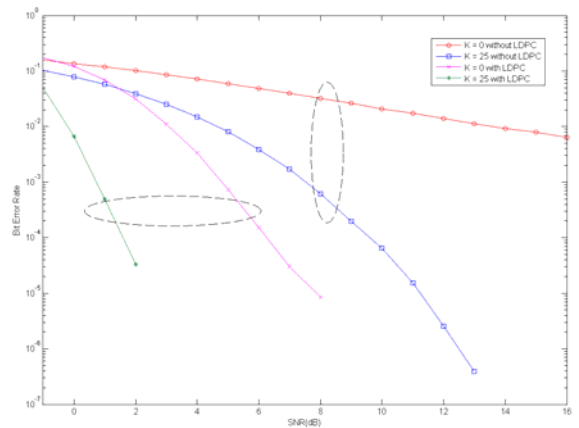


圖 10 萊斯衰退通道 K 值的極值 ($K=0, K=25$) 效能比較

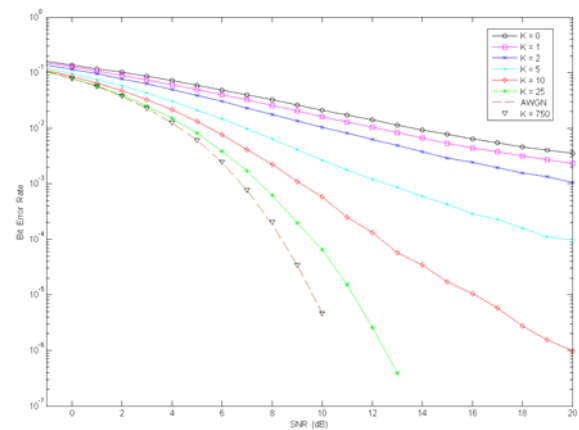


圖 8 萊斯衰退通道下的效能比較(未編碼)