

第五章 基於 MATRICE 計畫之系統模擬

MATRICE Project (MC-CDMA TRansmission techniques for Integrated broadband CELLular systems)是在歐洲 IST(Information Society Technologies)下的一項計畫組織。MATRICE 最主要的目標是定義並實現未來第四代(4G)寬頻蜂巢式行動通訊系統之傳輸與進接概念，為了提供更高速的資訊傳輸，MC-CDMA 為其無線多重進接方式。由 2002 年至 2003 年，其工作小組(WorkPackage 1)提出了 4G 蜂巢系統初步可行的概念與架構，圖 5-1 指出 MATRICE 對 4G 系統在行動環境中所能提供位元傳輸速率的展望，使用 50-100MHz 的頻寬，在行車環境中期望位元傳輸率能達到 2-20Mbps，而在室內或徒步行走時位元傳輸率能達到 50-100Mbps，以滿足日益成長的網路服務需求，尤其下鏈(downlink)傳輸，能使大量網路資料下載、數位廣播(broadcast)、多重播送(multicast)等服務能在攜帶式裝置中實現。

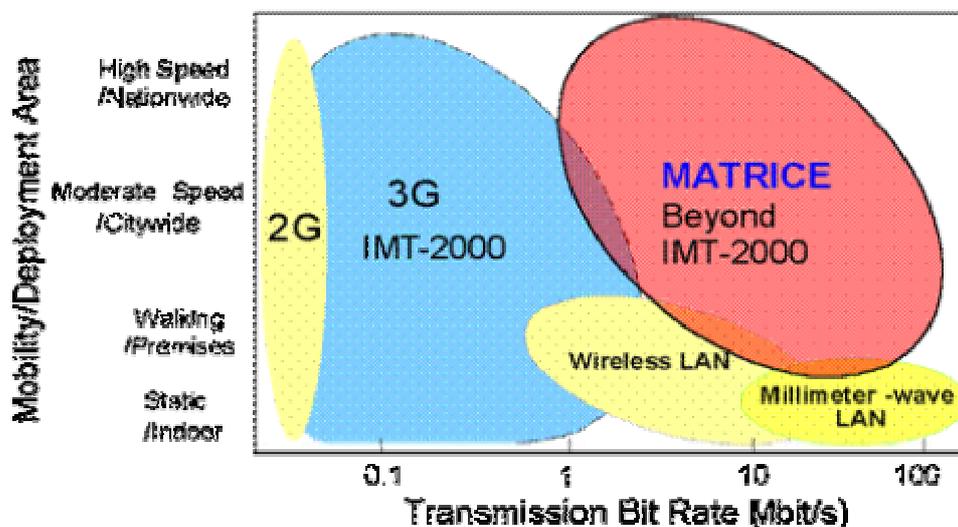


圖 5-1 MATRICE 提供傳輸速率與移動速率關係

除了在室內外環境下都能提供QoS及高速寬頻傳輸，完全的IP整合(fully IP-based integrated system)與室內外、3G、WLAN的換手(hand-off)機制也是其重要課題。

在本章節中我們將以 MATRICE 中的系統參數來模擬 MC-CDMA 及 MC-DS-CDMA 在時變多路徑衰減通道下的效能表現。如表格 5-1[2][27]，在 MATRICE 中系統的中心頻率為 5GHz，系統頻寬為 50MHz，使用 1024 點 FFT/IFFT，故每個取樣區間為 $t_c = 20ns$ ，其防護區間為有效符元區間的 20%。為了簡化及與上一章之靜態模擬一致，我們設定系統為 BPSK 調變，且展頻增益為 64(Walsh Codes)，而實際上為了增加傳輸速率，我們可以用更高階的調變(QPSK, 16QAM,...)及較小的展頻增益(32,16,...)。

	MC-CDMA	MC-DS-CDMA
載波頻率(Carrier frequency)	5GHz	
頻寬(Bandwidth)	50MHz	
次載波個數(number of subcarriers)	1024	
展頻增益(processing gain)	64	
有效符元時間(useful symbol time)	20.48 μs	
防護區間(guard interval)	4.096 μs	
次載波間隔(subcarrier spacing)	48.8KHz	
調變	BPSK	

表格 5-1 基於 MATRICE 之系統模擬參數

MATRICE建議了使用ETSI BRAN(Broadband Radio Access Networks) 制定的HIPERLAN/2 (HIgh PERFORMANCE Radio Local Area Network type 2)中

的通道模型[28]，此通道模型主要應用於5GHz頻帶，並且頻寬大於20MHz之高速寬頻系統。在本章中，我們令Channel A為室內環境(indoor close area)通道模型BRAN A，如表格5-2，BRAN A在BRAN通道模型中具有最小的通道延遲(delay spread)為390ns。令Channel B為戶外環境通道模型BRAN E，其最大通道延遲可達1760ns，這也是worse case，則我們可知同調頻寬為：

$$\frac{1}{\tau_{\max}} = 568.2\text{KHz}$$

根據取樣定理我們知道為了能以內插法估計通道，則指標信號(pilot signal)放置間距不能小於 D_f 個次載波：

$$D_f \leq \frac{1}{2\tau_{\max} \Delta f} = \frac{568.2\text{KHz}}{2 \cdot 48.8\text{KHz}} = 5.8$$

故我們取 $D_f = 4$ ，即每4個次載波就有一個傳送指標信號，以Comb-type方式放置，以LS或LMS估計出指標信號所受通道頻率響應後，確保一維線性內插法能準確估計整個通道頻率響應。

	Channel A (BRAN A)	Channel B (BRAN E)
適用範圍	Close indoor area	Outdoor area
類型	NLOS(Non-Line-of-Sight)	
最大通道延遲 (Maximum delay spread)	390ns (18 paths)	1760ns (18 paths)
多路徑功率側面圖 (Multipath power profile)	指數遞減 (exponential decay)	

表格 5-2 BRAN 無線通道模型

我們以 Jake's Model[22]來產生 Channel A 與 Channel B，皆含有 18 根可解析路徑，並且符合指數遞減之多路徑功率側面圖(exponential decay multipath power profile):

$$\sigma_l^2 = \sigma_1^2 \exp\left(-\frac{\tau_l}{\tau_{rms}}\right) \quad (5-1)$$

τ_l 為第 l 根可解析路徑之延遲時間，並符合單位能量限制:

$$\sum_{l=1}^{18} \sigma_l^2 = 1 \quad (5-2)$$

MATRICE 設定最大容許移動速率為 300Km/hr，也就是最大容許都卜勒頻率為 $f_{d,max} = 1.38$ KHz， $f_d T = 0.0284$ ，另外，我們也考慮移動速率為 10Km/hr，其都卜勒頻率為 $f_d = 46.3$ Hz， $f_d T = 0.00095$ 。

本章安排如下：5.1 節將討論在移動速率為 10Km/hr 下，系統在通道 A 與通道 B 中通道估計的效能，以及 MC-CDMA/MC-DS-CDMA 系統由於不同的頻率選擇衰減狀況而有不同的位元錯誤率的效能表現。此外，比較不同通道匹配方式對 MC-CDMA 雜訊與用戶間干擾的影響。

5.2 節將討論車速在 300Km/hr 時，都卜勒效應對通道估計的影響，以及對 MC-CDMA/MC-DS-CDMA 系統位元錯誤率的影響。同時討論在 MATRICE 可容許最大車速下，MC-DS-CDMA 系統能獲得時間分集(Time diversity)的效果。

5.1 移動速率為 10Km/hr ($f_d T = 0.00095$)時的模擬結果

5.1.1 指標式通道估計

由於每一切片(chip)信號為 ± 1 ，且展頻增益為 64，為了讓指標信號能量 E_p 等同傳輸位元能量 E_b ，傳送端指標信號的值設為 $X_p = \sqrt{64} = 8$ ，我們以 Comb-type 通道估測，pilot 間距為 $D_f = 4$ ，使用 LS, LMS 演算法估測 pilot 上的通道頻率響應，在 $E_p/N_0 = 20dB$ 情形下，圖 5.1-1，圖 5.1-2 分別為對通道 A 及通道 B 進行指標通道估計之收斂曲線，橫軸為時間軸，單位為 OFDM symbol，縱軸則為 pilot 位置上所估測通道與實際通道之均方誤差 (mean square error, MSE)，我們以 LS 演算法估計出的通道作為 LMS 演算法之初始值，加快其收斂速度，由圖中我們也可發現由於通道變化緩慢 ($f_d T = 0.00095$)，LMS 幾乎收斂保持在固定的 MSE。在 LMS 演算法中我們選用步階參數(step size)為 0.0025，針對不同環境下 LMS 有其最佳的 step size，會影響收斂速度以及最後收斂的值，若 step size 越大，收斂速度越快，但最後收斂之誤差較大，在此我們不做其最佳化之探討。

圖 5.1-3，圖 5.1-4 表示在不同通道下各演算法對通道估計的效能，我們發現並不會因為通道最大延遲時間的不同而有 pilot 估計上的差異，並且，可以驗證使用適應性訊號處理的技巧，通道估計的效能會有顯著的改善。

圖 5.1-5，圖 5.1-6 為在各通道環境中，我們將 pilot 上已估出的通道值在頻域作一維的線性內插估算，以求得所有次載波上的通道頻率響應。與圖 5.1-3，圖 5.1-4 比較我們可發現在較低 SNR 情況下，經內插估算後的整體通道估計其 MSE 值比 pilot 估計還來的低，這是由於內插法使得雜訊被縮小，而有較好的效能[29]。不過在 SNR 高的情況下，整體估計的效能也因為一維線性內插而受到限制，在通道 A 中，由於最大路徑延遲較短，同調頻寬大，因此在 $D_f = 4$ 的相鄰 pilot 之間通道變動較和緩，故線性內插效能在 MSE 小於 -40dB 才開始受到限制。在通道 B 中，同調頻寬小，代表通道在頻率軸變動較為劇烈，雖然 $D_f = 4$ 符合取樣定理，但內插後的通道估計效能將會被限制在 MSE 約 -20dB 處。

另外，我們取 $D_f = 8$ ，也就是 pilot 擺放的密度小於通道 B 取樣定理所要求的情況，此時 pilot 上的通道估計如同前面所說不因 pilot 密度與通道狀況而有不同，但經內插估得的整體通道響應如圖 5.1-7，圖 5.1-8，雖然仍符合通道 A 的取樣定理($D_{f,A} = 26$)，但比較圖 5.1-7 與圖 5.1-5，雖然 D_f 增加可以減少 pilot 數量，節省頻寬，但整體通道估計 MSE 被限制在約 -33dB，效能較差。而在通道 B 中，此時 pilot 密度完全不足，如圖 5.1-8 所示，無論 SNR 多高，MSE 僅能達到約 0.2，無法準確估計通道狀況。

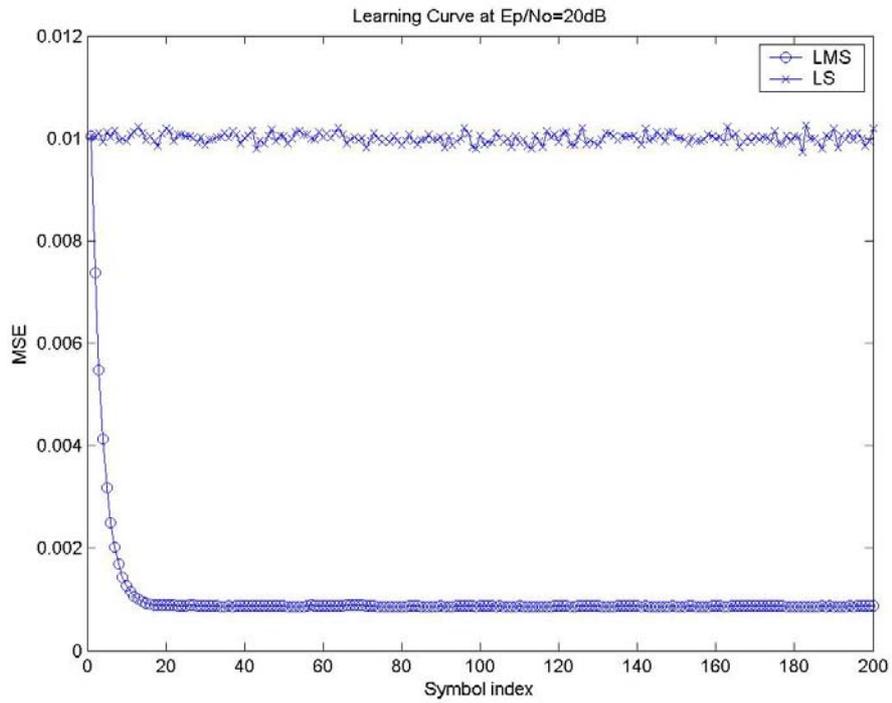


圖 5.1-1 通道 A 演算法之收斂曲線

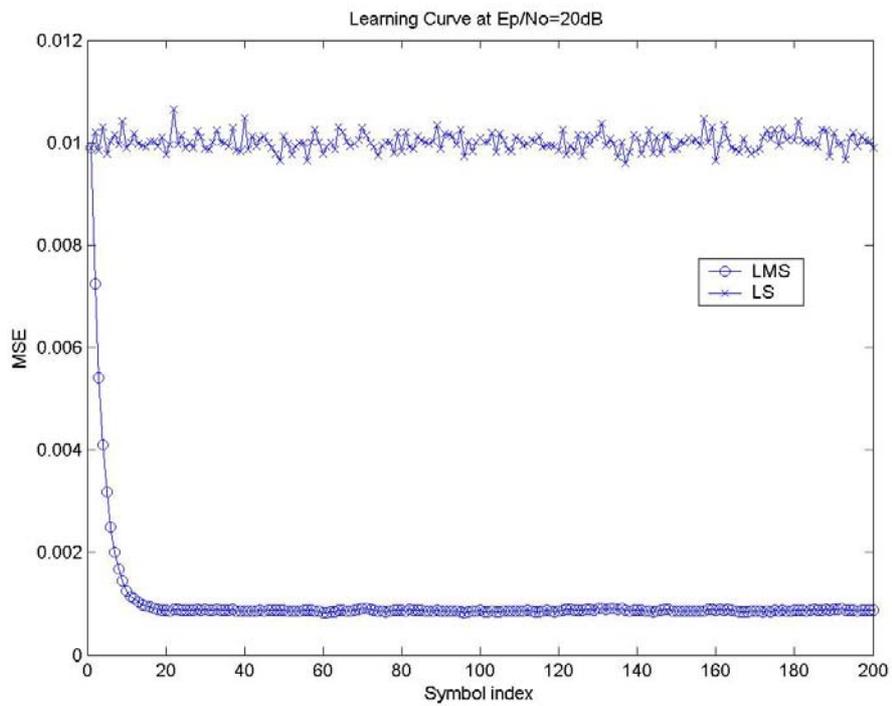


圖 5.1-2 通道 B 演算法之收斂曲線

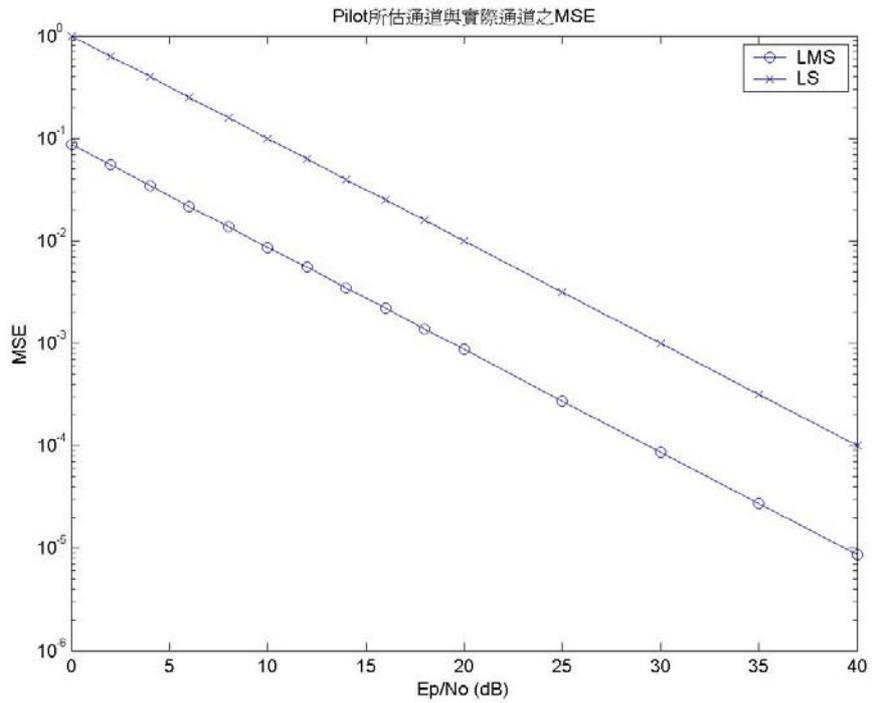


圖 5.1-3 通道 A 中不同演算法 Pilot 估計效能

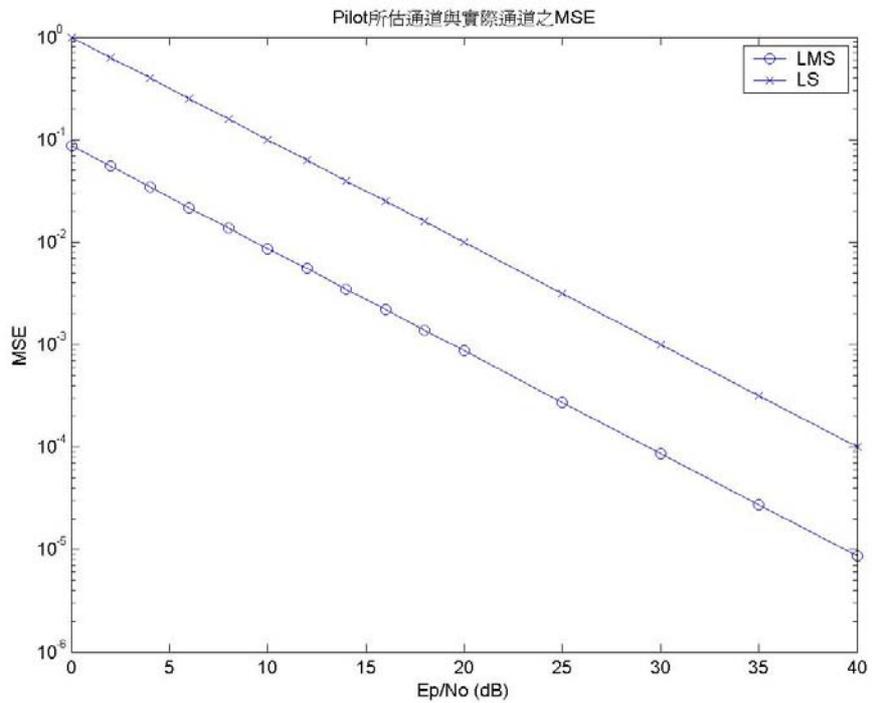


圖 5.1-4 通道 B 中不同演算法 Pilot 估計效能

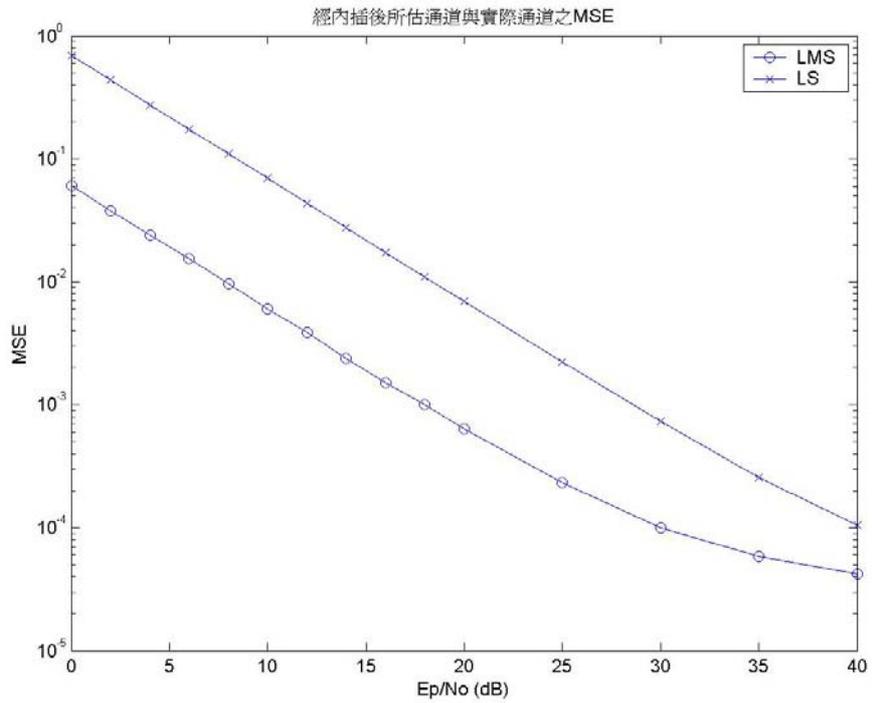


圖 5.1-5 在通道 A 經內插後通道估計之效能

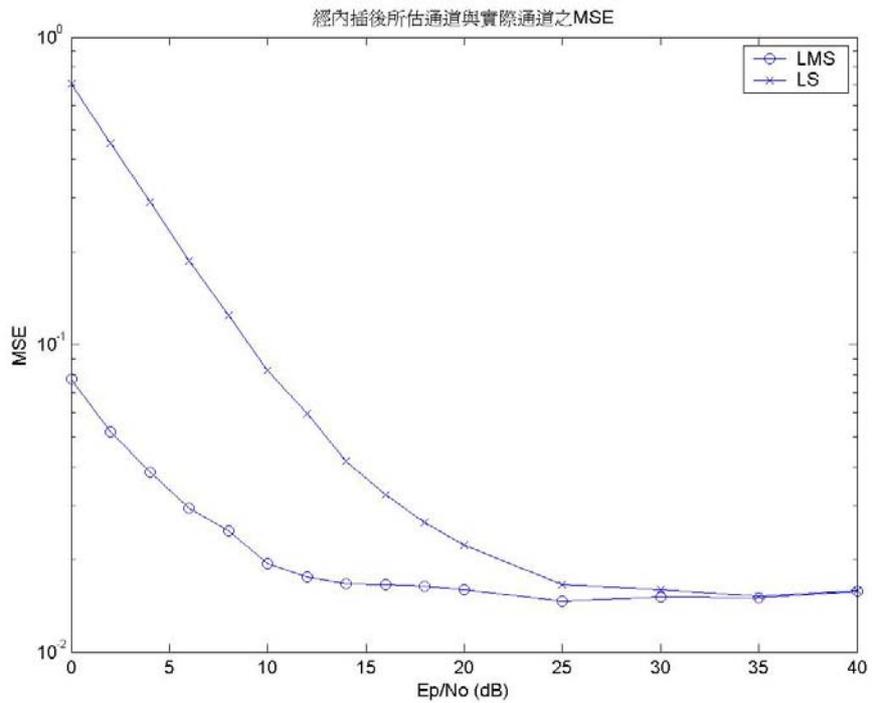


圖 5.1-6 在通道 B 經內插後通道估計之效能

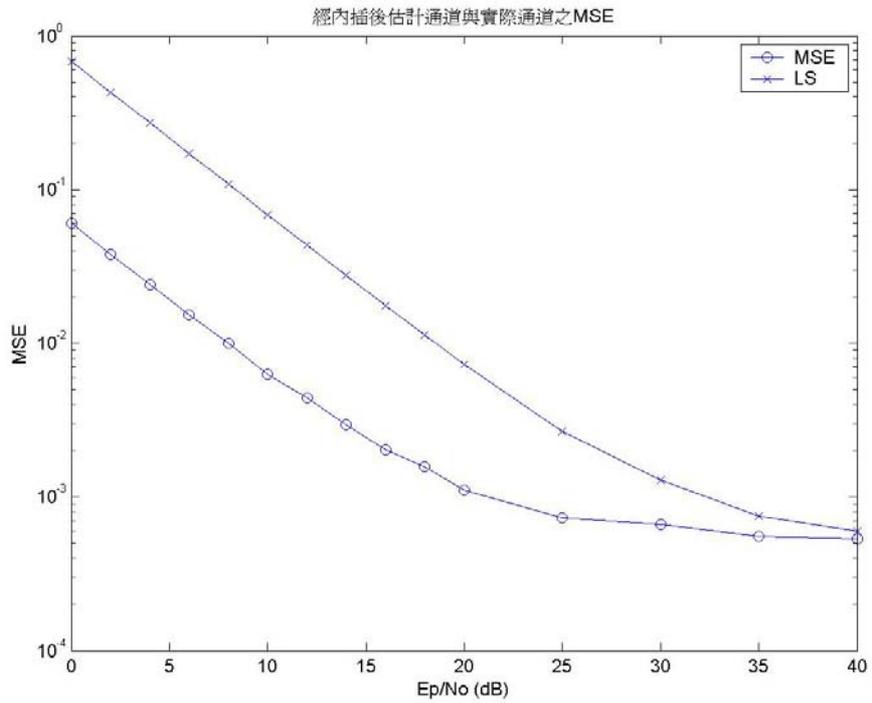


圖 5.1-7 $D_f = 8$ ，在通道 A 經內插後通道估計之效能

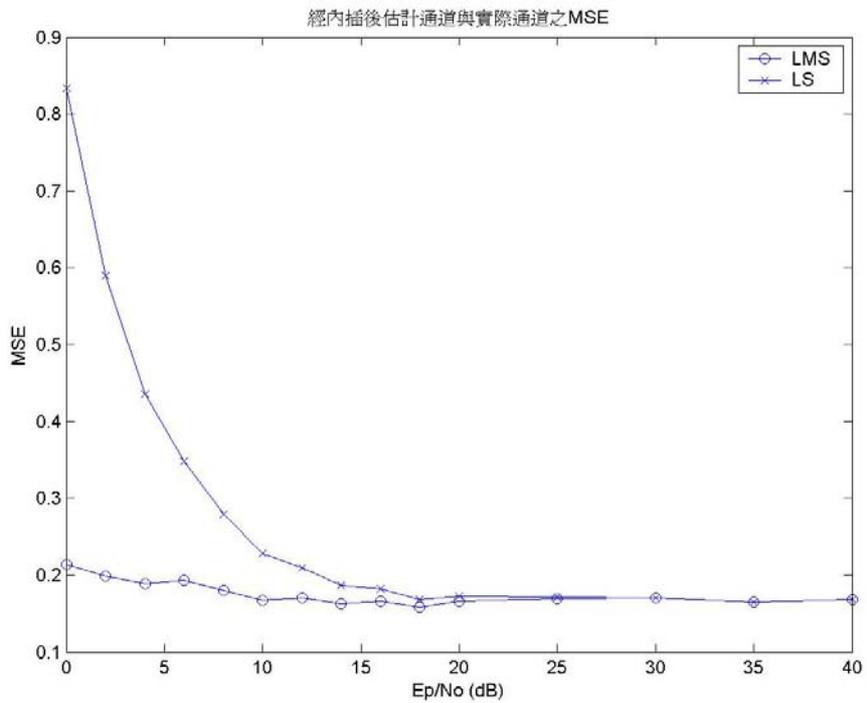


圖 5.1-8 $D_f = 8$ ，在通道 B 經內插後通道估計之效能

5.1.2 MC-CDMA 系統模擬

由前一節結果可知在 SNR 為 0~20dB 的區間內，LMS 演算法加上線性內插可得到較佳的通道估計，因此我們以此通道估計方式應用於 MC-CDMA 系統。

圖 5.1-9 為在通道 A 中 MC-CDMA 以各種通道匹配方式(MRC, EGC, MMSE, ZFC)所模擬的位元錯誤率與 SNR 的關係，在此，假設 E_b/N_0 為已知或能完美估計，由式(4.2-18)才可得到對應 MMSE 之權重。正如預期的，MRC 與 MMSE 在單用戶時能達到最佳雜訊抑制的效果，但 MRC 在多用戶狀況時由於正交碼的正交性被嚴重破壞，所受到的多用戶干擾也最大。EGC 為最簡單的通道匹配方式，雖然在單用戶傳輸時效能略為遜色，但多用戶傳輸時干擾也不至於過大。ZFC 方式能幾乎保留正交碼的正交性，因此並沒有用戶間干擾的問題，不過很明顯的，因為雜訊放大(noise enhancement)使得在低 SNR 時位元錯誤率很高，在 SNR>16dB 後錯誤率才能降至 10^{-2} 以下，此時效能也能優於 16 個用戶下的 EGC 方式。而 MMSE 則能在雜訊與干擾間找出最佳的平衡點，因此在這四種匹配方式中，無論單用戶或多用戶，MMSE 都能達到最佳的效能。

圖 5.1-10 為 SNR=10dB 時，多用戶干擾對 MC-CDMA 系統效能的影響，從中可清楚看出，MMSE 匹配方式在用戶數愈多時，與其他匹配方式相較之下愈為優越。

圖 5.1-11 為在通道 B 中 MC-CDMA 以各種通道匹配方式(MRC, EGC, MMSE, ZFC)所模擬的位元錯誤率與 SNR 的關係，由圖 5.1-6 我們知道內插法對 B 通道的通道估計誤差限制在約-20dB，相對於通道 A，通道 B 本身便陷入通道估不夠準的困境，觀察圖 5.1-11 中 ZFC 曲線，在 SNR 高時，雜訊影響小，因此不夠準的通道估計使得用戶間干擾足以影響位元錯誤率的大小。儘管通道估計為其不利因素，但比較圖 5.1-11 與圖 5.1-9，我們發現 MC-CDMA 系統在通道 B 中有較佳的效能表現(以 $BER = 10^{-5}$ 來看，通道 B 比通道 A 於單用戶傳輸中 SNR 有約 4dB 的差距)，如同我們在 4.5.5 節中的分析，由於通道 B 最大路徑延遲為 1760ns 遠比通道 A 來的長，其通道頻率響應變化幅度也較大，這原本對 OFDM 通道估計來說並不是件好事，正如前一節的通道估計模擬結果，但對 MC-CDMA 來說，不同切片所受到通道衰減差異性越大，同一位元的所有切片越不會同時都受到通道嚴重衰減而導致解展頻後無法將傳送位元還原，故通道的頻率選擇性越嚴重反而對 MC-CDMA 系統而言是能更加分散風險，具有良好的頻率分集，而有較佳的效能表現。這也是為什麼在這種 MC-CDMA 多位元傳輸系統中，一定要將同一位元的展頻切片打散在不同的次載波上，這樣才能充分獲得頻率分集的好處。

圖 5.1-12 為在通道 B 中用戶數目對 MC-CDMA 的影響，我們發現雖然通道在頻譜上差異性越大，越能分散風險，但也會讓展頻碼的正交性被破

壞的越嚴重，當滿載時(64 個用戶)，MRC 與 EGC 很明顯的比通道 A 中的效能還差，配合圖 5.1-13，將通道 A 與通道 B 以 MRC 與 EGC 通道匹配方式的效能曲線放在一起比較，發現通道 B 中單用戶與 64 個用戶間效能差距相當大，可見頻率選擇性越強的通道不但保存了所需用戶的信號品質，也因為正交性的破壞而提高了其他用戶的干擾。

由 5.1.1 節我們知道在 SNR=0~20dB 的區間內 pilot 以 LMS 演算法將有較佳的通道估計，因此以上模擬皆以 LMS 作為通道估計的演算法，若比較以 LMS 與 LS 演算法對 MC-CDMA 系統在通道 B 下的效能差異，如圖 5.1-14，LS 對系統效能的退化影響不大，且由圖 5.1-6 可知 LMS 在 SNR=15dB 左右因為內插法已到了準度極限，而 LS 之後也將同樣趨近相同的準度極限，因此如圖 5.1-14，LMS 與 LS 從 SNR=14dB 之後效能曲線逐漸重疊。

最後，對應圖 5.1-8，當 $D_f = 8$ 時由於 pilot 間距超出了取樣定理所限制最大間距，經內插後對通道 B 之通道估計準確度約只能達到 MSE=0.2，與 $D_f = 4$ 相較實在夠準確，以此通道估計所做的通道 B 效能模擬如圖 5.1-15，不僅單用戶傳輸時效能衰退，觀察 ZFC 曲線可清楚發現不準的通道估計使用戶間干擾也會大幅影響 ZFC 匹配的效能，而 MMSE 匹配方式也因為不準的通道估計而使其對雜訊與用戶間干擾的最佳抑制作用大大打了折扣，尤其在 16 個用戶，高 SNR 時無法進一步提昇效能，可見主要是無法降低多用戶干擾的影響而達到效能的極限。

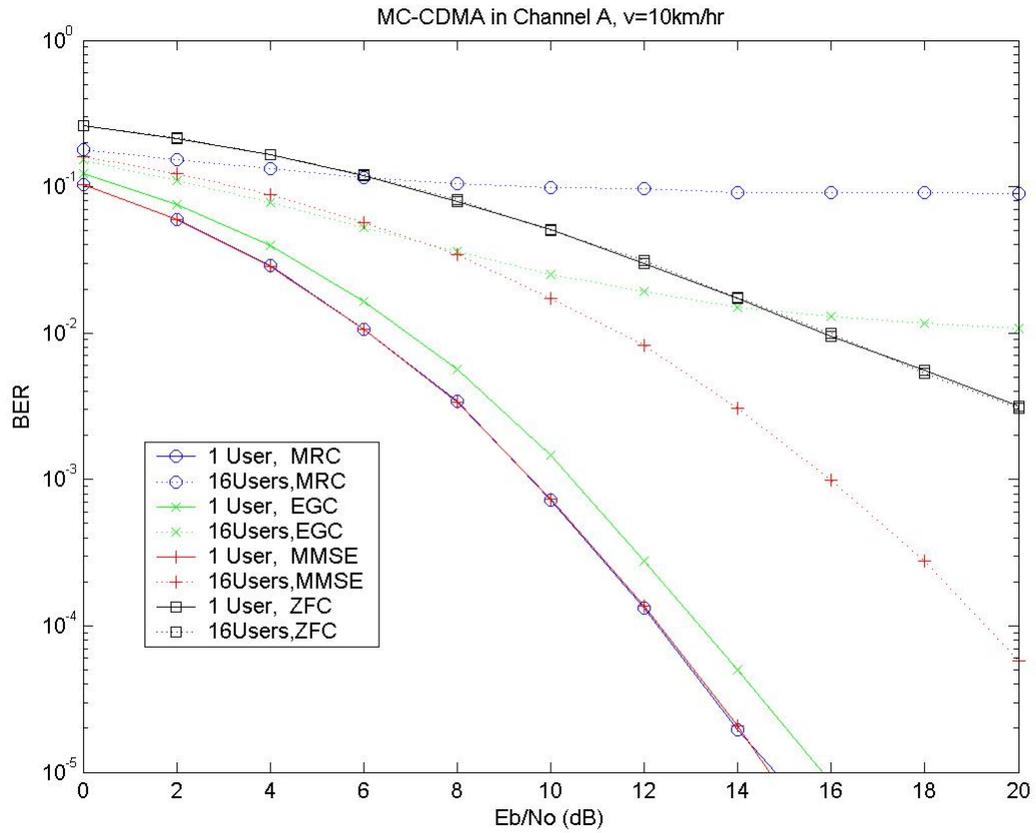


圖 5.1-9 MC-CDMA 系統在通道 A 中效能

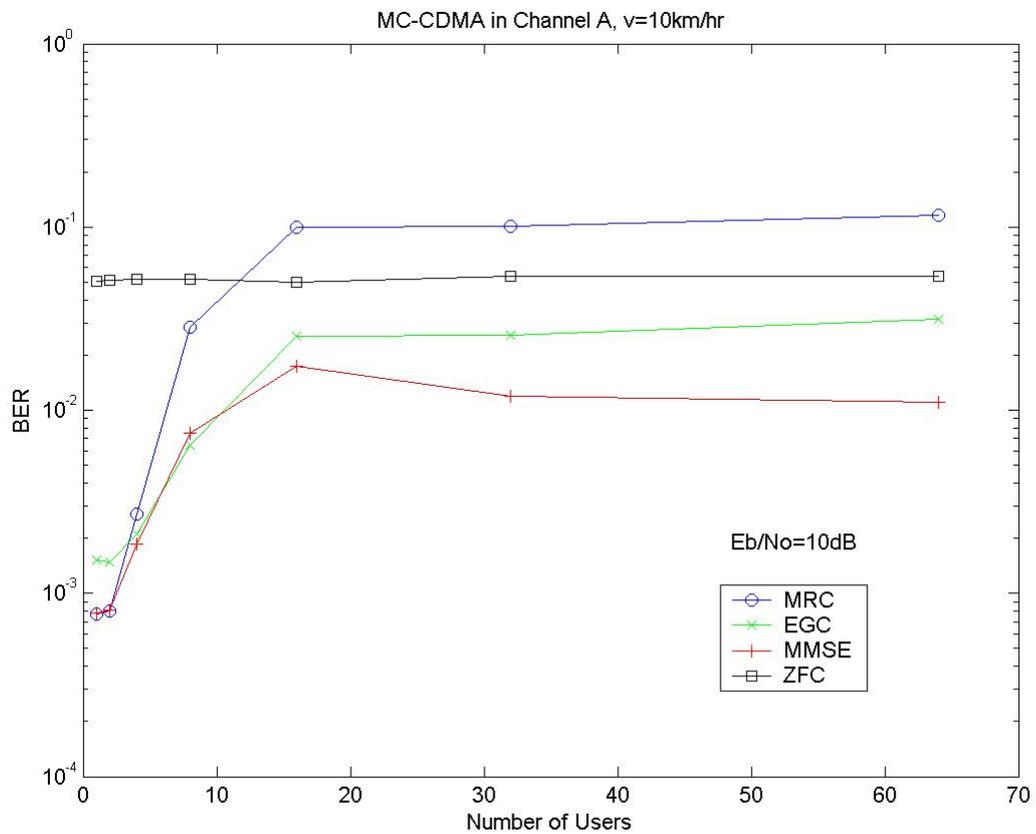


圖 5.1-10 MC-CDMA 系統在通道 A 中多用戶效能影響

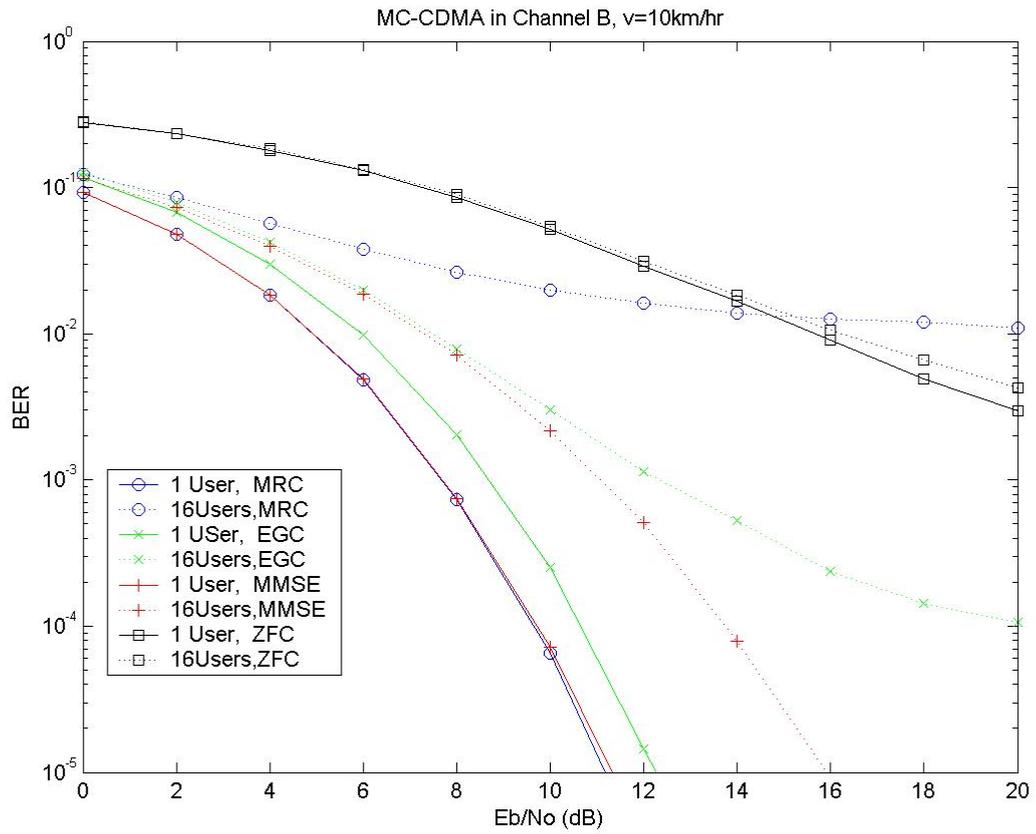


圖 5.1-11 MC-CDMA 系統在通道 B 中效能

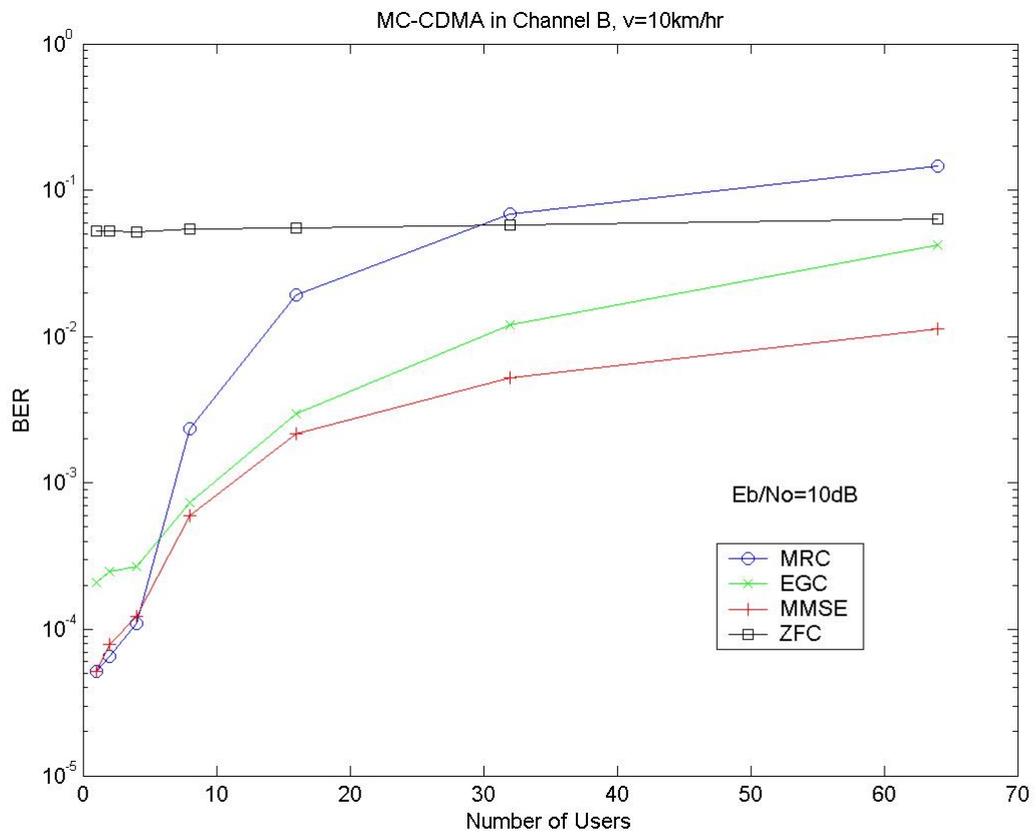


圖 5.1-12 MC-CDMA 系統在通道 B 中多用戶效能影響

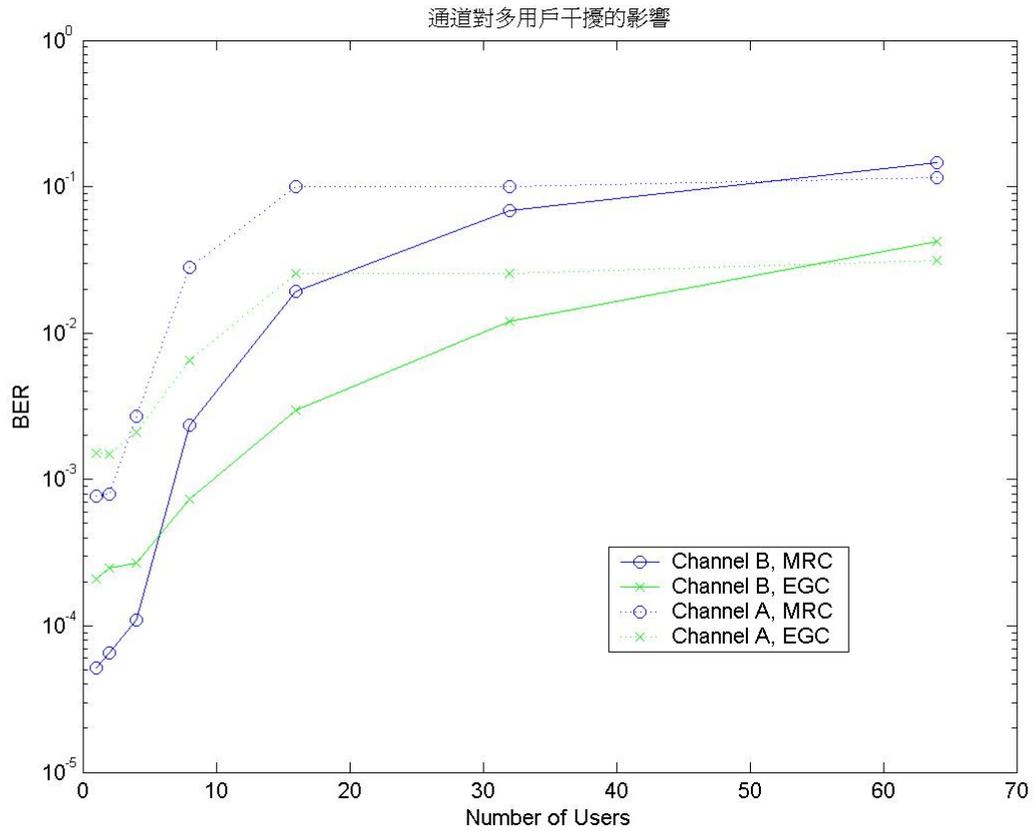


圖 5.1-13 通道狀況對多用戶 MC-CDMA 效能影響

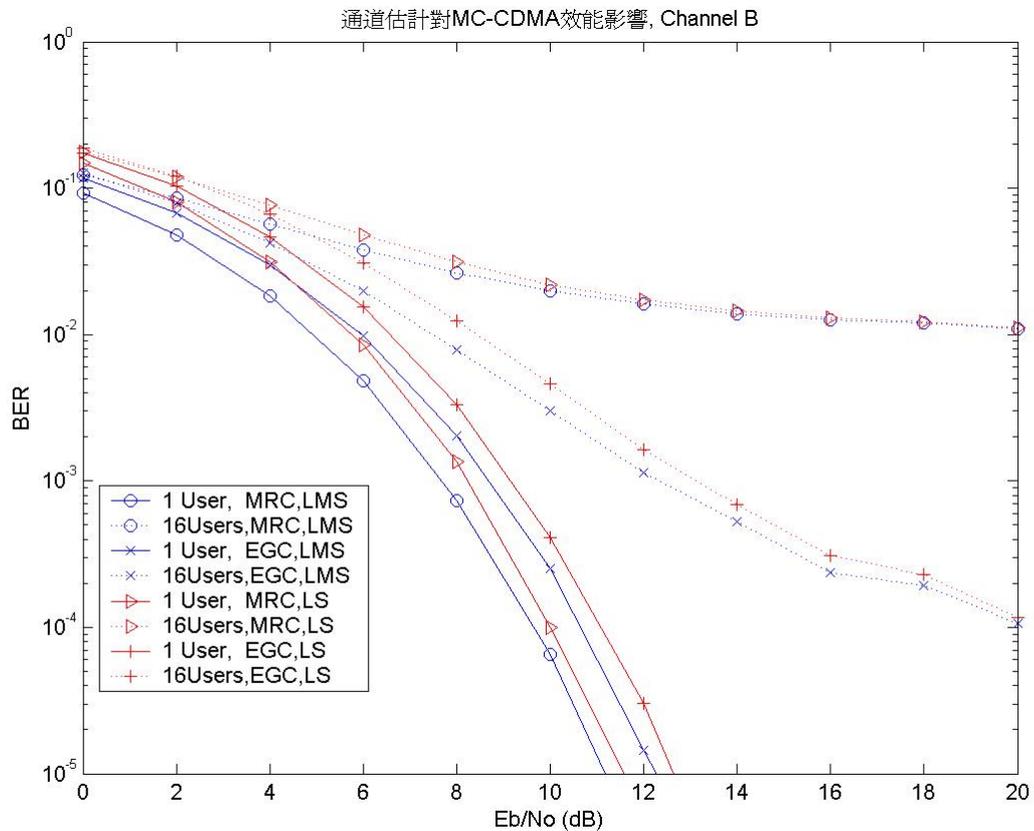


圖 5.1-14 不同演算法對 MC-CDMA 在通道 B 下的效能影響

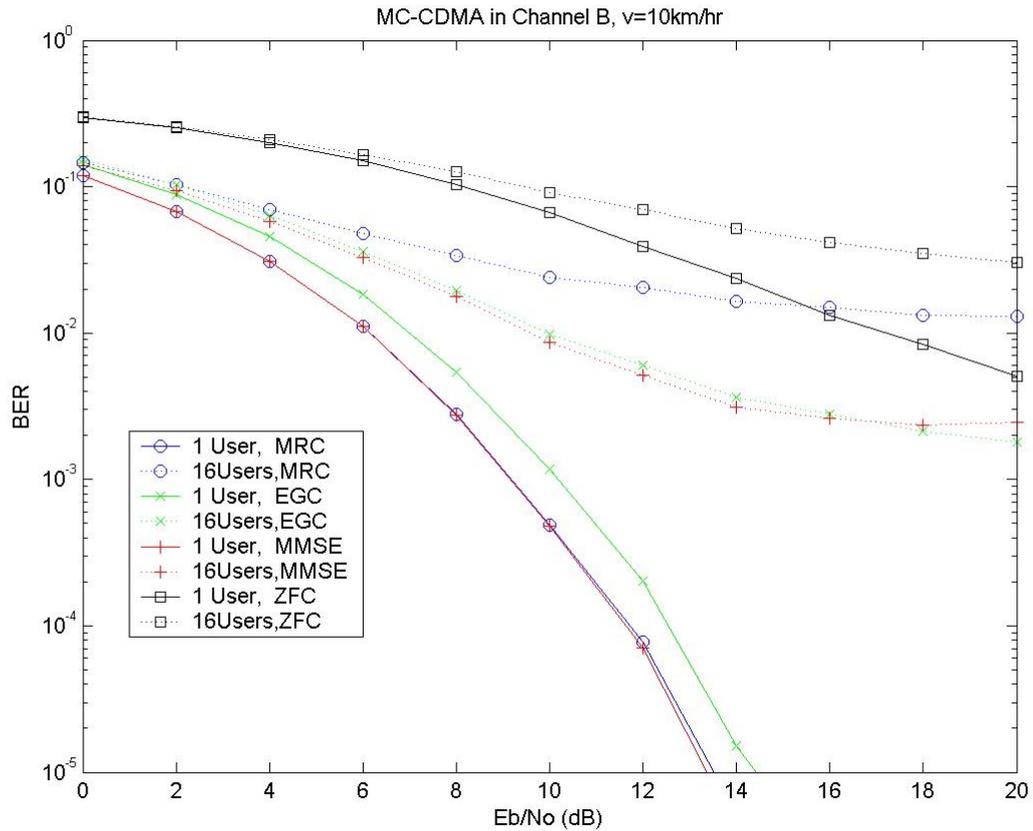


圖 5.1-15 $D_f = 8$ 時，MC-CDMA 系統在通道 B 中效能



5.1.3 MC-DS-CDMA 系統模擬

與 5.1.2 節相同，我們應用 LMS 通道估計在 MC-DS-CDMA 系統模擬，圖 5.1-16 為 MC-DS-CDMA 在通道 A 中的系統模擬，如同 4.3.3 節所分析的，對於緩慢衰減通道而言 ($f_d T = 0.00095$)，由於同一傳送位元的所有切片都由相同次載波所傳送，且同一次載波上通道頻率響應隨時間變化相當緩慢(同調時間相當大)，因此 MC-DS-CDMA 系統沒有頻率分集的特性，也幾乎沒有獲得時間分集的好處，理論上其位元錯誤率等同於 DS-CDMA 系統在非時變單路徑瑞雷衰減通道中的效能，如式(4.3-10):

$$BER_{nonselective} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{E_b/N_0}{1 + E_b/N_0}} \right)$$

圖中 Theory 曲線即為此 BER 理論式。我們發現當 SNR 小時由於通道估計的誤差，因此模擬值偏差理論值相對較大，當 SNR 高時，通道估計準確度相當高因此幾乎完全符合理論效能曲線，比較單用戶與 16 個用戶時效能幾乎相同，可說是通道隨時間變化相當的緩慢。

在通道 B 中，MC-DS-CDMA 不但無法如 MC-CDMA 系統能利用通道 B 較強的頻率選擇性而有較佳的效能，而且如圖 5.1-6，反而因為通道 B 較強的頻率選擇性而導致以線性內插法估計通道會有較大的通道估計誤差。圖 5.1-17 顯示了 MC-DS-CDMA 基本上其效能仍符合上述之理論式，不過因為準度較差的通道估計使得效能退化，此退化在高 SNR 時更為明顯。而由式 (4.3-6) 中我們可以看出儘管通道估計有一定程度的誤差，但由於通道隨時間變化相當緩慢，只要 $H[i,n] \approx H[i]$ ， $g[i,n] \approx g[i]$ ，那麼就算 $g[i] \neq H[i]$ ，展頻碼之正交性仍然可以繼續保持，故圖 5.1-17 中我們也可看到多用戶傳輸時並不會因為通道估計誤差而有明顯的效能退化。

在 4.3.5 節中我們提出了改良式的 MC-DS-CDMA 系統，將同一信號位元的所有切片複製為 S 份，再分別由 S 個不同的次載波傳送。並且必須將此 S 份打散開，以確保此 S 個次載波彼此間距大於通道的同調頻寬，如同 4.3.5 節所分析，此改良式系統隨著 S 取的越大，頻率分集的效果也越好，

效能可大幅提昇，缺點是由於信號重複傳送 S 份，系統位元傳輸速率也必須降低 S 倍。圖 5.1-18，圖 5.1-19 各為改良式 MC-DS-CDMA 系統在通道 A 與通道 B 下的效能模擬，當 $S=1$ 時，即等同為傳統的 MC-DS-CDMA 系統。由圖我們明顯的知道，隨著 S 取的越大，系統的效能越能有所改善，並且，用戶之間仍維持正交的關係。要注意的是，在通道 B 中，仍會受到不夠準確通道估計的影響而使效能稍為衰退，並且在 SNR 大時效能會逐漸有受到限制的驅勢。



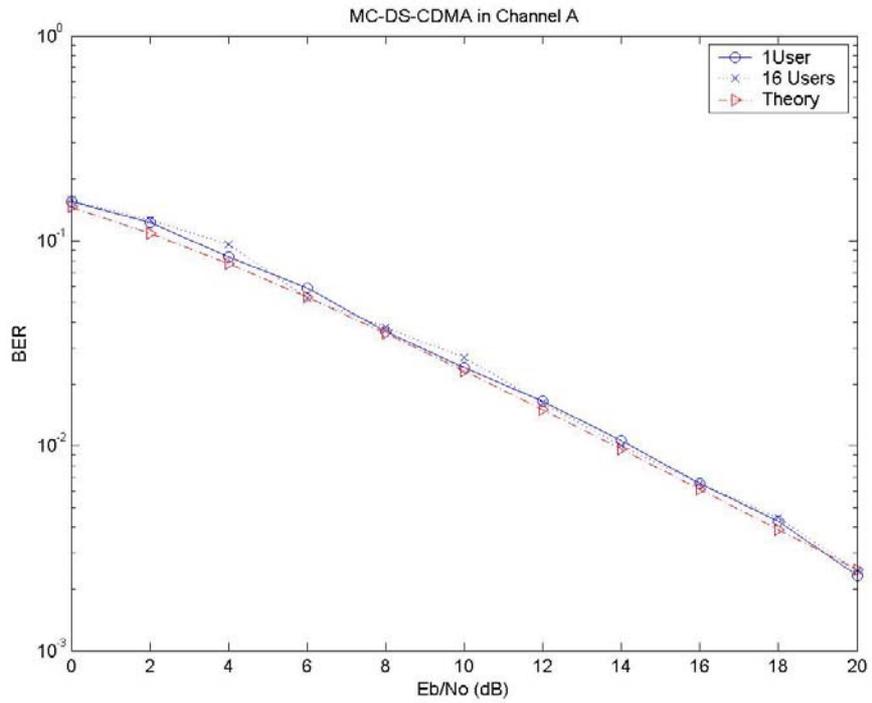


圖 5.1-16 MC-DS-CDMA 系統在通道 A 中效能

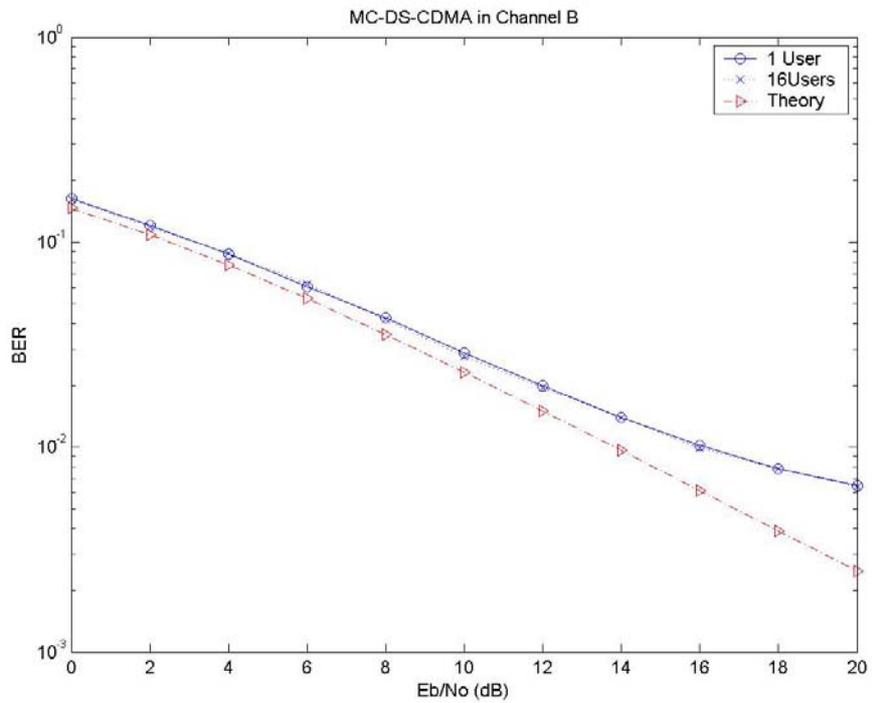


圖 5.1-17 MC-DS-CDMA 系統在通道 B 中效能

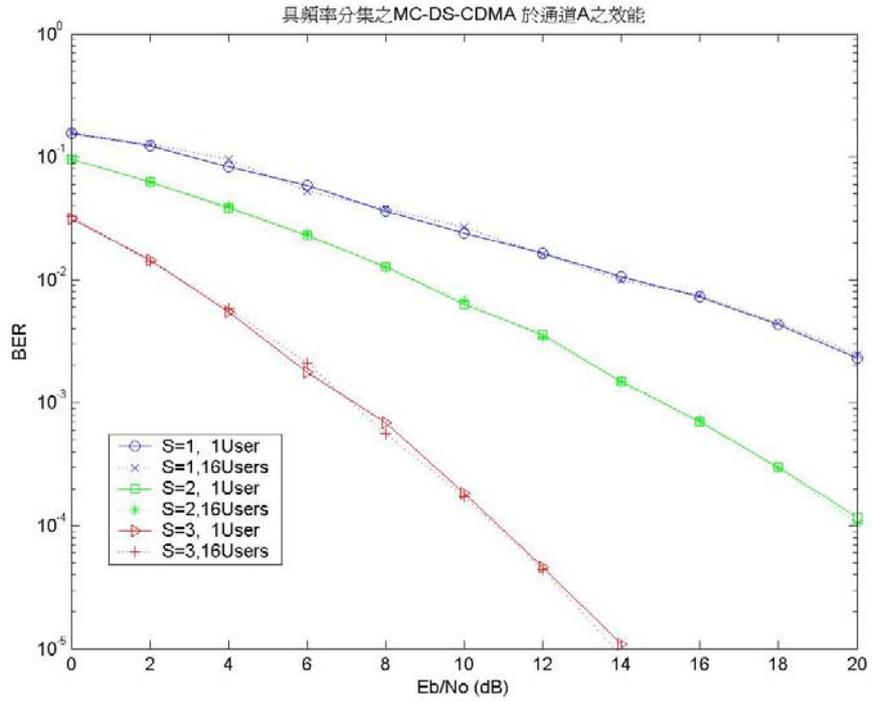


圖 5.1-18 具頻率分集之 MC-DS-CDMA 系統在通道 A 中效能

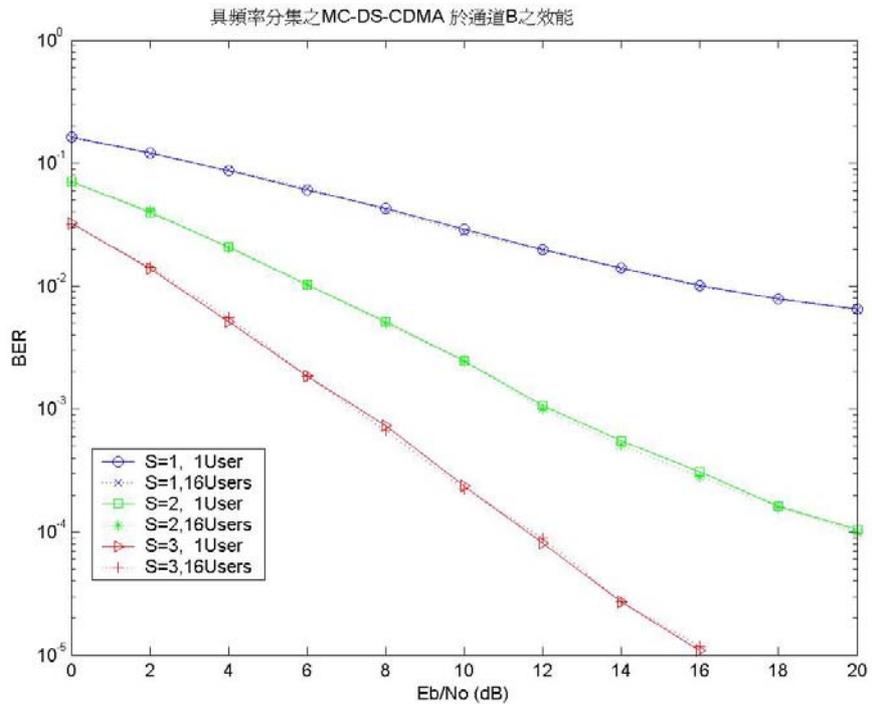


圖 5.1-19 具頻率分集之 MC-DS-CDMA 系統在通道 B 中效能

5.2 移動速率為 300Km/hr ($f_d T = 0.0284$)時的模擬結果

5.2.1 指標式通道估計

由 2.4 節我們知道 OFDM 在時變通道下，會受到 ICI 的影響，由於我們所設定 OFDM 有效符元區間不長，故移動速率為 10Km/hr 時由上一節模擬結果可發現 ICI 的影響不大，但當車速為 300Km/hr 時($f_d T = 0.0284$)，可預期 ICI 會影響我們的模擬結果。圖 5.2-1 與圖 5.2-3 分別為通道 A 與通道 B 未經內插之 pilot 通道估計效能，當 SNR 增高，MSE 將被都卜勒擴散所造成的 ICI 所影響，我們也發現，由於通道變動較劇烈，LMS 演算法會有追蹤誤差(tracking error)，當 $SNR > 16dB$ 時 LMS 演算法的效能無法提升且較 LS 演算法為差，故 SNR 高時，LS 演算法反而適於用在高移動速率(high mobility)環境。圖 5.2-2 與圖 5.2-4 則為經內插後整體通道估計之效能，當 SNR 增高，其 MSE 將被 pilot 估計誤差與內插法造成的誤差所限制。

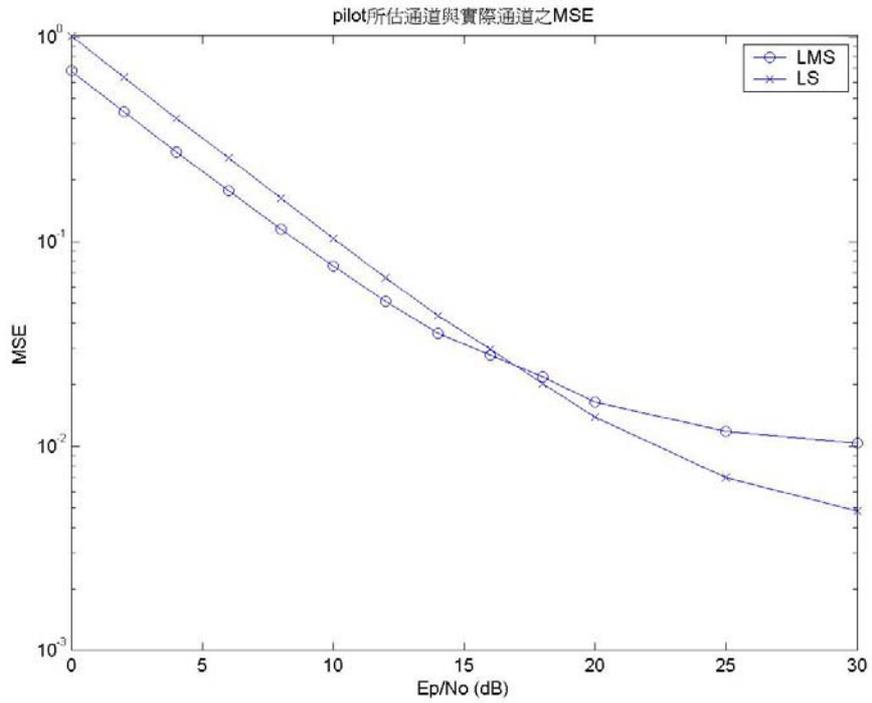


圖 5.2-1 通道 A 中 Pilot 通道估計效能， $v=300\text{Km/hr}$

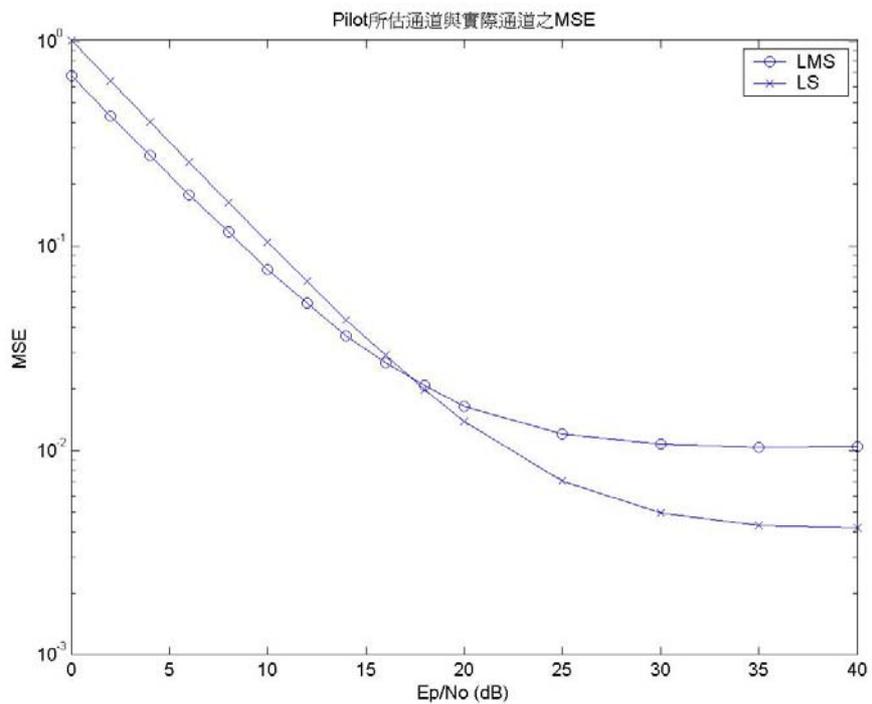


圖 5.2-2 在通道 A 經內插後通道估計之效能， $v=300\text{Km/hr}$

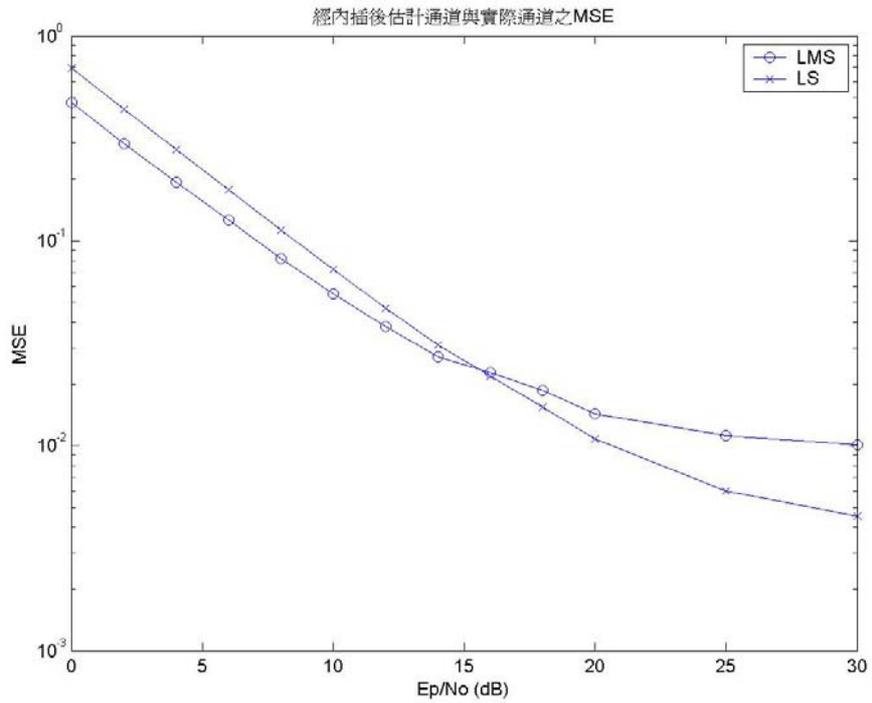


圖 5.2-3 通道 B 中 Pilot 通道估計效能， $v=300\text{Km/hr}$

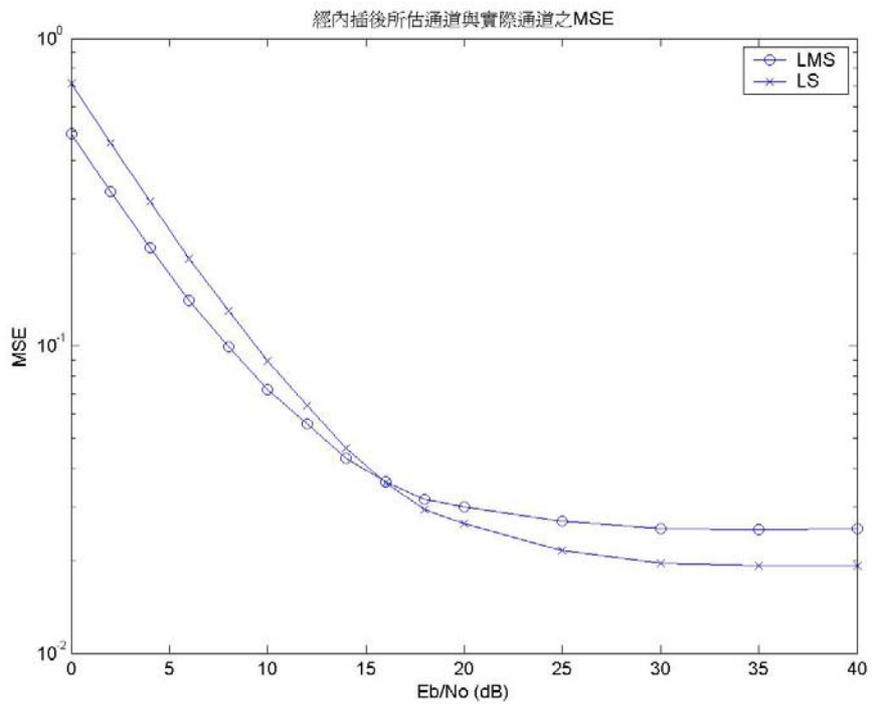


圖 5.2-4 在通道 B 經內插後通道估計之效能， $v=300\text{Km/hr}$

5.2.2 MC-CDMA 系統模擬

圖 5.2-5，圖 5.2-6 分別為單用戶 MC-CDMA 在通道 A 與通道 B 中移動速率對效能的比較，圖 5.2-7 則呈現對多用戶時的影響。可以發現在車速為最大容忍狀況 $v=300\text{Km/hr}$ 時，系統效能約退化 1dB 左右，可說是影響不大，這是因為系統設定 OFDM 的符元長度夠短，因此在一個 OFDM symbol 中，最大都卜勒擴散並不會造成嚴重的 ISI 而使系統效能大幅退化。

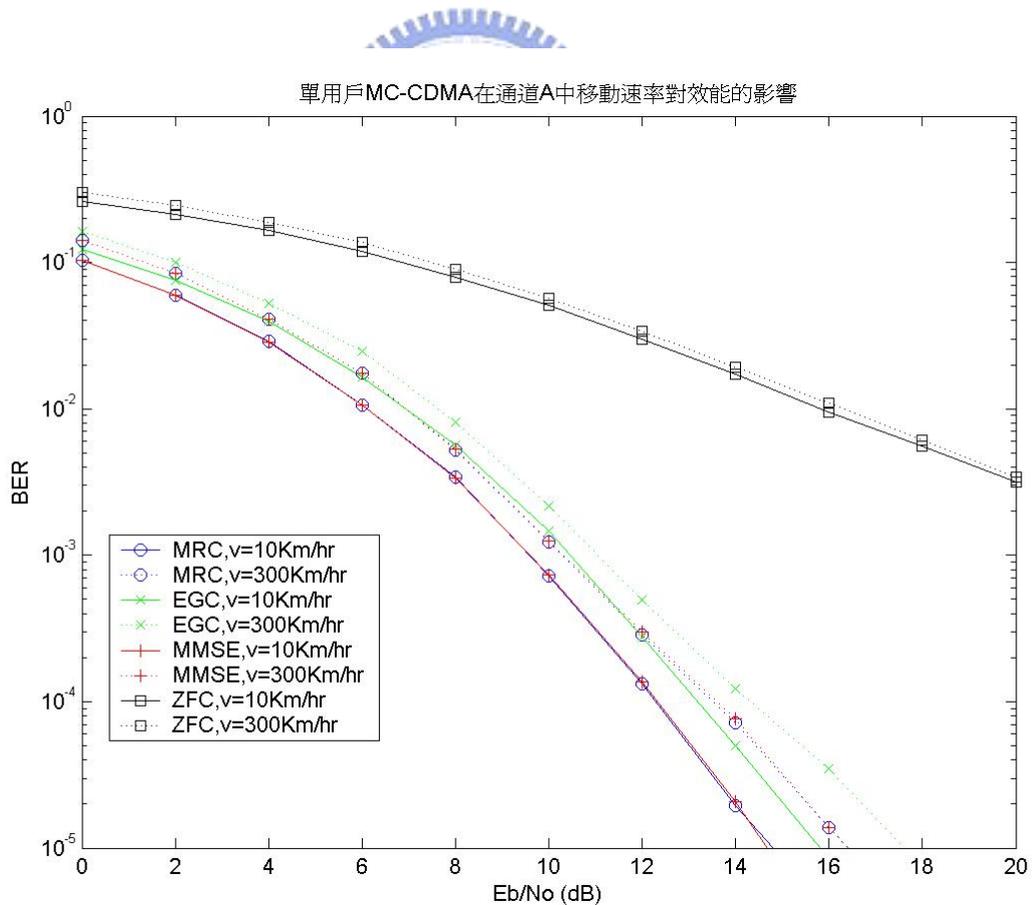


圖 5.2-5 在通道 A 中移動速率對單用戶效能的影響比較

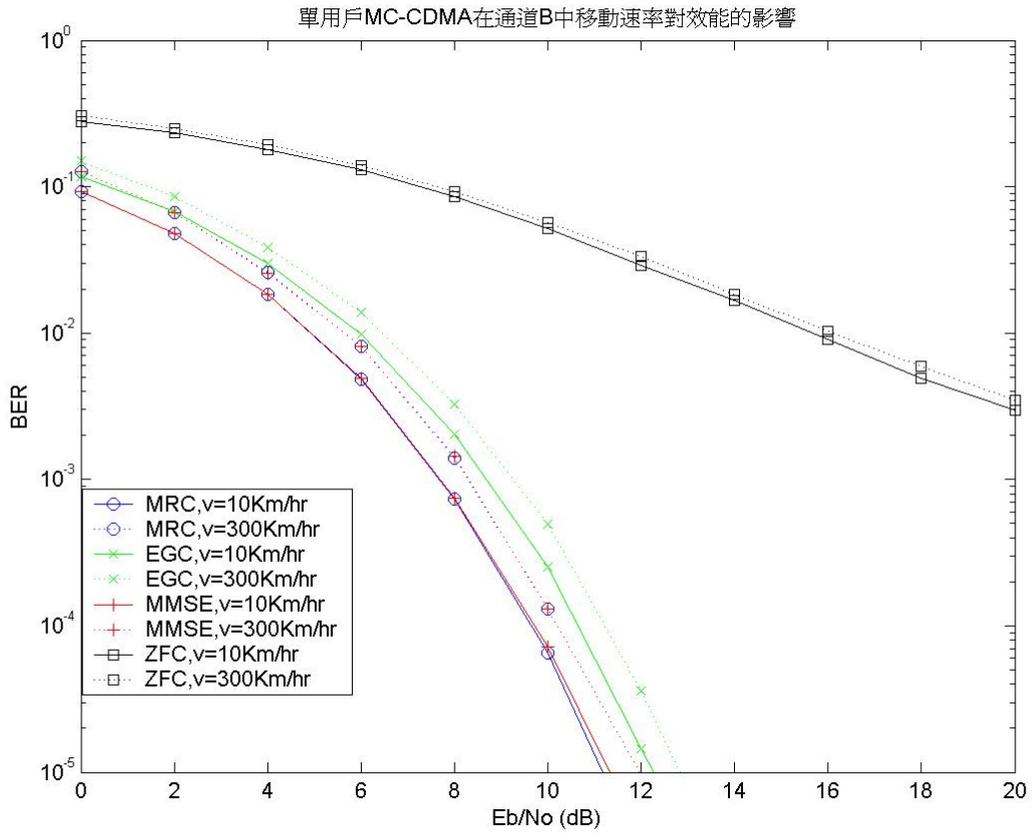


圖 5.2-6 在通道 B 中移動速率對單用戶效能的影響比較

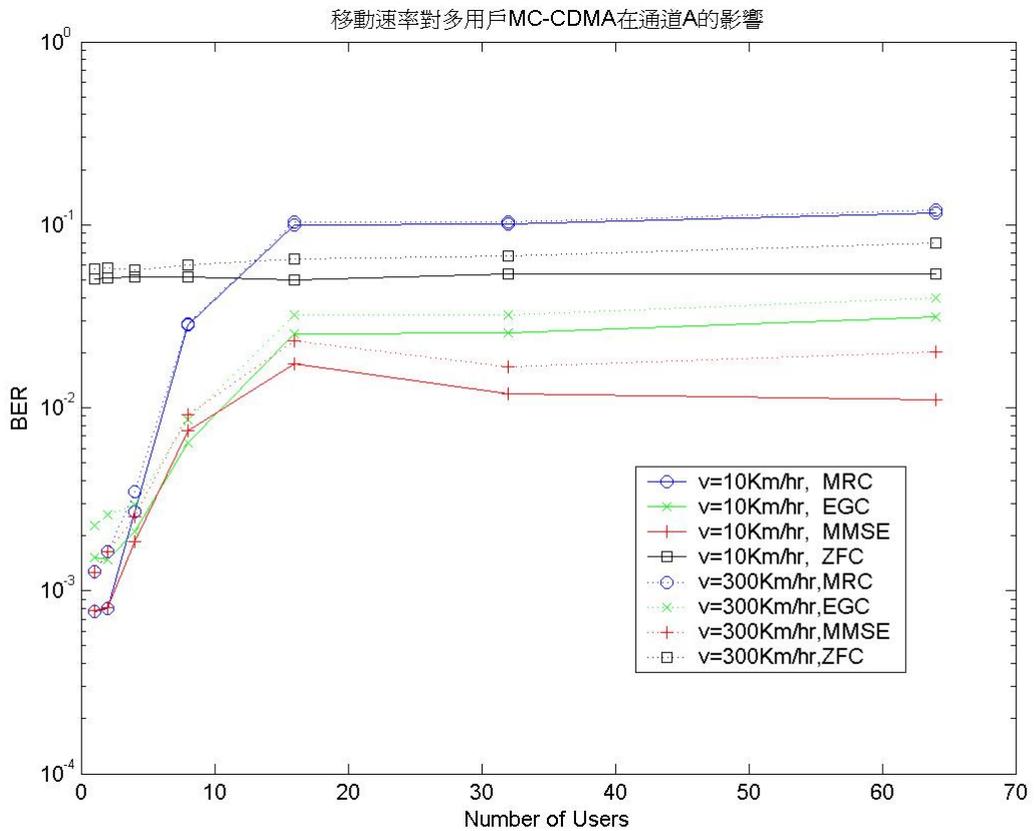


圖 5.2-7 在通道 A 中移動速率對多用戶效能的影響比較

5.2.3 MC-DS-CDMA 系統模擬

由於 MC-DS-CDMA 將碼切片分布在時域 64 個 OFDM symbol 中，根據式(3.2-3)我們可知道 MC-DS-CDMA 在移動速率為 300Km/hr 時，同一位元的所有切片不會在同調時間內，也就是在 64 個 OFDM symbol 的時間區間內，通道仍是明顯變化的，由於 MC-DS-CDMA 在時域展頻的特性，因此也會具有時間分集的好處，如圖 5.2-8 與圖 5.2-9，與 $v=10\text{Km/hr}$ 時比較，效能不但沒有下降，反而大幅提升，不過與 MC-CDMA 同理，時間分集雖然帶來了提升效能的好處，卻也破壞了展頻碼的正交性，低多用戶干擾的優勢會有所減退。

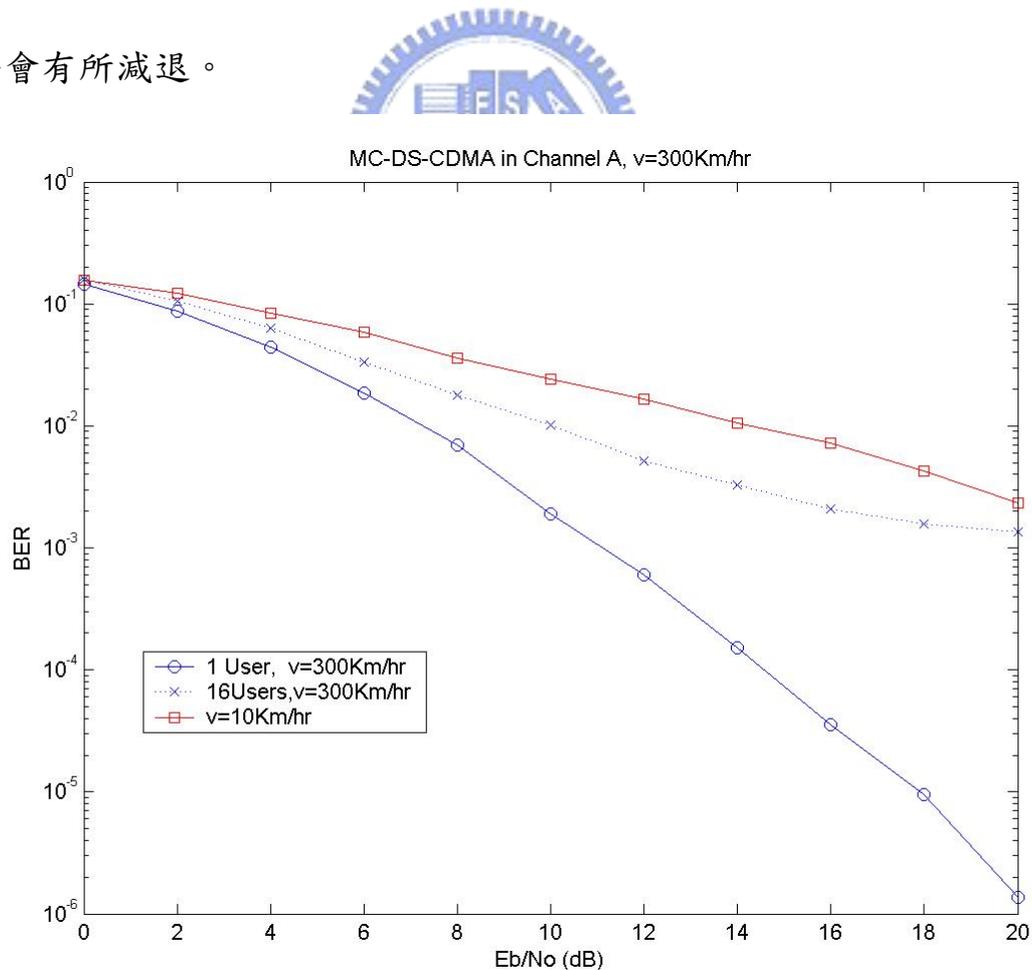


圖 5.2-8 MC-DS-CDMA 於通道 A 中效能, $v=300\text{Km/hr}$

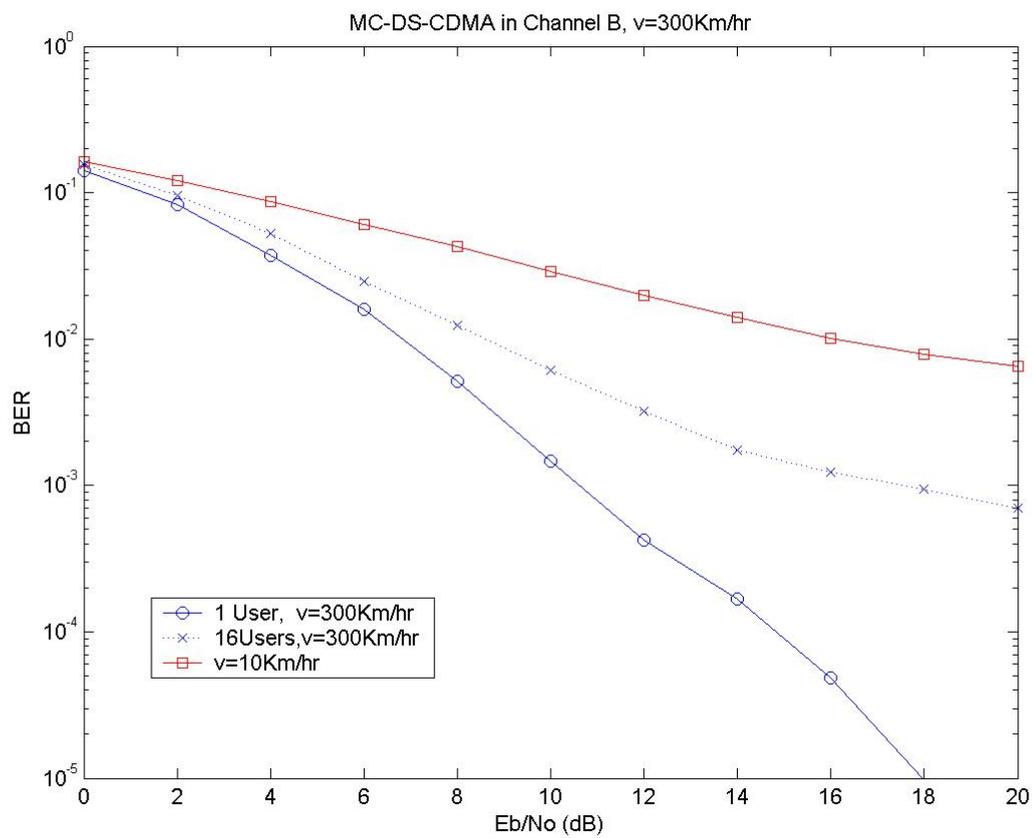


圖 5.2-9 MC-DS-CDMA 於通道 B 中效能, v=300Km/hr