

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫成果報告

自主整合式 W-CDMA 基地台接收系統(2/3) Autonomous Integrated Receive Systems (AIRS) for W-CDMA Base Stations (2/3)

計畫類別： 個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC89-2219-E009-025

執行期間：89 年 8 月 1 日至 90 年 7 月 31 日

計畫主持人： 蘇育德 教授

共同主持人：

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

赴大陸地區出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計畫國外研究報告書一份

執行單位：

中 華 民 國 90 年 10 月 25 日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

國科會專題研究計畫成果報告撰寫格式說明

Preparation of NSC Project Reports

計畫編號: NSC89-2219-E009-025

執行期限: 89年8月1日至90年7月31日

主持人: 蘇育德教授 交通大學電信工程系

計畫參與人員: 博士生 陳勝志、陳彥志

碩士生 廖志祥、張勝綜

一、中文摘要

本計畫主要在研究 cdma2000 上行鏈路系統 (Reverse Link) 基地台基頻接收機之設計。本年度的重點在研究使用最大比率結合 (Maximum Ratio Combining) 或等增益結合 (Equal Gain Combining) 的接收方式, 其系統性能的表現。

在本計畫中, 個別的傳送通道經由不同的正交碼 (Walsh Codes) 而使其彼此間正交化, 用來降低不同通道之間干擾的情形, 其中之一的通道 (Pilot Channel) 被設計用來作為訊號的初步截取、時間追縱、犁耙式接收機 (RAKE Receiver) 同調相位參考的恢復、及量測其能量且適當的調整大小。

此外, Hybrid Phase Shift Keying (HPSK) 調變在 cdma2000 中作為展頻技術已經被提出來規劃, 它是利用複展頻 (Complex Spreading) 的方法使得在零點交叉 (Zero-Crossing) 的信號過渡減到最少, 如此功率放大器的使用就能更有效率。

在本計畫中經 QPSK 調變與複展頻 (Complex Spreading) 的訊號會通過多路徑衰褪通道 (Multipath fading channel); 而在接收器部份, 我們採用同調犁耙式接收機 (Coherent RAKE Receiver) 來收集從不同衰褪路徑所得到的訊號, 在包含符號間干擾 (ISI) 及多用戶干擾 (MAI) 的情況下, 我們推導出犁耙式接收機 (RAKE Receiver) 的錯誤率 (Error Probability) 表示式, 同時我們採用二階 Butterworth 低通濾波器作為通道估計值 (Channel Estimation) 並以其相位來補償因通道衰褪而造成的相位錯誤。

分析與模擬的結果都顯示出以最大比率結合 (Maximum Ratio Combining) 的接收機是最理想的, 並且當結合的路徑增加時它也能更有效率的提高系統性能, 然而在高訊號雜比 (Signal-to-Noise Ratio) 時, 系統會因為符號間干擾 (ISI) 及多用戶干擾 (MAI) 效應而使得錯誤率無法在降低。

關鍵詞: cdma2000、展頻系統、複展頻、多路徑衰褪通道、最大比率結合、等增益結合、犁耙式接收機、多用戶干擾。

二、計畫緣由與目的

近年來在第三代 (3G) 無線通訊上最常被提到的標準便是 IMT-2000, 而國家型電信計畫便是以此標準作為研發第三代無線通訊系統的重一目標之一。然而在 IMT-2000 標準中的建議案就有十個之多, 而且這些建議案都處於互相協調與標準的審查之中, 而在其無線連接 (wireless access) 的技術方面則是傾向於寬頻分碼多工 (Wideband Code Division Multiple Access) 的方式。目前競爭最激烈的兩大陣營分別是北美及韓國所支持的 cdma-2000 與歐洲及日本支持的 W-CDMA, 而這兩種建議案所使用的無線連接技術都是屬於寬頻分碼多工的方式。所以總計畫即以實現自主整合之 W-CDMA 基地台為計畫目標, 所針對的調變訊號及系統設計是以 IMT-2000 可能採用標準為主, 但仍保留配合其他未來系統作調整之空間。本子計畫將負責其中之後端接收架構 (RAKE receiver) 的設計與實現, 並分析其系統的性能, 其中包括符號間干擾 (ISI)、多使用者干擾 (MAI) 與高斯白雜訊通道 (AWGN) 對傳送信號 (desired signal) 干擾所產生的效應。

不論歐盟與日本之 WCDMA 或美國之 cdma-2000, 其 IMT-2000 標準建議案之上行鏈路 (reverse link) 也都採用 complex spreading/QPSK 以達到降低傳送訊號 PAR (peak-to-average ratio) 並提高功率效率之目的。本子計畫主要在分析、模擬 cdma-2000 系統之性能。經 complex spreading/QPSK 調變的信號, 通過複徑衰減通道後, 接收端透過解展頻與解調後將分屬各個路徑的信號以犁耙式接收 (Coherent RAKE Combining)。我們比較了最大比率結合 (Maximum Ratio Combining) 與等增益結合 (Equal Gain Combining) 的兩種接收 (路徑合成) 方式之性能差異。

我們利用分析與模擬來取得一些系統性能之數據, 並找到相對於等增益結合法, 最大比率結合的犁耙式接收機之性能增益。

三、結果與討論

第一部份: 系統傳送端與通道模型

Cdma-2000 系統上行鏈路的傳送端使用複展頻 (Complex Spreading) 與 QPSK 調變技術, 其方式如 Fig. 1 所示。

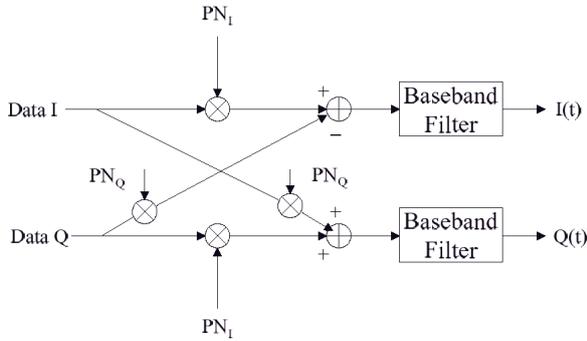


Fig. 1 複雜展頻示意圖

Cdma-2000 各個上行實體通道 (reverse physical channels) 信號經複雜展頻與 QPSK 調變示意圖：

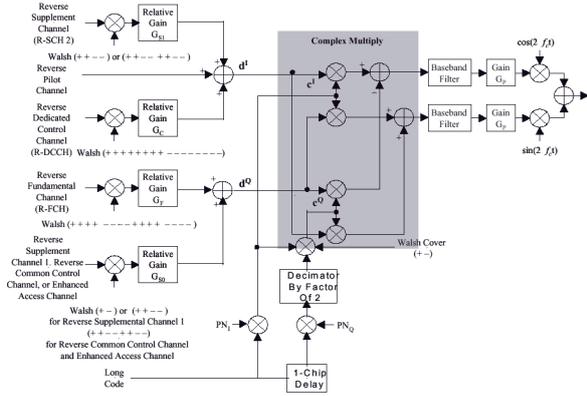


Fig. 2 上行鏈路通道調變器

經展頻與調變過後的傳送信號的數學表示式為：

$$\begin{aligned} \tilde{S}_T &= \sum_{k=1}^K \tilde{s}^{(k)}(t - t_k) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{[i]}^{(k)} c_{|i|}^{(k)} g_T(t - iT - t_k) e^{j\phi_k} \end{aligned}$$

其中 K 代表用戶個數, T 是符元(symbol)區間, T_c 是 chip 區間, M 是 spreading factor, N 是展頻碼週期, d 是要傳送的資料, c 是展頻碼, g_T 是 pulse shaping filter 的波形 (Square Root Raised-Cosine : SRRC), t_k 是第 k 個用戶相對於第一個用戶的傳送信號時間差, ϕ_k 是第 k 個用戶相對於第一個用戶傳送信號的相位差。

另外, 通道的模型可以用下列時變虛數低通等效的 impulse response 表示：

$$\begin{aligned} h_p(f; t) &= \sum_{l=0}^{L_p} \langle_l(t) U(t - t_l) \\ \langle_l(t) &= r_l(t) e^{jw_l(t)} \end{aligned}$$

其中 L_p 是可解析的通道數目, $\langle_l(t)$ 是複數值的通道增益係數, $\{r_l\}_{l=1}^{L_p}$ 、 $\{w_l\}_{l=1}^{L_p}$ 與 $\{t_l\}_{l=1}^{L_p}$ 分別是時變通道的振幅、相位移動與延遲的時間差。

第二部分：同調羣式接收機性能分析

在用同調羣式接收機時, 我們利用粗調 (code acquisition) 的結果來選擇訊雜比較高的 L_r 個路徑, 並假設粗調已經將選擇的 L_r 條路徑上的 chip 時間差調整到 $1/2$ 個 chip 區間內。接收機的示意圖如下：

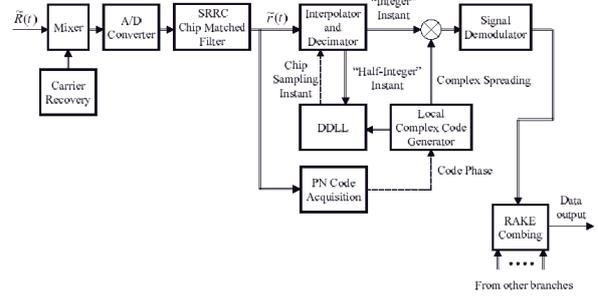


Fig. 3 接收機架構圖

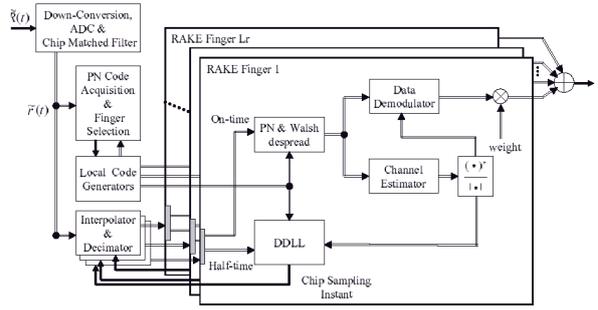


Fig. 4 L_r 個 finger 的 RAKE 接收機示意圖

等效的接收機頻信號可表示為：

$$\tilde{R}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{s}^{(k)}(t - t_k) \otimes h_p^{(k)}(f; t) |_{t=t} + \tilde{n}(t),$$

$\tilde{n}(t)$ 為基頻等效高斯白雜訊。因此, 第 n 個路徑的 matched filter 輸出信號中, 第 j 個時間取樣值為：

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{n,j}(t) &= \tilde{r}(t = t_j) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{[i]}^{(k)} c_{|i|}^{(k)} \sum_{l=0}^{L_p-1} r_l^{(k)}(t) e^{j\phi_l^{(k)}} \\ &g[(j-i)T_c, t_l^{(k)}] + \tilde{N}(t) \end{aligned}$$

其中 $t_l^{(k)} = t_k + t_{k,l}$,

$$t_{k,l} = t_k - \tilde{S}_c t_l^{(k)} + w_l^{(k)},$$

$$\tilde{N}(t) = \tilde{n}(t) \otimes g_{MF}(t)$$

最後, 針對於我們感興趣信號 ($k=1$) 的 RAKE 接收機輸出為：

$$\begin{aligned} U &= \sum_{n=0}^{L_r-1} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{j=mM}^{(m+1)M-1} \tilde{r}_{n,j} c_{|j|}^{(1)*} W_{F|j|} \right\} \left\{ \frac{\hat{c}_{m,n}^{(1)*}}{\hat{c}_{m,n}^{(1)}} \right\} \tilde{S}_{m,n} \\ &= U_s + U_{si} + U_{mai} + U_N \end{aligned}$$

U_s 表示感興趣的信號部分, U_{si} 表示相同用戶中其他路徑干擾的部分, U_{mai} 表示其他用戶的干擾部

分， U_N 表示高斯白雜訊的部分。

接下來我們分別就最大比率結合聲耙式接收機 (Maximum Ratio Combining RAKE Receiver) 與等增益結合聲耙式接收機 (Equal Gain Combining RAKE Receiver) 的接收方式分析其性能並將之與模擬結果比較。

A、MRC RAKE Receiver :

最大比率結合聲耙式接收機 (MRC RAKE Receiver) 的系統架構圖如下圖所示：

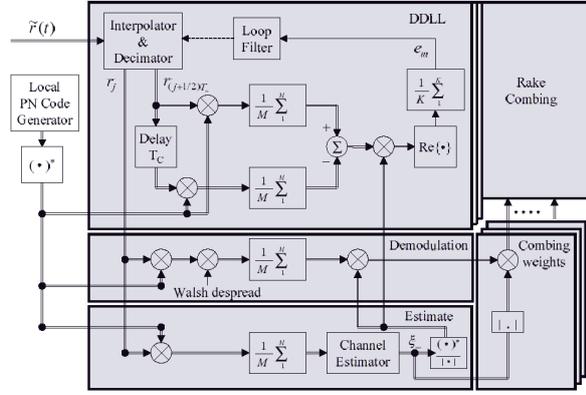


Fig. 5 MRC RAKE 接收機架構圖

在給定 $\{\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)}\}$ 的情況底下，我們可以分別算出 RAKE 接收機接收信號下列四個部分的統計特性：

$$U_N = \sum_{n=0}^{L_r-1} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{j=mM}^{(m+1)M-1} \tilde{N}_j c_{\lambda_N}^{(1)*} W_{F\lambda_M} \right\} \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}$$

$$U_{mai} = \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L_r-1} [\tilde{x}^{(k)} \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}]$$

$$U_{sai} = \sum_{n=0}^{L_r-1} [\tilde{S}_n^{(1)} \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}]$$

$$U_s = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{L_r-1} \sum_{j=mM}^{(m+1)M-1} \langle^{(1)} \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*} d_{[j]_M}^{(1)} W_{F\lambda_M} g(0) \rangle$$

計算誤碼率時，我們假設通道估計是準確的 (即 $\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)} = \langle^{(1)}_{m,n}$)，我們首先對 Fundamental Channel ($\text{Im}[U]$) 計算條件機率 (在 $\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)}$ 與 d_F 已知的條件底下)：

$$P_b(\{\underline{r}^{(1)}\}) = \mathcal{Q} \left\{ \sqrt{\frac{E\{\text{Im}[U]\}^2}{f_F^2}} \right\}$$

接下來我們若將上述的條件機率對 $\{\underline{r}_{m,n}^{(1)}\}_{n=0}^{L_r-1}$ 做積分即可得到其誤碼率：

$$P_b = \int_0^\infty \mathcal{Q} \left(\sqrt{\frac{F}{f_F^2}} \right) \left\{ \frac{\left(\frac{m_F}{\Omega}\right)^{m_F-1}}{\Gamma(m_F)} e^{-\left(\frac{m_F}{\Omega}\right)F} \right\} dF$$

$$\approx \sqrt{\frac{\chi}{1+\chi}} \frac{(1+\chi)^{-m_F} \Gamma(m_F+1/2)}{2\sqrt{\mathcal{F}} \Gamma(m_F+1)}$$

$$\cdot {}_2F_1(1, m_F+1/2; m_F+1; (1+\chi)^{-1})$$

其中 $\chi = \frac{\Omega_F}{2m_F f_F^2}$ ，而 ${}_2F_1(a, b, c, z)$ 則為

hypergeometric 函數， $F = \frac{(G_F)^2}{\Omega_{\zeta_0}} \sum_{n=0}^{L_r-1} \left\{ \hat{\zeta}_n^{(1)} \right\}^2$ 。

B、EGC RAKE Receiver :

相同增益結合聲耙式接收機 (EGC RAKE Receiver) 的系統架構圖如下圖所示：

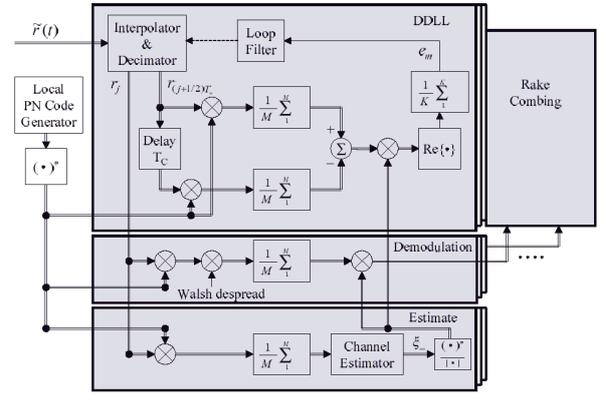


Fig. 6 MRC RAKE 接收機架構圖

如同 MRC RAKE Receiver 的計算方式，我們也可以得出 EGC RAKE 接收機接收信號下列四個部分的統計特性：

$$U_N = \sum_{n=0}^{L_r-1} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{j=mM}^{(m+1)M-1} \tilde{N}_j c_{\lambda_N}^{(1)*} W_{F\lambda_M} \right\} \frac{\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}}{\left| \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)} \right|}$$

$$U_{mai} = \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L_r-1} \left[\tilde{x}^{(k)} \frac{\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}}{\left| \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)} \right|} \right]$$

$$U_{sai} = \sum_{n=0}^{L_r-1} \left[\tilde{S}_n^{(1)} \frac{\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}}{\left| \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)} \right|} \right]$$

$$U_s = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{L_r-1} \sum_{j=mM}^{(m+1)M-1} \langle^{(1)} \frac{\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)*}}{\left| \hat{\zeta}_{m,n}^{(1)} \right|} d_{[j]_M}^{(1)} W_{F\lambda_M} g(0) \rangle$$

與 MRC RAKE 接收機相同，我們假設通道估計是準確的 (即 $\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)} = \langle^{(1)}_{m,n}$)，然後對 Fundamental Channel ($\text{Im}[U]$) 計算條件機率 (在 $\hat{\zeta}_{m,n}^{(1)}$ 與 d_F 已知的條

件底下) :

$$P_b(\{r^{(1)}\}) = Q \left\{ \sqrt{\frac{E\{\text{Im}[U]\}^2}{t_F^2}} \right\}$$

接下來我們將條件機率對 $\{r_{m,n}^{(1)}\}_{n=0}^{L_r-1}$ 做積分即可得到其誤碼率 :

$$P_b = \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{F}{t_F^2}} \right) \left\{ \frac{\left(\frac{m_F}{\Omega}\right)^{m_F-1}}{\Gamma(m_F)} e^{-\left(\frac{m_F}{\Omega}\right)F} \right\} dF$$

$$\approx \sqrt{\frac{\chi}{1+\chi}} \frac{(1+\chi)^{-m_F} \Gamma(m_F+1/2)}{2\sqrt{F}\Gamma(m_F+1)} \cdot {}_2F_1\left(1, m_F+1/2; m_F+1; (1+\chi)^{-1}\right)$$

其中 $\chi = \frac{\Omega_F}{2m_F t_F^2}$, ${}_2F_1(a, b, c, z)$ 為 hypergeometric

函數 , $F = \frac{(G_F)^2}{\Omega_{\zeta_0}} \left\{ \sum_{n=0}^{L_r-1} r_n^{(1)} \right\}^2$; 與 MRC RAKE 接收

機最大的差別在於 MRC 的 F 為 $\frac{(G_F)^2}{\Omega_{\zeta_0}} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{r_n^{(1)}\}^2$.

第三部分：模擬結果

在模擬時我們假設正確載波相位估計及粗調與理想 A/D 轉換器及 interpolator/decimator , 以下為部分模擬的結果 :

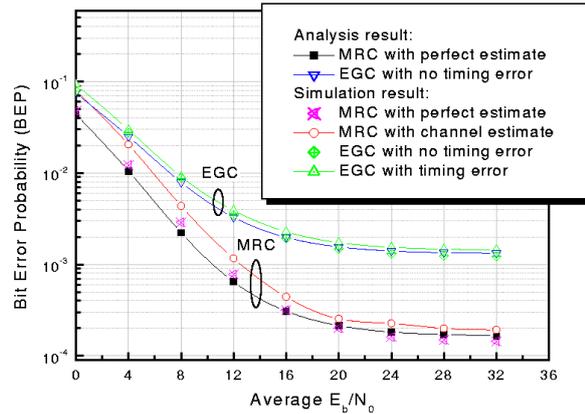


Fig. 7 兩種 RAKE 接收機誤碼率性能比較

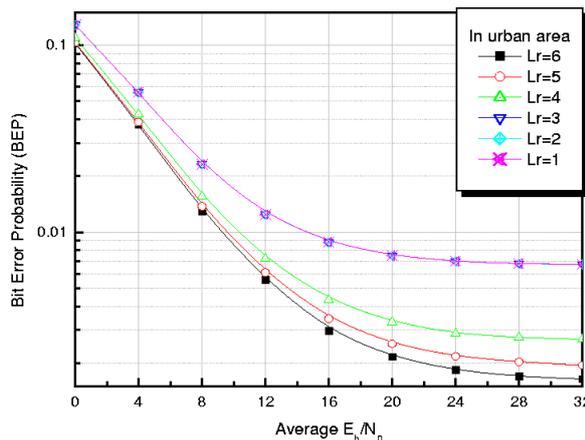


Fig. 8 MRC 接收機 finger 數目對誤碼率做圖

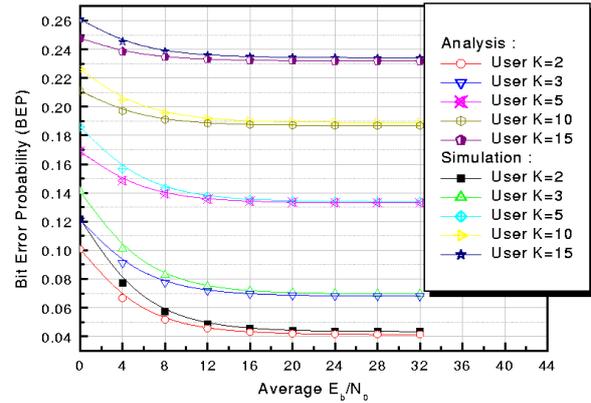


Fig-9. MRC 接收機用戶數目對誤碼率做圖

四、計畫成果自評

本計畫描述了在 cdma-2000 上行鏈路系統中使用的複展頻與 QPSK 調變傳送信號之行為, 且分析了使用羣式接收機來偵測傳送數據時的性能, 並比較了兩種常用到羣式接收機系統——最大比率結合羣式接收機 (MRC RAKE Receiver) 與等增益結合羣式接收機 (EGC RAKE Receiver) 的性能差異。正如所預期的, 最大比率結合羣式接收機是最佳的結合機制, 但是其性能常會受限於通道估計的不完美; 雖然羣式接收機對於符號間干擾 (ISI) 的消除有一定的效用, 但是為了更有效的對抗多用戶干擾 (MAI) 可以加入多用戶偵測 (MUD) 的機制, 而加入多用戶偵測的機制則是未來可以進一步研究的方向。

五、參考文獻

1. V. K. Garg, IS-95 CDMA and cdma2000, NJ: Prentice Hall PTR, 2000.
2. H. G. Proakis, Digital communications, New York: McGraw-Hill, 3rd Ed., 1995.
3. T. S. Rappaport, Wireless communication: principles & practice, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
4. D. Parsons, The mobile radio propagation channel, Addison-Wesley, 1992.
5. M. K. Simon and M.-S. Alouini, Digital communication over fading channels, New York: John Wiley & Sons, 2000.
6. H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel, Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing, New York: John Wiley & Sons, 1997.
7. TIA/EIA, Physical layer standard for cdma200 spread spectrum systems, 3GPP2 Document C.P0002-A. Edit Version 29, Nov. 18, 1999.
8. A. Papoulis, Probability, random variables and stochastic process, New York: McGraw-Hill, 3rd Ed., 1991.
9. M. Abramowitz and I. A. Stegun, ed., Handbook of mathematical functions, New York: Dover, 1972.
10. Y.-H. Hsu, "Analysis of complex tracking with

channel estimation in bandlimited rayleigh fading channels,” Mater Thesis, Department of Communication Eng., National Chiao Tung Univ., Hsinchu, Taiwan, June 2000.

11. J. M. Holtzman, “A simple, accurate method to calculate spread-spectrum multiple-access error probabilities,” IEEE Trans. Commun., vol. 40, NO. 3, pp.461-464, Mar. 1992.
12. M.-S. Alouini, S. W. Kim, A. Goldsmith, “RAKE reception with maximal-ratio and equal-gain combining for DS-CDMA systems in Nakagami fading,” IEEE Universal Personal Comm., vol.2, pp.708-712, 1997.
13. T. Eng, and B. Milstein, “Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fadings,” IEEE Trans. Commun., vol.44, pp.1117-1129, Sept. 1996.
14. S.-H. Hwang, K. Cho, W.-R. Cho, and E.-K. Hong, “Reverse link synchronous DS-CDMA cellular networks in Rayleigh multipath fading : system capacity,” APCC/OECC Comm., vol. 1, 1999
15. S. Willenegger, “cdma2000 Physical layer: an overview,” Jour. Comm. Net., vol. 2, No. 1, Mar. 2000.