

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫成果報告

※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※

※

※

※

多重輸入輸出處理技巧

※

※

及其在無線通訊上的應用

※

※

※

※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※

計畫類別：個別型計畫 整合型計畫

計畫編號： NSC 90-2213-E-009-074

執行期間： 90年8月1日至91年7月31日

計畫主持人： 李大嵩 教授 交通大學電信工程系

計畫參與人員：何從廉 黃照堯 陳瑋廷

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：國立交通大學電信工程系

中華民國 91 年 7 月 23 日

多重輸入輸出處理技巧及其在無線通訊上的應用

Multi-input Multi-output Processing Techniques and Applications for Wireless Communications

計畫編號：NSC 90-2213-E-009-074

執行期限：90 年 8 月 1 日至 91 年 7 月 31 日

主持人：李大嵩 教授 交通大學電信系

計畫參與人員：何從廉 黃照堯 陳瑋廷

一、中文摘要

在本報告中，吾人提出一種在頻率衰減式多路徑環境下，用於高速下鏈資料傳輸之分碼多重進接系統前置等化器。吾人將多根傳輸天線置於基地台以進行下鏈資料傳輸，接著藉由一組可適性 FIR 濾波器以消除多重進接干擾及可能的碼際干擾。當多重進接干擾及碼際干擾有效地被予以消除後，在每一個行動台上將只需要一個簡單的匹配濾波器即可有效接收，使得手機設計可以輕薄短小，將非常適用於下一世代的無線通訊系統。而每一個可適性 FIR 濾波器的權重是基於旁波瓣消除器技術所計算出，且藉由共軛梯度法實現部分可適性以降低計算複雜度。吾人所提出的空-時前置等化器將藉由電腦模擬評估其性能。模擬結果顯示此等化器可獲得比前置犁耙最大比合併器更優異的性能。

關鍵詞：分碼多重進接系統、空-時處理、干擾抑制、前置等化器

Abstract

In this report, we proposed a novel space-time (ST) pre-equalizer for the downlink of high data rate CDMA systems over frequency-selective multipath channels. We consider the scenario in which multiple transmit antennas are used at the base station (BS) for downlink transmission, followed by a set of adaptive FIR filters to suppress the multiple access interference (MAI) and possible intersymbol interference (ISI). With the MAI and ISI effectively suppressed, each mobile station (MS) would require only a simple matched filter (MF), leading to a “thin” handsets design suitable for next-generation wireless communications. The tap weights of each adaptive FIR filter are determined based on the generalized sidelobe canceller (GSC) technique, and partial adaptivity is incorporated via the conjugate gradient (CG) algorithm for reduced complexity implementation. The proposed ST pre-equalizer is evaluated through simulations, and the results show that it can achieve better performance compared to the pre-RAKE maximum ratio combining (MRC) method.

Keywords: CDMA, Space-time processing, Interference suppression, Pre-equalizer

二、計畫緣由與目的

高資料傳輸網路之一主要問題為多路徑傳輸所造成之嚴重碼際干擾(ISI)。而在高速分碼多重進接(CDMA)系統中，為允許多重用戶存在，必須能有效地消除 ISI 及多重進接干擾(MAI)。MAI 及 ISI 的消除可藉由接收端的多用戶偵測技術達成。然而，在行動通訊中，確保行動台(MS)簡易輕巧及具有高功率效益是極為重要的。有鑑於此，傳輸端的技術在近年來被提出，以提供相當於接收端技術的效能，同時可允許 MS 接收器的複雜度大幅降低。

在本報告中，吾人提出一種在頻率衰減式多路徑環境下，用於高速下鏈資料傳輸之 CDMA 系統前置等化器。圖一為其等效之多輸入輸出(MIMO)系統架構圖。在基地台(BS)端，吾人使用多根傳輸天線及一組可適性 FIR 濾波器，於下鏈資料傳輸時預先將 MAI 及 ISI 消除，使得在每一個行動台上將只需要一個簡單的匹配濾波器即可有效接收，因此手機設計可非常輕薄短小。過去在 CDMA 傳輸預前處理方法中，最典型的即為最大化訊號對雜訊比(SNR)技術，但此技術卻不對干擾做任何消除或抑制的動作。當干擾非常多或非常強時，此種技術的效能將會嚴重地衰減。鑑於此，吾人提出一種空-時(ST)前置等化器，此等化器的權重將基於旁波瓣消除器(GSC)技術(如圖二)所計算出，以有效地消除前述的干擾。此外，在不使性能降低的前提下，藉由共軛梯度法(CG)實現部分可適性(PA)技術以降低計算複雜度及提高性能收斂速度。

三、研究方法

吾人提出之空-時前置等化器，研究方法如下：

首先考慮一下鏈 MIMO CDMA 系統，如

圖一，其中在 BS 端將 K 個訊號經過一組 N -tap FIR 濾波器再透過 M 個傳送天線傳送出去，而在 MS 端使用單一接收天線。因此系統原始的傳輸資料從 M 個天線傳送出去的訊號為：

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{W}\mathbf{A}\mathbf{d}(t) \quad (1)$$

其中， $\mathbf{W}=[\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_K]$ 為 $M \times KN$ 傳送權重矩陣， $\mathbf{W}_k=[\mathbf{w}_k(0), \dots, \mathbf{w}_k(N-1)]$ ， $\mathbf{A}=\text{diag}\{\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_K\}$ 為 $KN \times KN$ 傳輸振幅矩陣， $\mathbf{A}_k=A_k\mathbf{I}$ ， A_k 為第 k 個訊號的傳輸振幅， $\mathbf{d}(t)$ 為 $KN \times 1$ 傳輸訊號。接著，此訊號經由通訊通道抵達每一個 MS 端。將每一個 MS 上的訊號 $y_k(t)$ ， $k=1, \dots, K$ ，經過 T_c 取樣號收集可得：

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(l) &= [y_1(l), \dots, y_K(l)]^T \\ &= \mathbf{H}^T \mathbf{W}_c \mathbf{A}_c \mathbf{d}_c(l) + \mathbf{n}(l) \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{H}=[\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_K]$ 為 $M(L+1) \times K$ 多用戶(MU)通道矩陣，為一個多輸入多輸出(MIMO)架構， \mathbf{h}_k 為 $(L+1) \times 1$ 通道響應向量，其長度為 $L+1$ 。 \mathbf{W}_c 、 \mathbf{A}_c 、 $\mathbf{d}_c(l)$ 各為具適當維度的傳送權重矩陣、傳輸振幅矩陣及傳輸訊號。

空-時前置等化器的設計目的就是利用空-時聯合自由度找出一組 $M \times 1$ 權重 $\mathbf{w}_k(l)$ 使得在接收端所收到的訊號為 $\mathbf{h}_i^T \mathbf{x}_c^*(l) = d_i(l-u+1)$ (i.e., 經過延遲 u 時間的原傳輸訊號，沒有任何干擾)，其中 $\mathbf{x}_c(l) = \mathbf{W}_c \mathbf{A}_c \mathbf{d}_c(l)$ ，亦即滿足下列公式：

$$\mathbf{H}_c^T \tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{E}_u \quad (3)$$

其最佳的權重係數為零強制(ZF)解為：

$$\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{H}_c^* (\mathbf{H}_c^T \mathbf{H}_c^*)^{-1} \mathbf{E}_u \quad (4)$$

而前置犁耙(Pre-RAKE)最大比合併器(MRC)之解為：

$$\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{H}_c^* \mathbf{E}_u \quad (5)$$

為保持傳輸功率相同，必須進行正規化：

$$\tilde{\mathbf{W}} = [\tilde{\mathbf{w}}_1 / \|\tilde{\mathbf{w}}_1\|, \dots, \tilde{\mathbf{w}}_K / \|\tilde{\mathbf{w}}_K\|]。$$

由於最佳解的運算複雜度非常高，而 Pre-RAKE MRC 性能會因干擾的數目及強度嚴重衰減，因此吾人將基於 GSC 技術（如圖二）並根據下列準則找出其權重：

$$\min_{\mathbf{v}_k} E\{|\tilde{\mathbf{h}}_k^T(u)\mathbf{z}_c(l) - \mathbf{v}_k^H \mathbf{B}_k^H \mathbf{z}_c(l)|^2\} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{z}_c(l) = \mathbf{H}_c \mathbf{d}_c(l)$ ， $\tilde{\mathbf{h}}_k(u)$ 為 \mathbf{H}_c 中第 k 個 block 矩陣的第 $u+1$ 行， \mathbf{B}_k 、 \mathbf{v}_k 各為 GSC 架構中 $MN \times (MN-1)$ 的訊號遮蔽矩陣及 $(MN-1) \times 1$ 的可適性權重向量。經推導可得其解為：

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{w}}_k &= \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) - \mathbf{B}_k \mathbf{v}_k \\ &= [\mathbf{I} - \mathbf{B}_k (\mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \mathbf{B}_k)^{-1} \mathbf{B}_k^H \mathbf{R}] \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) \end{aligned} \quad (7)$$

此稱為完全可適性 (FA) GSC 架構，其中 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{z}_c^*(l)\mathbf{z}_c^T(l)\} = \mathbf{H}_c^* \mathbf{H}_c^T$ 。

接下來藉由 CG 進行 PA 實現，其整體架構如圖三。吾人藉由 GSC 發展出下列公式：

$$(\mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \mathbf{B}_k) \mathbf{v}_k = \mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) \quad (8)$$

其中 \mathbf{v}_k 即為吾人所要求解的權重係數。令

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \mathbf{B}_k \\ \mathbf{x} &= \mathbf{v}_k \\ \mathbf{b} &= \mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) \end{aligned} \quad (9)$$

以 CG 遞迴式解 $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ 找出一 $(MN-1) \times D$ 的轉換矩陣 $\mathbf{T}_k = [\mathbf{t}_{k,1}, \dots, \mathbf{t}_{k,D}]$ 及 $D \times 1$ 的 PA 權重向量 $\mathbf{v}_{k,R} = [\nu_{k,1}, \dots, \nu_{k,D}]^T$ ，其中 $\mathbf{t}_{k,p}$ ， $p=1 \sim D$ 及 $\mathbf{v}_{k,R}$ 各為 CG 中的蒐尋方向向量（基底）及調整步伐刻度，它滿足 \mathbf{A} -conjugacy 特性：

$$\mathbf{t}_{k,p}^H \mathbf{A} \mathbf{t}_{k,q} = 0 \quad \forall p \neq q \quad (10)$$

找出 \mathbf{T}_k 後，GSC 中一降維的訊號遮蔽矩陣即可求得： $\mathbf{B}_{k,R} = \mathbf{B}_k \mathbf{T}_k$ 。接著找出 PA 權重 $\mathbf{v}_{k,R}$ 。根據 \mathbf{A} -conjugacy 特性， $\nu_{k,p}$ 可根據下列準則很容易地求出：

$$\min_{\nu_{k,p}} E\{|\tilde{\mathbf{h}}_k^T(u)\mathbf{z}_c(l) - \nu_{k,p}^* \mathbf{t}_{k,p}^H \mathbf{B}_k^H \mathbf{z}_c(l)|^2\} \quad (11)$$

求解可得：

$$\nu_{k,p} = \frac{\mathbf{t}_{k,p}^H \mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u)}{\mathbf{t}_{k,p}^H \mathbf{B}_k^H \mathbf{R} \mathbf{B}_k \mathbf{t}_{k,p}} \quad (12)$$

此外， \mathbf{v}_k 於 $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ 中是落於 \mathbf{T}_k 所延展出的空間，因此具有下列關係： $\mathbf{v}_k \propto \mathbf{T}_k \mathbf{v}_{k,R}$ ，亦即：

$$\begin{aligned} \sim \mathbf{v}_k &= \mathbf{T}_k \mathbf{v}_{k,R}。此對應的比率係數為 \\ \sim &= \frac{\mathbf{v}_{k,R}^H \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u)}{\mathbf{v}_{k,R}^H \mathbf{R} \mathbf{v}_{k,R}} = 1 \end{aligned} \quad (13)$$

最後，整個 GSC 的權重為：

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{w}}_k &= \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) - \mathbf{B}_k \mathbf{v}_k \\ &= \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) - \mathbf{B}_k \mathbf{T}_k \mathbf{v}_{k,R} = \tilde{\mathbf{h}}_k^*(u) - \mathbf{B}_{k,R} \mathbf{v}_{k,R} \end{aligned} \quad (14)$$

四、成果與討論

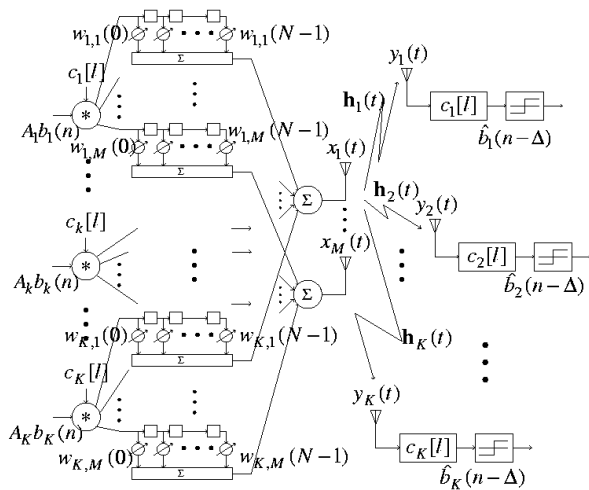
在本報告中，吾人使用不同的模擬結果來呈現所提出的空-時 CDMA 系統前置處理器的效能與特性。圖四為吾人提出之前置等化器權重與最佳權重（零強制解，ZF）間的均方根誤差值，由圖可知吾人提出之前置等化器與最佳解的傳送器極接近。圖五為雜訊強度效應模擬，圖六則為傳送功率效應模擬，皆證明本傳送器在多用戶、多路徑、強干擾的環境下，經過遞迴前置處理法有效消除干擾後，能達到最佳解的傳送器效能，而使用多根天線的前置犁耙最大比合併器 (MRC) 則無法有效對抗此環境下的干擾。

總結本傳送器為一個空-時前置處理等化器，採用旁波瓣消除器架構，配合部分可適性實現，達成前置多用戶干擾及符際干擾之消除，同時大幅降低接收機的運算處理複雜度。由模擬結果顯示，本處理器可有效對抗大量強干擾，進而提昇系統容量。

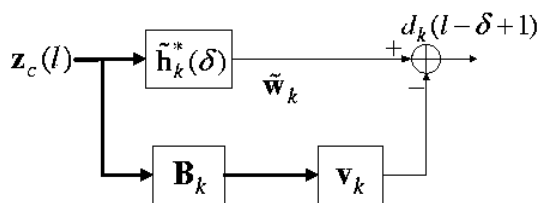
五、參考文獻

- [1] R. Esmailzadeh, E. Sourour and M. Nakagawa, "Prerake diversity combining in time-division duplex CDMA mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 795-801, May 1999.
- [2] R. L. U. Chio, K. B. Letaief and R. D. Murch, "MISO CDMA transmission with simplified receiver for wireless communication handsets," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 888-898, May 2001.
- [3] M. Brandt-Pearce and A. Dharap, "Transmitter-based multiuser interference rejection for the down-link of a wireless CDMA system in a multipath environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 407-417, Mar. 2000.
- [4] H. Liu and G. Xu, "Multiuser blind channel estimation and spatial channel pre-equalization," in *Proc. ICASSP*, vol. 3, pp. 1756-1759, 1995.
- [5] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: a versatile approach to spatial filtering," *IEEE ASSP Mag.*, vol. 5, pp. 4-24, Apr. 1988.
- [6] J. S. Goldstein and I. S. T. Reed, "Subspace selection for partially adaptive sensor array processing," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 33, pp. 539-544, Apr. 1997.
- [7] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computation*, MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1989.

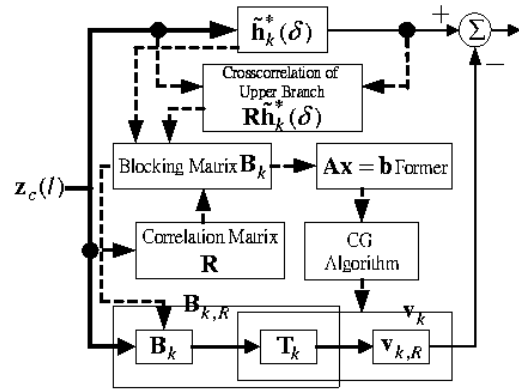
六、圖表



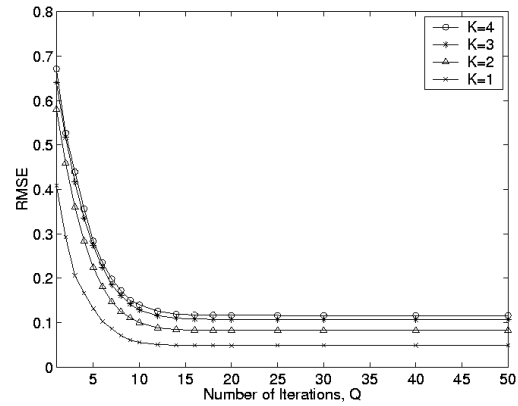
圖一：空-時前置等化器架構圖



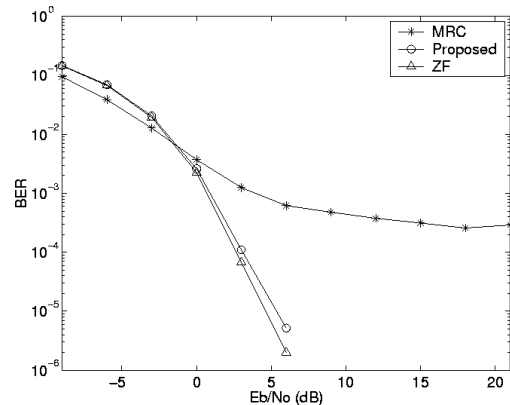
圖二：旁波瓣消除器架構圖



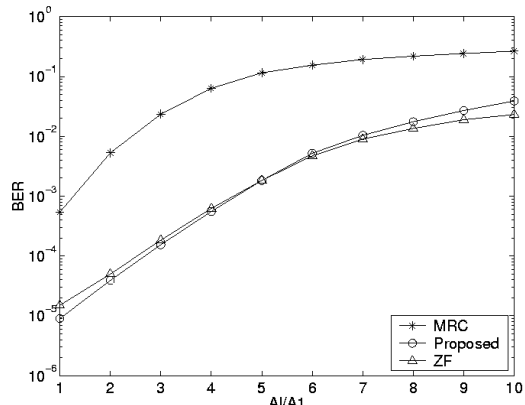
圖三：整體方法系統架構圖



圖四：在 $E_b/N_0=10$ dB 和 $NFR=0$ dB 下，前置等化器權重與最佳權重（零強制解）間的均方根誤差值評估圖



圖五：在 $NFR=0$ dB 下，雜訊強度效應評估圖



圖六：在 $E_b/N_0=10$ dB 下，傳送功率效應評估圖