

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

OFDM無線網路之合作通訊

Cooperative communication for OFDM-based wireless networks

--子計畫(四)

合作式多使用者多輸入多輸出正交分頻多工系統

計畫編號：NSC 95-2219-E-009-013

執行計畫：95年8月1日至96年12月31日

主持人：吳文榕教授 國立交通大學電信系教授

Email:wrwu@faculty.nctu.edu.tw

一·中文摘要

本計畫旨在探討基於下個世代寬頻無線之前瞻性通訊技術，提出可能之先進新穎通訊機制，滿足未來高品質、高效率及高速率之通訊品質。有別於傳統通訊現有技術，吾人將運用了合作式通訊之概念，並結合多輸入多輸出系統設計諸多設計觀點，提出新穎傳輸與接收架構，藉以高通訊品質與吞吐量(through put)。

Abstract

In this project, we propose a new and novel communication transceiver scheme with high quality, high efficiency, and high throughput performance. Particularly, based on the cooperative communication structure, we propose a new transceiver structure which combines the multi-input multi-output (MIMO) transceiver structure and the spatial diversity extended form cooperative system to satisfy the high demand of linking quality.

二·前言

近幾年來，協力式通訊系統(cooperative communication)於無線通訊中已被熱烈的探討[1]-[4]。這是因為協力通訊系統一樣能提供諸

多如多輸入多輸出 (multiple-input multiple-output, MIMO)系統之優點，例如增加多樣性增益(diversity gain)，增加頻譜效益(spectral efficiency)，以及編碼增益(coding gain)。雖然 MMIMO 系統於無線通訊中能有效提供效能改善，但是於實際考量中，許多設計因素限制著 MIMO 可用效能，例如如何在無線節點中，有距離的放置多跟天線，使的不同天線間的鏈結更為獨立，一直是 MIMO 應用於實際系統最大問題；此外，放置多跟天線於無線節點中，每根天線都需有不同的 RF 電路，這些都會增加系統實做的複雜度。因此，為了克服這些考量，協力式通訊系統近年來被熱烈的探討，亦成為下一代無線通訊熱門技術。

協力式通訊技術其主要概念為利用網路上的中繼節點，有效提供更多的通訊鏈結，藉以抵抗無線通訊衰減效應，因此接收端可利用諸多信號處理技術，結合不同鏈結的信號，以提高多樣增益或整體系統容量。換言之，協力式通訊系統可視為另種實現空間增益(spatial diversity)的方法，也被稱為虛擬多輸入多輸出系統(virtual MIMO)。

現今許多協力式系統設計概念大部分是延自 MIMO 系統的設計概念。例如[5][6]探討

許多於協力式系統中，多樣與多工的取捨 (diversity-multiplexing trade-off) 問題。一樣的，MIMO 系統中的空時碼設計問題，於協力式系統中也被熱烈討論，稱為分散式空時碼設計 (distributed space-time code design)[7][8]，這些協力式系統之設計，大部分皆著重於放大傳遞 (amplify-and-forward, AF) 或解碼傳遞 (decode-and-forward, DF) 之協定。所謂的 AF 協定，意指中繼端傳遞接收訊號時，僅僅做放大操作，而對 DF 協定而言，中繼端會將所收到的訊號解碼，並編碼再傳到目的端，這兩種協定最明顯差異為 AF 協定會放大自中繼端的訊號雜訊，而 DF 協定可能造成中繼端訊號解碼錯誤，而使目的端偵測錯誤。另一方面，DF 協定需要解碼再編碼的動作，所以相較於 AF 協定有較高複雜度。

在 MIMO 系統中，若傳送端知道通道知識 (Channel State Information, CSI) 或是通道統計特性，系統便可依些收端之特性，設計前置編碼器 (precoder)[9][10]。一樣的，許多設計概念也以應用在協力式通訊系統上，例如 [11] 於 AF 與 DF 協定上，基於最小化幅員錯誤率 (symbol error rate, SER) 設計功率配置機制。此外，若於協力式系統中，考量頻率選擇性衰減通道 (frequency selective fading channel) 環境，[12] 提出正交分頻多工之協力式系統架構，並針對每個子載波，基於通道訊息，提出功率配置機制。

在本計劃中，吾人將於 AF 半多工 (half-duplex) 協定下，提出新穎協力式通訊架構。半多工協定指的是傳送端與中繼端不同時傳送或接收，所以中繼端的傳送與接收必須為正交通道，例如分時多工 (time division multiplexing, TDD) 或分頻多工 (frequency division multiplexing, FDD)。假設來源端與中繼端接知道鏈結知識，包含來源端至目的端的直接鏈結 (direct link)，以及來源端至中繼端與中繼端至目的端之中繼鏈結 (relay link)，吾人

將提出合併式傳送與接收設計架構。明確的說，本計劃將設計兩個前置編碼，一個放在來源端，另一個放在中繼端，合併式去設計最佳的前置編碼組合，藉以最小化線性接收機的平均錯誤平方 (mean square error, MSE)。

三、研究目的

有關協力式前置編碼相關文獻 [13][14]，大部份皆是基於最大化系統容量 (capacity)，且只有在中繼端放置前置編碼。此外，其中有很多為了分析方便，忽略了直接鏈結，所以只考慮中繼鏈結。而吾人在此計畫中，將提出同時，考量來源編碼與前置編碼之合併式設計，藉以最小化接收端等效之平均錯誤平方。綜言之，吾人在本計劃中，將利用來源端與中繼端的自由度，設計前置編碼，使整體鏈結效能提升。其中，前置編碼的效能有點像做空間濾波器 (matching filter) 的作用。吾人所提出的架構將與現有的兩種線性接收機做比較，分別為零強制接 (zero forcing, ZF) 收機與最小化平均錯誤平方接收機 (minimum mean square error, MMSE)，雖然平均最小化錯誤率可以平衡雜訊功率與信號功率來最小化 MMSE，但是在協力式系統中它仍遭遇中繼端所帶來的雜訊放大，因此本計劃所提出的前置編碼，可以幫助接收端，同時一起權衡信號與中繼端、接收端來的雜訊功率，使整體 MSE 效能更好。

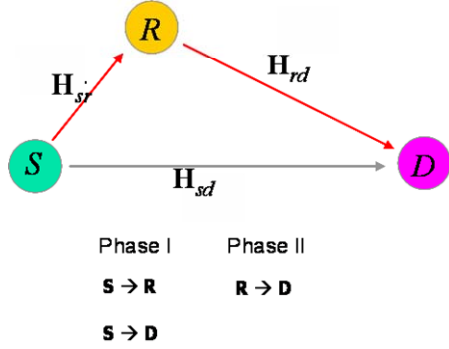
四、研究內容

基於吾人上述的協力式前置編碼架構，研究內容可分以下程序進行，分別為：

1. 建立協力式 AF-MIMO 系統架構。
2. 計算接收端等效平均錯誤率計值。
3. 最佳化問題描述。
4. 最佳化問題的解決。
5. 與現有線性接收機模擬比較。

(a). 建立協力式 AF-MIMO 系統架構

本計劃所考慮的系統架構如圖(一):



圖(一):三節點 AF MIMO 協力式通訊系統架構。

於相位一時，來源端傳遞信號給中繼端與目的端，其後，於第二相位時，中繼端放大傳遞所接受的信號。因此，吾人可將兩個相位的信號寫成一個向量如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{D,1} \\ \mathbf{y}_{D,2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{SD} \mathbf{F}_S \mathbf{s} \\ \mathbf{H}_{RD} \mathbf{F}_R \mathbf{y}_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{D,1} \\ \mathbf{n}_{D,2} \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{SD} \mathbf{F}_S \\ \mathbf{H}_{RD} \mathbf{F}_R \mathbf{H}_{SR} \mathbf{F}_S \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{H}} \mathbf{s} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{n}_{D,1} \\ \mathbf{H}_{RD} \mathbf{F}_R \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{D,2} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{W}} \end{aligned} \quad (1)$$

$$= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{W}$$

其中， \mathbf{H}_{SD} 、 \mathbf{H}_{RD} 與 \mathbf{H}_{SR} 分別代表來源端至目的端，來中繼端至目的端與還圓端至中繼端之等效通道矩陣； \mathbf{s} 則為傳遞訊號； $\mathbf{n}_{D,1}$ 、 $\mathbf{n}_{D,2}$ 與 \mathbf{n}_R 分別代表對應的雜訊向量； \mathbf{F}_S 與 \mathbf{F}_R 分別代表來源端與中繼端之前置編碼。

(b). 計算接收端等效平均錯誤率計值

基於信號模式(1)，最小化 MSE 值便可表示為：

$$\begin{aligned} tr\{\mathbf{E}\} &= \\ tr\left\{ \left(\sigma_s^{-2} \mathbf{I}_L + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{F}_S^H \mathbf{H}_{SD}^H \mathbf{H}_{SD} \mathbf{F}_S + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{F}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H \right. \right. \\ &\quad \left. \left. (\mathbf{H}_{RD} \mathbf{F}_R \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H + \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{H}_{RD} \mathbf{F}_R \mathbf{H}_{SR} \mathbf{F}_S \right)^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

(c). 最佳化問題描述

因此，最佳化問題描述便可表示為：

$$\min_{\mathbf{F}_S, \mathbf{F}_R} tr\{\mathbf{E}\}$$

s.t.

$$\begin{aligned} tr\{E[\mathbf{F}_S \mathbf{s} \mathbf{s}^H \mathbf{F}_S^H]\} &= \sigma_s^2 tr\{\mathbf{F}_S \mathbf{F}_S^H\} = \sigma_s^2 tr\{\mathbf{F}_S^H \mathbf{F}_S\} \leq P_{S,T} \\ tr\{E[\mathbf{F}_R \mathbf{y}_R \mathbf{y}_R^H \mathbf{F}_R^H]\} &= tr\{\mathbf{F}_R (\sigma_n^2 \mathbf{I}_R + \sigma_s^2 \mathbf{H}_{SR} \mathbf{F}_S \mathbf{F}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H) \mathbf{F}_R^H\} \leq P_{R,T} \end{aligned} \quad (3)$$

其中兩個不等式分別代表來源端與中繼端之功率限制。觀察此最佳化問題(3)，吾人可發現第二個限制式不一定為凹曲線函數(convex function)，這可以將函數對變數做兩次微分，觀察其 Hessian 矩陣便可以得知。所以函數不為凹曲線函數，區域最低值(local minimal)並不代表全域最低值(global minimum)。不過吾人也可提出區域最低值來設計。

(d). 最佳化問題的解決

藉由最佳化的過程，吾人可利用 KKT 條件式，求出解，由於本最佳化問題非凹曲線函數最佳化問題，所以求出來的解只能稱作次佳解。此外，直接利用矩陣來算此最佳化問題並不是很容易，所以吾人在本計劃中，提出兩個解決方案，首先想辦法將矩陣運算，利用線性轉換，轉成純數最佳化，因此我們設前置矩陣形式為：

$$\mathbf{F}_S = \mathbf{V}_{sr} \Sigma_s \mathbf{U}_s \in \mathbb{C}^{N \times L} \quad (4)$$

$$\mathbf{F}_R = \mathbf{V}_{rd} \Sigma_r \mathbf{U}_{sr}^* \in \mathbb{C}^{R \times R} \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{H}_{SD} = \mathbf{U}_{sd} \Sigma_{sd} \mathbf{V}_{sd}^H \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_{SR} = \mathbf{U}_{sr} \Sigma_{sr} \mathbf{V}_{sr}^H \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_{RD} = \mathbf{U}_{rd} \Sigma_{rd} \mathbf{V}_{rd}^H, \quad (8)$$

為通道相對應的 SVD 分解與其對應的奇異值與奇異矩陣。

第二，為了使函數轉成純數的最佳化過程，吾人提出一個 MSE 的上限值，這個上限值有助於做純數之最佳化過程。因此上限 MSE 可表示為：

$$tr(\mathbf{E}) \leq \sum_{i=1}^L \frac{1}{\sigma_s^{-2} + \frac{1}{\sigma_n^2} \frac{p_{s,i} p_{r,i} \sigma_{sr,i}^2 \sigma_{rd,i}^2}{\sigma_{r,i}^2 \sigma_{rd,i}^2 + 1} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{M}'(i,i)} \quad (9)$$

， 其 中 $\mathbf{M}'(i,i) = \mathbf{M}(i,i) \quad \forall i$ ；

$$\mathbf{M} \triangleq \left(\mathbf{V}^H \Sigma_{sd}^H \Sigma_{sd} \mathbf{V} \right)^{-1} = \mathbf{V}^H \left(\Sigma_{sd}^H \Sigma_{sd} \right)^{-1} \mathbf{V} \quad ;$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_{sd}^H \mathbf{V}_{sr} \circ$$

將原來問題，藉由 KKT 條件式，吾人便可得到其解析解，表示如下：

$$p_{r,i} = \frac{1}{\left(p_{s,i} \sigma_{sr,i}^2 + \sigma_n^2 \right)} p'_{r,i} = \frac{1}{\left(p_{s,i} \sigma_{sr,i}^2 + \sigma_n^2 \right)} \times \left[\frac{\mu_r \sigma_n^{-1} \sqrt{p_{s,i} \sigma_{sr,i} \sigma_{rd,i}} \left(p_{s,i} \sigma_{sr,i}^2 + \sigma_n^2 \right)^{1/2}}{\sigma_{rd,i}^2 \left(\left(\sigma_s^{-2} + \frac{1}{\sigma_n^2} p_{s,i} \sigma_{sd,i}^2 \right) + \frac{1}{\sigma_n^2} p_{s,i} \sigma_{sr,i}^2 \right)} \right. \\ \left. \frac{\left(p_{s,i} \sigma_{sr,i}^2 + \sigma_n^2 \right) \left(\sigma_s^{-2} + \frac{1}{\sigma_n^2} p_{s,i} \sigma_{sd,i}^2 \right)}{\sigma_{rd,i}^2 \left(\left(\sigma_s^{-2} + \frac{1}{\sigma_n^2} p_{s,i} \sigma_{sd,i}^2 \right) + \frac{1}{\sigma_n^2} p_{s,i} \sigma_{sr,i}^2 \right)} \right]^+ \quad (10)$$

與

$$p_{s,i} = \left[\frac{\mu_s \sqrt{\beta_i} - \sigma_s^{-2} \left(1 + p_{r,i} \sigma_{rd,i}^2 \right)}{\frac{1}{\sigma_n^2} \left(\sigma_{sd,i}^2 \left(1 + p_{r,i} \sigma_{rd,i}^2 \right) + p_{r,i} \sigma_{sr,i}^2 \sigma_{rd,i}^2 \right)} \right]^+ \quad (11)$$

其中

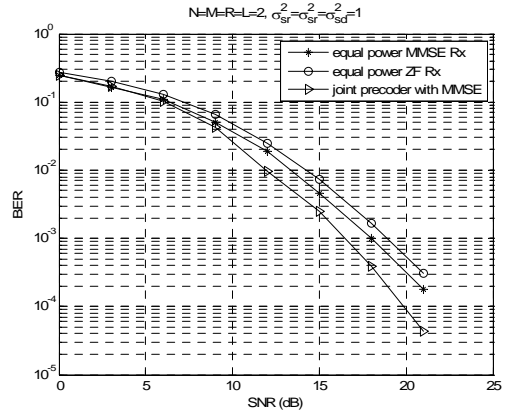
$$\beta_i := \left(1 + p_{r,i} \sigma_{rd,i}^2 \right) \times \left(\sigma_n^{-2} \sigma_{sd,i}^2 \left(1 + p_{r,i} \sigma_{rd,i}^2 \right) + \sigma_n^{-2} p_{r,i} \sigma_{sr,i}^2 \sigma_{rd,i}^2 \right) \quad (12)$$

$$[y]^+ = \max(0, y) \circ$$

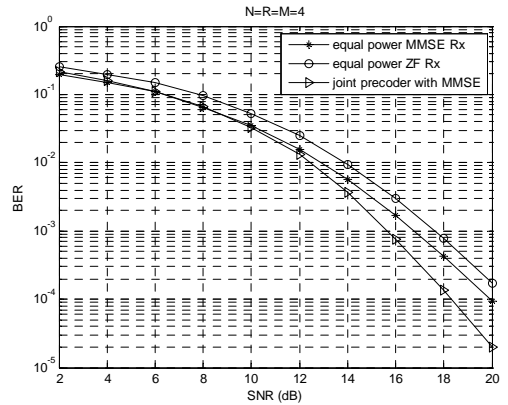
由(10)與(11)可知，來源端與中繼端的前置編碼互相有影響，所以吾人再此提出一個疊代的方式來解決那個問題。

(e). 與現有線性接收機模擬比較

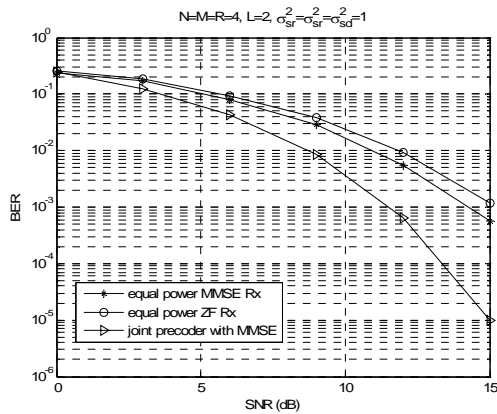
本計劃所提出之前置編碼系統將與同架構之傳統線性接收機做比較。若考慮一個每個節點都是兩根天線，兩個符元序列，或是每個節點都是四根天線的例子，四個符元序列。假設 QPSK 調變的例子，三個通道鏈結都是獨立且功率分佈一樣，定義 $P_{S,T} = P_{R,T} = P/2$ ，與 $\text{SNR} = P/N_0$ 。如圖(二)與(三)，所提出的效能皆比傳統效能還好，這是因為前置編碼矩陣可以藉由通道訊息，權衡干擾與雜訊之影響。此外若考量傳送信號個數比直接鏈結與中繼鏈結之自由度還少時，如圖(四)，考量四根天線在每一節點，每一符元兩個信號傳遞時。可以發現其效果更好。



圖(二)：三節點 AF MIMO 協力式通訊系統的 BER 效能。



圖(三) : 三節點 AF MIMO 協力式通訊系統的 BER 效能。



圖(四) : 三節點 AF MIMO 協力式通訊系統的 BER 效能。

五、參考文獻

- [1] A Sendonaris et al, "user cooperation diversity – Part I: system description," *IEEE Trans. Comm.*, vol.51, np.11, pp.1927-1938, Nov. 2003.
- [2] A Sendonaris et al, "user cooperation diversity – Part II: implement aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Comm.*, vol.51, np.11, pp.1939-1948, Nov. 2003.
- [3] P.Liu et al, "cooperative wireless communications :a cross-layer approach," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.52, pp.84-92, Aug. 2006.
- [4] J.Boyer et al, "Multihop diversity in wireless relaying channel" *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.52, no.10, pp.1820-1830, Oct. 2004.
- [5] K. Azarian, H. El Gamal, and P. Schniter, "On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.51, no. 12, pp. 4152-4172, Dec. 2005.
- [6] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [7] Y. Jing and B. Hassibi, "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 5, no. 12, pp. 1524-1536, Dec. 2006.
- [8] G. Scutari and S. Barbarossa, "Distributed space-time coding for regenerative relay networks," *IEEE Trans.*

Wireless Communication, vol. 4, no. 5, pp. 2387-2399, Sep. 2005.

[9] D. P. Palomar and S. Barbarossa, "Designing MIMO communication systems: Constellation choice and linear transceiver design," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 10, pp. 3804-3818, Oct. 2005.

[10] Z. Yan, K. M. Wang, and Z. Q. Luo, "Optimal diagonal precoder for multiantenna communication system," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 6, pp. 2089- 2100, June 2005.

[11]A. K. Sadek, W. Su, and K. J. R. Liu, "Multinode cooperative communications in wireless networks," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 341-355, Jan. 2007.

[12] I. Hammerstrom and A. Wittneben, "On the optimal power allocation for nonregenerative OFDM relay links," *ICASSP 2006 Proceeding*, vol. 4, pp. IV49-IV52, 2006.

[13] X. Tang and Y. Hua, "Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 1398-1407, April 2007.

[14] O. Munoz-Medina, J. Vidal, and A. Agustin, "Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, no. 6, pp. 2593-2604, June 2007.