

智慧型天線應用於無線網路 抗信號交連技術研究及分析模擬

呂易展

龍華科技大學研究生

e-mail : shing.fu@hotmail.com

莊清松

龍華科技大學副教授

e-mail : chuang.cs@mail.lhu.edu.tw

摘要

現今在區域網路及多媒體資訊傳播之需求下，寬頻無線通信之技術發展及應用迅速發展。在有限資源及複雜通信環境下，智慧型天線之應用於提昇無線通信品質及傳輸速率，已被視為重要研究主流之一，並已展現其成果及效益，例如智慧型天線結合正交分頻多工技術，已是現今高速無線網路之主流架構。智慧型天線應用於無線網路之功能在於利用其波束成型特性，增加信號與干擾之信雜功率比（干擾消除），而多天線系統空間分集及空間分割多工技術則在提升通信品質容量及頻率覆用率之效能。然其效能，則有賴於通信通道中及陣列天線元間極低之信號互交連之情況下方能發揮。實際上，在多天線系統架構中，信號間之互交連無可避免。本篇論文即在提出解決多天線系統抗信號互交連技術，以空間平滑之概念，有效改善此信號互交連之現象。本研究結果可運用於現今如 IEEE 802.11 或 802.16 等之無線網路。

關鍵詞：陣列天線、正交分頻多工、空間前置處理、波束成型

Abstract

The use of multiple antennas (or smart antenna) in modern wideband wireless networks has recently been recognized as one of the most promising techniques to enhance the quality of the wireless data links under the situations of limited spectrum and severe wireless channel fading. The key idea of an array antenna for wireless data link system is its unique technique of beamforming. By properly applying adaptive algorithms, the smart array antenna can be used to perform the functions of interference cancellation,

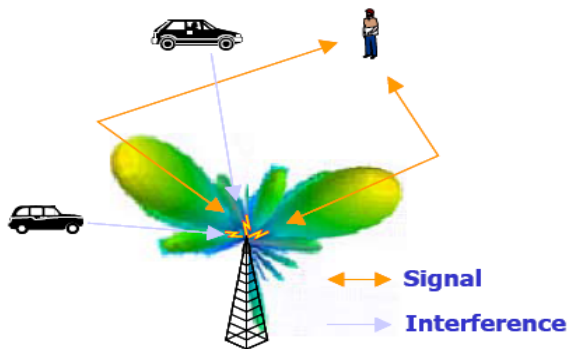
maximum ratio spatial diversity combination and spatial division multiple access (SDMA). As an example, the combination of smart antenna and the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has become an attractive infrastructure for modern wireless local area networks (WLAN), such as IEEE 802.11. However, the robustness of a smart antenna can be greatly degraded when the source signals arrived are correlated among array elements. Further, this signal correlation caused by array inter-element coupling is unavoidable; therefore, this paper proposes the technique of spatial pre-processing to solve the arrived signal correlation problem, and demonstrates the achievements of the proposed method.

Keywords: Multiple Antenna, Smart Antenna, Beamforming, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Spatial Diversity, Space Division multiple Access (SDMA)

1. 前言

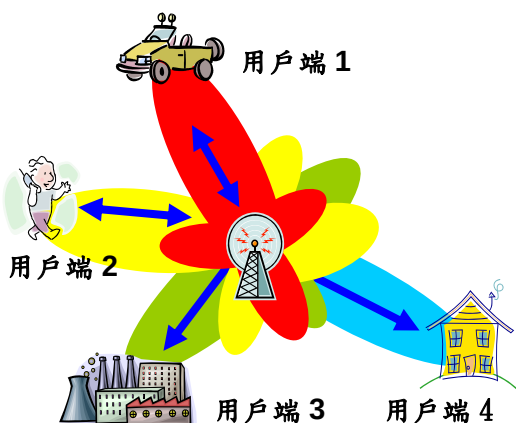
近幾年來無線通訊之應用蓬勃發展，除了語音信號的傳輸外，隨著多媒體傳播之需求，高速率高品質之資料傳輸更顯得其重要性。但在有限的頻寬與功率資源，及傳輸通道環境的嚴格限制下，無線通訊品質的改善及傳輸效率之提升，已成為重要的研究工程之一。近幾年來，智慧型天線(Smart Antennas)技術引入無線通信領域中，吸引眾多之研究，也產生極為可觀之成果[1-9]。而在最近的無線通訊貢獻中—智慧型陣列天線結合正交分頻多工技術(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)之引入，可以有效改善頻譜使用效率、提昇資料傳輸率與品質，可說是在無線通訊技術上一項重要的改良工程，並已被納入眾多無線網路之通信協定中，如 WLAN、WMAN、WiFi、WiMAX 等。

相控陣列天線(Phased Array Antennas, PAR)之發展應用由來已久，基於成本效益，早期以提供國防需求為主[10]。在無線通訊應用上，智慧型天線系統所使用的陣列天線技巧，可概分為兩部份：波達角度估測(DOA)與波束成型(Beamforming)。



圖(1-1) 干擾抑制智慧型陣列天線

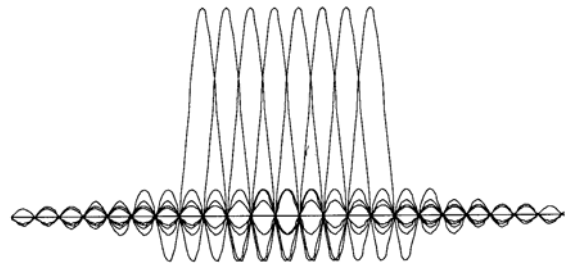
波達角度估測理論是利用訊號空間與時間的關係，找出空間中訊號來源的角度，而波束成型則使用在當波達角度判定之後，針對波達訊號角度形成對應的波束場型(Beam Pattern)，進行訊號空間濾波，使得可以判斷出所需入射訊號的資訊，並同時壓抑其他同樣入射但非所需的訊號與雜訊[2,3]，如圖(1-1)所示，達到極佳空域干擾消除之效果。同時利用波達角度估測及通信通道估測，便可執行空間多樣(Spatial Diversity)及空間多址多工(Spatial Division Multiple Access, SDMA)之效能，如圖(1-2)所示，可有效提升通信容量及頻率覆用率之效能。



圖(1-2) 空分多址智慧型天線示意圖

正交分頻多工(OFDM)，係利用一連串的正交窄頻載波來同時傳送數位信號的多載波調變技術[11]，如圖(1-3)，其將資料調制在許

多子載波(subcarrier)上，傳送出去，且不同載波之間維持相互正交(orthogonal)，因此正交的特性使得各子載波間互不干擾，所以傳送的資料可在接收端被有效地解出。同時 OFDM 調變信號中，在其每一符號周期(Symbol Period)內含有保護區間(Guard Time)及循環前置(Cycle Prefix)之設計，能有效對抗多重路徑(Multi-Path)衰落及載波間干擾(Inter-Carrier Interference, ICI)之干擾效應[12]，進而降低訊號間干擾(Inter-Symbol Interference, ISI)所造成的影響，簡化接收端通道等化器之複雜度。實際 OFDM 基頻調變信號之生成，完全可藉由快速傅利葉轉換(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)轉換而成。基於比較上之許多優點，在 1990 年代後，OFDM 技術開始被廣泛應用於寬頻數據傳輸系統，無線區域網路如：WiFi 及 WiMAX 等。



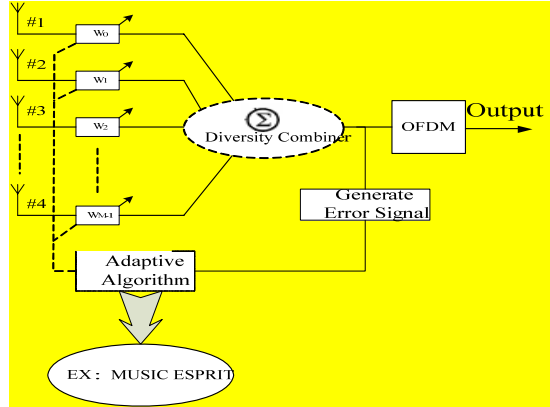
圖(1-3) 正交分頻多工頻譜及調制信號

結合空域上智慧型陣列天線及時域上垂直分頻多工調製技術之無線通信系統架構，則已被視為最具發展潛力之區域寬頻網路通訊架構之一，其利用最大比率合成(Maximum Ratio Combining, MRC) 適應準則(Adaptive Algorithm)，如圖(1-4)，則可達到空間多樣最佳效能，有效改善區域寬頻網路通信，如 IEEE 802.11，通道衰落(Fading)之現象。

智慧型天線在無線通訊之干擾抑制之適應準則，通常使用最小失真(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)及最小誤差(Minimum Mean-Squared Error, MMSE)，在波達角度估測之適應準則，則常用 MUSIC (Multiple Signals Classification Method)[4] 與 ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)[5]。

眾所周知，上述之適應準則之運用成效，均植基於獨立之陣列天線元間之觀測信號之假設；但是在無線通訊環境中，信號在多天線架構及多重路徑傳播下，會產生天線元間之信號互交連(Correlation) 現象[13]，即在陣列天線元間產生同調信號，這將會使得在適應準則處

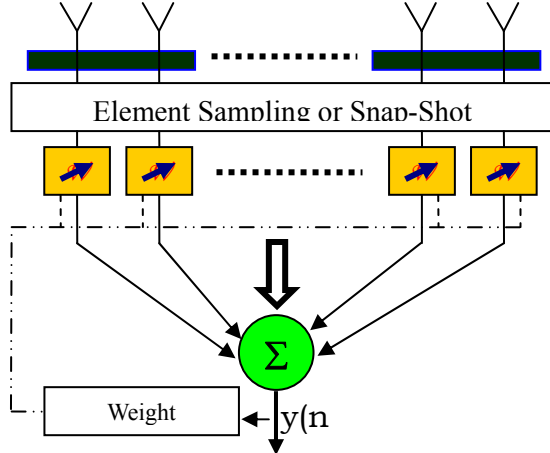
理上，其信號子空間(Signal Subspace) 發生失秩(Loss Rank) 現象[14,15]，而使得陣列天線抗干擾所應有效益大為降低。因此，本論文提出在適應準則演算之前，利用空間平滑(Spatial Smoothing)技術，如下面章節所述，在陣列元接收信號的自關聯矩陣(Autocorrelation matrix)上作空間前置處理(Pre-Processing)，用以解決信號子空間失秩的問題。



圖(1-4) 智慧型天線結合 OFDM 調制技術

2. 模式分析及敘述

典型智慧型天線架構如圖(2-1)所示，當應用於無線通信時，具有動態調整的特性，經由加權向量 (Weight Vector, $\mathbf{W}$) 達到對波束場型的調整。



圖(2-1) 智慧型天線系統架構

智慧型天線陣列系統為達到抑制空域干擾及預測評估信號源之效能上，最重要在建立其陣列元件間之自相關聯矩陣 (Correlation Matrix), $\mathbf{R}_{XX}$ ；

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{XX} &= E \{ \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \mathbf{A} E [\mathbf{S}(n) \mathbf{n}(n)^H] \\ &\quad + E [\mathbf{n}(n) \mathbf{S}^H(n)] \mathbf{A}^H + \mathbf{R}_{nn} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (1)$$

其中， $\mathbf{X}(n)$ 代表陣列元之輸出向量、 $\mathbf{R}_{ss}=E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}(n)^H]$ 是來源信號的自相關矩陣、 $\mathbf{R}_{nn}=E[\mathbf{n}(n)\mathbf{n}(n)^H]$ 是雜訊來源的自相關矩陣、 $E[\mathbf{s}(n)\mathbf{n}(n)^H]$ 是觀察信號和雜訊源的交互相關矩陣。再此，假設訊號和雜訊同時皆是互不相關。

一般較常用之窄頻智慧型空域干擾抑制陣列天線，可概略地分成四類優化準則；

- (1) 最小方差無失真準則 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)
- (2) 最小平均平方誤差準則 (Minimum Mean Square Error, MMSE)
- (3) 最大信號雜訊比準則 (Maximum Signal to Noise Ratio, MSNR)
- (4) 最大似然準則 (Maximum Likelihood, ML)

另一方面，利用陣列天線執行信號源到達預估方式，仍是利用空域頻譜 (Spatial Spectrum Estimation) 的評估方式。最常用之準則分述如下：

- (1) 最小方差 (Minimum Variance or Capon) 方法中，正規化預估空域頻譜功率由公式(2)計算之；

$$S_{MV}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta_i) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_i)} \quad (2)$$

$\mathbf{a}(\theta_i)$ 表示在 θ_i 角度之陣列因素 (Array

Factor)， $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 表均值自相關矩陣，當角度 θ_i 涵蓋有興趣之空域範圍後，即得功率頻譜，其中各峯值即為來源信號之方向。

- (2) 多信號分類 (Multiple Signal Classification, MUSIC) 方法

係利用陣列系統空間自相關矩陣 $\mathbf{R}_{XX}$ 中，可將信號及噪音子空間矩陣分離，並利用兩者相互正交關係，找出信號源方向，其空域掃描之功率頻譜可如公式(3)計算之；

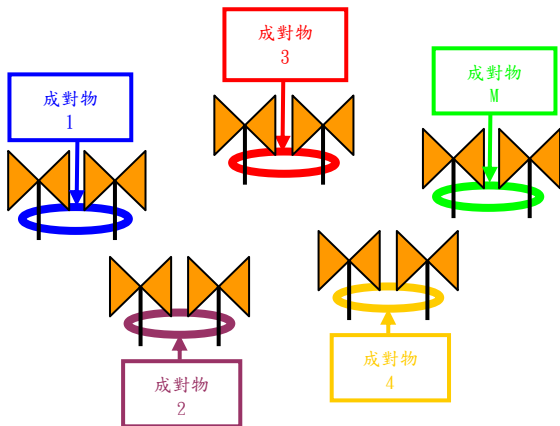
$$S_{MUSIC} = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H$ 為噪音子空間之投射矩陣 (Projection matrix)。

- (3) 信號參數的估測經由旋轉不變 (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique, ESPRIT) 方法

ESPRIT 準則異於 MUSIC，仍在於 ESPRIT 利用二維陣列方式，如圖(2-2)，建立來源

信號相位差，可直接獲取來源信號方位，不必執行空域頻譜掃描。



圖(2-2) 線性 ESPRIT 陣列天線示意圖

其中，成對元間距 Δx 。令 $x_k(n)$ 和 $y_k(n)$ 表第 k th成對元的元件對某一角度信號之觀測值，其相互關係為

$$y_k(n) = x_k(n)e^{j2\pi\Delta\cos\theta} \quad (4)$$

因此， $\mathbf{x}(n)$ 和 $\mathbf{y}(n)$ 為二維陣列之兩個觀測輸出，可表示為，

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n) &= \mathbf{A}\mathbf{s}(n) + \mathbf{n}_x(n); \\ \mathbf{y}(n) &= \mathbf{A}\Phi\mathbf{s}(n) + \mathbf{n}_y(n) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{A}$ 是 x 陣列包含有 D 個指向對應於信號來源之方向矩陣。 Φ 是一個簡單的排列或位移向量的 $D \times D$ 相差對角矩陣，

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{j2\pi\Delta\cos\theta_1} & 0 & \bullet & 0 \\ 0 & e^{j2\pi\Delta\cos\theta_2} & \bullet & 0 \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ 0 & 0 & \bullet & e^{j2\pi\Delta\cos\theta_D} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\mathbf{S}(n)$ 在陣列元感應的 D 來源訊號。 $\mathbf{n}_x(n)$ 和 $\mathbf{n}_y(n)$ 分別表示感應的雜訊。若 $\mathbf{U}_x$ 和 $\mathbf{U}_y$ 分別表示這二子陣列關聯矩陣 $\mathbf{R}_{xx}$ 和 $\mathbf{R}_{yy}$ 所對應之 D 維正規化基底所擴展之信號子空間矩陣，則依據旋轉不變之原理，下述關係得以成立，

$$\mathbf{U}_x \Psi = \mathbf{U}_y \quad (7)$$

Ψ 為 $\mathbf{U}_x$ 和 $\mathbf{U}_y$ 間之移轉矩陣。相同原理， $\mathbf{U}_x$ 和 $\mathbf{A}$ 掃描相同的信號子空間及 $\mathbf{U}_y$ 和 $\mathbf{A}\Phi$ 另一個兩組矩陣掃描相同的信號子空間。因此下述移轉矩陣 $\mathbf{T}$ 之關係得以成立，

$$\mathbf{U}_x = \mathbf{A}\mathbf{T}; \quad \mathbf{U}_y = \mathbf{A}\Phi\mathbf{T} \quad (8)$$

因此，由(7)、(8)可知 Φ 矩陣和 Ψ 矩陣具相同之特徵值，由(7)，可得 Ψ 矩陣及其特徵值 λ_i ，由(6)即可獲得來源信號之方向角， $\hat{\theta}_i$ 即是

$$\hat{\theta}_i = \cos^{-1} \left\{ \frac{\arg(\lambda_i)}{2\pi\Delta} \right\} \quad (9)$$

3. 問題敘述

在智慧型陣列天線系統之中，由各陣列送出之信號，可能藉由陣列元次系統之間結構性之感應，或輻射交連(Radiation Coupling)，或多路徑傳播 (Multipath)之交連效應，而產生信號間之交連感應 (Correlation)。兩陣列元之間之信號交連係數 (ρ_{12})定義為

$$\begin{aligned} \rho_{12} &= \frac{\int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} V_1(\theta, \phi) V_2^*(\theta, \phi) p(\theta, \phi) d\theta d\phi}{\sqrt{\int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} V_1(\theta, \phi) V_1^*(\theta, \phi) p(\theta, \phi) d\theta d\phi} \sqrt{\int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} V_2(\theta, \phi) V_2^*(\theta, \phi) p(\theta, \phi) d\theta d\phi}} \\ &= \frac{\int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} |V_0(\theta, \phi)|^2 e^{-jk[x\sin\theta\cos\phi + x\sin\theta\sin\phi + z\cos\theta]} d\theta d\phi}{\int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} |V_0(\theta, \phi)|^2 p(\theta, \phi) d\theta d\phi} \end{aligned} \quad (10)$$

依據陣列天線原理， $V_1(\theta, \phi) = V_0(\theta, \phi)$ 表示陣列元一參考元件所接收之信號，

$V_2(\theta, \phi) = V_0(\theta, \phi) e^{jk[x\sin\theta\cos\phi + x\sin\theta\sin\phi + z\cos\theta]}$ 為陣列

元二參考元件所接收之信號， $V_0(\theta, \phi)$ 表示通過天線場型(θ 和 ϕ)之信號值， $p(\theta, \phi)$ 表映射角度之統計分佈函數，其為隨時間或地域改變之隨機函數。因此，陣列元間之交連係數可藉由映射角度函數 $p(\theta, \phi)$ 之假定而評估之。同時，當智慧型陣列元接收到互為交連信號時，陣列系統之自相關聯矩陣， $\mathbf{R}_{xx}$ 即產生失秩現象；假設兩信號源 θ_1 和 θ_2 具交連關係，信號矩陣 $\mathbf{R}_{xx}$ 即變為

$$\mathbf{R}_{ss} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \rho\sigma_1\sigma_2 & \bullet & 0 \\ \rho\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 & \bullet & 0 \\ \bullet & 0 & \bullet & \\ 0 & 0 & & \sigma_M^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中 $|\rho| \leq 1$ 和 $\mathbf{r}_1 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 和 $\mathbf{r}_2 \in \mathbb{R}^{(k-2) \times (k-2)}$ 表示兩劃分矩陣包含關連和未相關來源功率。令方向矩陣 $\mathbf{A}$ 劃分 $\mathbf{A}_1 = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2)]$ 和 $\mathbf{A}_2 = [\mathbf{a}(\theta_3), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)]$ ，自相關矩陣 $\mathbf{R}_{xx}$ 可表示為，

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{xx} &= \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H \\
&= [\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^H \\ \mathbf{A}_2^H \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{A}_1 \mathbf{r}_1 \mathbf{A}_1^H + \mathbf{A}_2 \mathbf{r}_2 \mathbf{A}_2^H
\end{aligned} \quad (12)$$

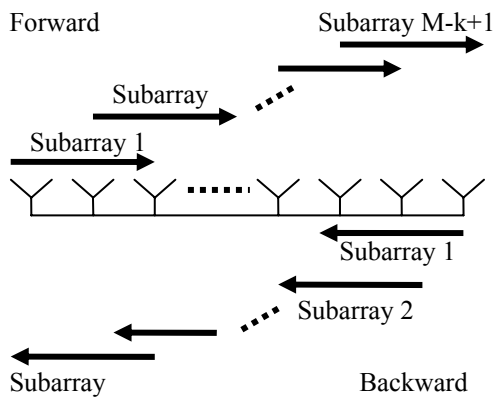
其中，

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_1 \mathbf{r}_1 \mathbf{A}_1^H &= [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2)] \begin{bmatrix} \sigma_1 & \rho \sigma_2 \\ \rho \sigma_2 & \sigma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}^H(\theta_1) \\ \mathbf{a}^H(\theta_2) \end{bmatrix} \\
&= [\sigma_1 \mathbf{a}(\theta_1) + \rho \sigma_2 \mathbf{a}(\theta_2)] [\sigma_1 \mathbf{a}(\theta_1) + \rho \sigma_2 \mathbf{a}(\theta_2)]^H
\end{aligned} \quad (13)$$

也就是， $\mathbf{A}_1 \mathbf{r}_1 \mathbf{A}_1^H$ 變成二元單一秩矩陣，即 $[\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H]$ 之秩減少為 $D-1$ 個。而當智慧型陣列自相關矩陣之秩減少後，其在抗空域干擾及信號源評估方向之效能則跟著降低。

4. 空間平滑技術

空間平滑解交連(Decorrelation)技術[21]，是採用前後向平滑 (Forward/Backward Spatial Smoothing, FBSS) 來對接收信號的變異矩陣作前置處理，因而可將互交連之空間關連矩陣 $\mathbf{R}_{xx}$ 轉為非交連之矩陣。如圖(4-1)所示，FBSS之技術的子陣列架構配置方式，其所組成的天線陣列可分為前向/後向兩大部份，每一部份都有 L 組由 k 個天線元件所組成的子陣列， $L=M-k+1$ 。



圖(4-1) 前後向空間平滑技術之示意圖

利用向前平滑和向後平滑技術所產生的自相關聯矩陣表示如下：

$$\begin{aligned}
\text{令 } \mathbf{x}_l^f(n) &\text{ 表示 } l_{\text{th}} \text{ } k\text{-元 子陣列的輸出} \\
(l=1,2,\dots,L), &\text{ 向前子陣列輸出可以表示,} \\
\mathbf{x}_l^f &= [x_l(n), x_{l+1}(n), \dots, x_{l+k-1}(n)]^T \\
&= \mathbf{A} \mathbf{B}^{l-1} \mathbf{s}(n) + \mathbf{n}_l(n), 1 \leq l \leq L
\end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{k \times D}$ 和 $\mathbf{B}^{l-1}$ 指的是 $D \times D$ 對角矩陣的 $(l-1)$ 角相位矩陣，

$$\begin{aligned}
\mathbf{B} &= \text{diag}[v_1, v_2, \dots, v_D]; \\
v_i &= e^{jkd \cos \theta_i} \\
i &= 1, 2, \dots, D
\end{aligned} \quad (15)$$

然後， l_{th} 子陣的相關矩陣可得

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_l^f &= E[\mathbf{x}_l^f(t)(\mathbf{x}_l^f(t))^H] \\
&= \mathbf{A} \mathbf{B}^{l-1} \mathbf{R}_{ss} (\mathbf{B}^{l-1})^H \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}
\end{aligned} \quad (16)$$

令向前平滑陣列自相關矩陣 $\mathbf{R}^f$ 為向前子陣列平均值，即是

$$\mathbf{R}^f = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_l^f = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (17)$$

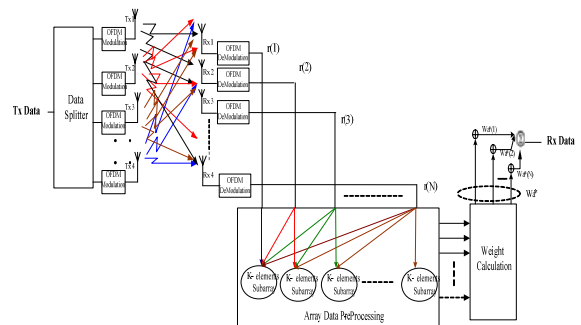
其中向前平滑來源自相關矩陣 $\mathbf{R}_{ss}$ 可以證明為經空間平滑處理後為一互不交連之信號源功率矩陣。同理，向後平滑陣列自相關矩陣 $\mathbf{R}^b$ 為向後子陣列平均值，即是

$$\mathbf{R}^b = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_l^b = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (18)$$

其中向後平滑來源自相關矩陣 $\mathbf{R}_{ss}$ 亦可證明為經空間平滑處理後為一互不交連之信號源功率矩陣。而最終將空間平滑處理之空間關連矩陣 $\mathbf{R}_{xx}$ 可取 $\mathbf{R}^f$ 和 $\mathbf{R}^b$ 的平均矩陣 $\tilde{\mathbf{R}}$ 取代之；

$$\tilde{\mathbf{R}} = (\mathbf{R}^f + \mathbf{R}^b) / 2 \quad (19)$$

多輸入多輸出 MIMO-OFDM 空間前置處理系統模擬架構圖(4-2)即是本論文欲完成之適應性 MIMO-OFDM 模擬驗證平台。平行傳輸通道及陣列天線間之互耦合之模擬將是本論文之核心工程。



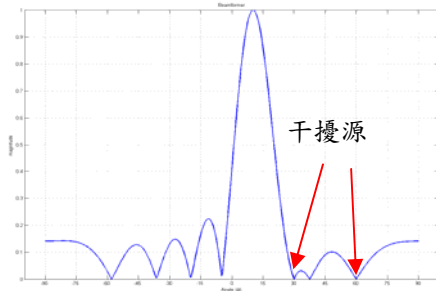
圖(4-2) 空間前置處理適應性 MIMO-OFDM 系統模擬架構

5. 分析模擬

由於 OFDM 之波形可視為一系列窄頻通道信號之合成。在分析模擬過程中，每一子載波通道必須獨立執行空間平滑，唯其處理方式皆同，因此後續模擬係以單一窄頻子載波通道為主，利用 MatLab 軟體完成智慧型陣列天線系統在信號源互不交連及互交連通信環境下

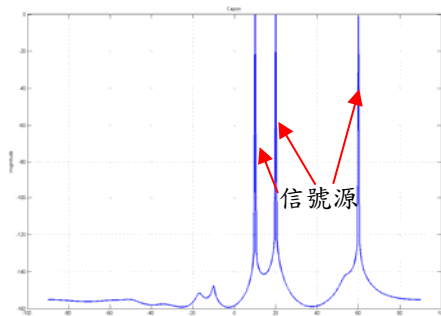
之效能表現，並建立了智慧型天線結合 OFDM 之無線通信分析模擬之測試平台。

- (1) 空域干擾抑制(陣列元之交連係數， $\rho=0$)，如圖(5-1)



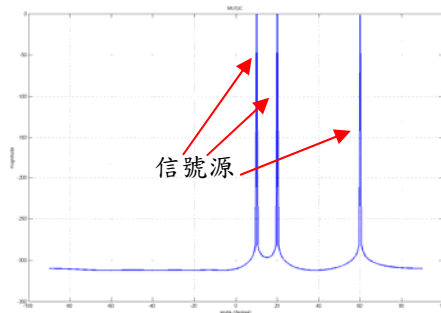
圖(5-1) 最小失真(MVDR)

- (2) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho=0$)，如圖(5-2)



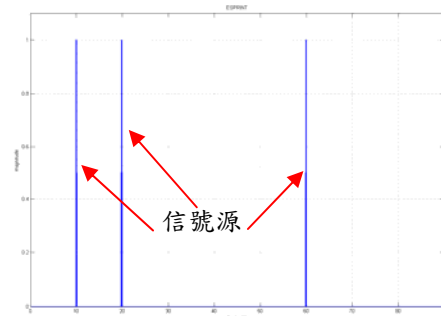
圖(5-2) Capon(MVDR)

- (3) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho=0$)，如圖(5-3)



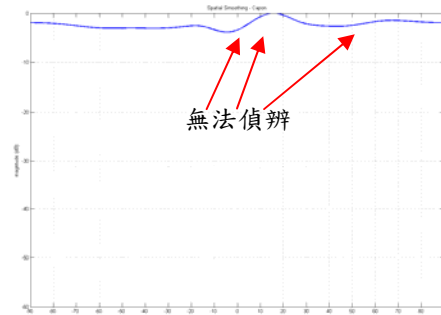
圖(5-3) MUSIC

- (4) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho=0$)，如圖(5-4)



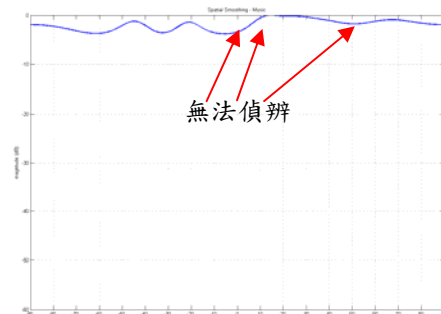
圖(5-4) ESPRIT

- (5) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho \neq 0$)，如圖(5-5)



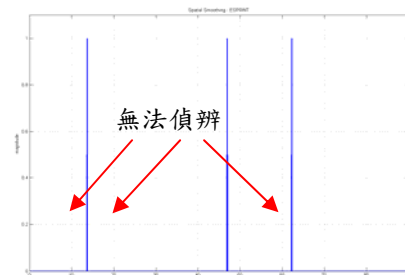
圖(5-5) Capon(MVDR) - correlation

- (6) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho \neq 0$)，如圖(5-6)



圖(5-6) MUSIC - correlation

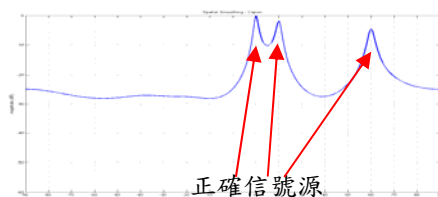
- (7) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho \neq 0$)，如圖(5-7)



圖(5-7) ESPRIT - correlation

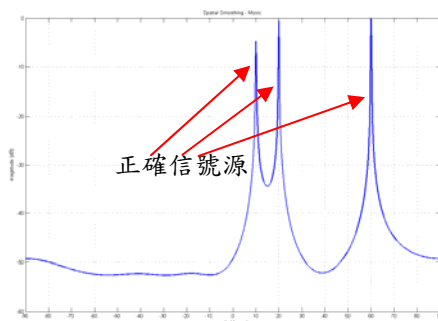
經由空間平滑技術處理後，自適應陣列天線信號源方位評估效能分析模擬

(8)信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho \neq 0$)，如圖(5-8)



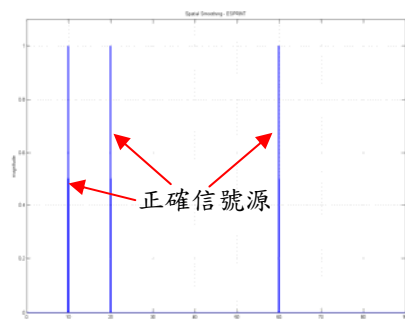
圖(5-8) Capon(MVDR) - decorrelation

(9) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho \neq 0$)，如圖(5-9)



圖(5-9) MUSIC - decorrelation

(10) 信號源方位評估(陣列元之交連係數， $\rho \neq 0$)，如圖(5-10)



圖(5-10) ESPRIT - decorrelation

6. 結論

本論文研究並模擬智慧型天線之成效與天線元間信號互交連現象之關係及影響。並提出智慧型天線在使用各種適應準則前，利用空間平滑之技術，解除天線元之信號交連現象，使得其效能得以發揮。其中，因 OFDM 每一子載波視同為一系列窄頻信號之調制，因此本項研究結果顯示，利用陣列天線空間平滑技術，智慧型天線結合 OFDM 調制技術，可實際應用於現今無線區域網路上，如 WiFi、WiMAX 等。

參考文獻

- [1]Widrow, B.,Mantery, P.E., Griffiths, L.J. and Goode, B.B., “**Adaptive antenna system**”. Proc. IEEE, 55,12,Dec.1967.
- [2]B.D Van Veen and K.M. Buckley, **Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering**. IEEE ASSP MAGAZINE, Apr. 1988, pp 4-24.
- [3]HAMID KRIM and MATS VIBERG, **Two Decades of ARRAY Signal Processing Research**, IEEE Signal Processing Magazine, July, 1996, pp. 67-94.
- [4]R.O. SCHMIDT, **Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation**, IEEE Trans. On AP, Vol. AP-34, NO. 3, March 1986, pp 276-280.
- [5]R. ROY and T. KAILATH, **ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques**, IEEE Trans. On ASSP, Vol. 37, No. 7, July, 1989, pp.984-995.
- [6] Klouche-Djedid A, Fujita M, “**Adaptive array sensor processing applications for mobile telephone communications,**” IEEE Trans. VT, 1996, 45(3), pp.405-416.
- [7]Heidi Steendam and Marc Moeneclaey, **Analysis and Optimization of the Performance of OFDM on Frequency-Selective Time-Selective Fading Channel**, IEEE Trans. On Communication, VOL. 47, NO. 12, Dec. 1999.
- [8]土居 義晴，”智慧型天線最新技術動向報告”，2007.12
- [9]林郁登 莊清松，”具時空編碼之 MIMO 寬頻無線通訊技術於瑞雷衰落頻道中效能分析及探討”，第十四屆全國自動化科技研討會，2006.06
- [10]R.M. Scudder and W.H. Sheppard, **AN/SPY-1 Phased Array Antennas**, Microwave Journal, p 55,mat, 1974.
- [11] J. Heiskala and J. Terry,“**OFDM wireless LANs: a theoretical and practical guide,**” Sams Publishing, 2002.
- [12]Heidi Steendam and Marc Moeneclaey, **Analysis and Optimization of the Performance of OFDM on Frequency-Selective Time-Selective Fading Channel**, IEEE Trans. On Communication, VOL. 47, NO. 12, Dec. 1999.

- [13] P.N Fletcher, M. Dean, A.R. Nix, "Mutual Coupling in Multi-element Array Antennas and its influence on MIMO Channel capacity", "Electron. Lett., vol.24, no. 4, 2003.
- [14] V. Umapathi Reddy, Arogya Swami, Paulraj, Thomas Kailath., "**Performance analysis of the optimal beamformer in the presence of correlated sources and it's behavior under Signal Processing**, Vol. ASSP-35, No.7, July, 1987.
- [15] B. Widrow, K.M. Duvall et al, **Signal Cancellation Phenomenon in Adaptive Antenna: Cause and Cures**, IEEE Trans. AP, Vol. 30, no. 3, May 1982, pp.469-478.
- [16] Salz J, Winters J. H."Effect of correlation on adaptive arrays in digital wireless communication," Proc.ICC'93, 1993, pp'1768-1774.
- [17] 莊清松，黃章修，成本文，吳國璽，許宗銘，蔡銘虔，**The development of An Adaptive Digital Array Beamformer (Smart Antenna) in CSIST ; CSIST Research Project Report, 2003.**
- [18] Xu G. "Experimental studies of space-division-multiple-access schemes for spectral efficient wireless communications, Proc. ICC'94, 1994, pp. 800-805.
- [19] Applebaum, S.P. "**adaptive Arrays**". IEEE Tran. On AP, Ap-24, Sep.1976.
- [20] Ye Li and N. R. Sollenberger, **Adaptive Antenna Array for OFDM Systems with Cochannel Interference**, IEEE Trans. On Communication, VOL. 47, NO. 2, Feb. 1999.
- [21] S. U. Pillai, and B. H. Kwon, "**Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification**, " IEEE Trans. ASSP, 37(1): pp. 8-15, Jan. 1989.