

廣義線性陣列天線之方位估測法則

Bearing Estimation of Widely Linear Adaptive Array

柳茂林 南華大學資訊工程系副教授

摘 要

隨著智慧型手機廣泛被使用，無線通訊的使用者將不斷增加，因此同頻干擾的情形日益嚴重，使用陣列天線去估測同頻干擾源的方位將越來越複雜，利用陣列天線去估測干擾源方位與天線元件個數有關，天線元件個數越多能估測的干擾源方位也越多，但其價格也相對昂貴，如何利用較少的天線元件個數去估測較多的信號源方位是非常值得研究的問題。本論文提出一種廣義線性陣列天線的方位估測法則來估測信號源的方位，在廣義線性陣列天線中，先對陣列天線接收的信號所產生的輸入向量做共軛複數運算處理，再將新的向量與原輸入向量結合成一個 $2N$ 維的新輸入向量，使 N 個元件的陣列天線具有 $2N$ 個元件的效果，有效的提高系統效益，並提升陣列天線的自由度(即去除干擾源的能力)，此外陣列天線對方向辨別的解析度也因維度的增加而提升，即使兩信號源的人射角度接近，新型的陣列天線方位估測法則亦能有效的分辨出其方向。總之廣義線性陣列天線的方位估測法則，能用較少的天線個數有效的估測信號源的方位，提升系統效能並降低製作成本，將此法則應用於各種通訊系統中，可提高系統的接收效能增加通訊容量。

關鍵詞：廣義線性陣列天線、方位估測、自由度、解析度

Maw-Lin Leou, Associate Professor, Depart. of Computer Science and Information Engineering, Nan Hua University

Abstract

The smart phone will be used widely and the users of the wireless channel will increase in the future. Therefore, the problem of co-channel interference will be more complicated in the communication systems. The utilization of adaptive array to estimate all the directions of interference will be a difficult problem. The number of estimated arrival angles of source is proportioned to the number of elements of adaptive array. However, the cost of adaptive array is increased as the number of elements increased. It is a good research area to use fewer of elements to estimate all the arrival angles of source. In this paper, bearing estimation of widely linear adaptive array (WLA) is proposed to estimate the arrival angles of source. In the WLA, the input vector of the adaptive array is operated by the conjugation transformation. Then this new vector is combined with the original input vector to generate an augmentative input vector with dimension $2N$. Thus, the N -elements adaptive array can perform as a $2N$ -elements array. The performance of the system can be improved by the WLA. The degrees of freedom for the adaptive array will increase in the WLA, also. Since the resolution of the arrival angles of source can be improved in the WLA, the closely sources can be distinguished by the WLA without increasing the number of array elements. On the whole, the WLA can use less number of elements to estimate the arrival angles of source. Thus, the cost of the adaptive array can reduce by the WLA. When the bearing estimation of WLA is used in the future communication system, the WLA can improve the system performance and increase the system capacity.

Keywords: Widely Linear Adaptive Array, Bearing Estimation, Degrees of Freedom, Resolution

一、前言

近年來，陣列天線常被使用在基地台來去除同頻干擾源與多路徑干擾源[1]-[6]，未來行動電話的使用者將持續增加，當干擾源過多可能會因天線數目的不足，一般稱之為自由度不足(*insufficient degrees of freedom*)而無法單獨由陣列天線完全消除所有的干擾源，通常陣列天線的數目須大於干擾源的個數才可完整的將所要接收之信號從陣列天線接收的信號中分離出來，此外當兩干擾源之入射角度相距很近，小於陣列天線所能分辨的範圍，陣列天線會因此而無法取得想要接收之信號及其入射角度[7]-[8]，當然可以增加天線元件的個數以增加其解決干擾源的能力，但陣列天線之價格與其元件個數成正比，價格會因元件個數的增加變昂貴，於是有人提出結合空間與時間濾波器(*hybrid of adaptive array and equalizer*)的方式以增強去除干擾源的能力[9]-[14]，在空間與時間濾波器結合的方式中，陣列天線被用於去除同頻干擾源，等化器[15]-[16]可用來加強去除多路徑干擾源的能力，以提昇通訊品質，空間與時間濾波器結合的方式價格雖較增加天線個數的方法低，但將陣列天線與等化器結合使系統架構變的較為複雜，計算量也增加很多，且在同頻干擾源過多的情形下，結合法則亦無法提升陣列天線的系統效能，因為等化器僅能消除多路徑干擾源，所以如何在不增加天線個數或不結合等化器的情形下，發展出一套新的法則以解決干擾源過多的問題是非常值得探討的研究方向。

近來有人利用廣義線性式(*widely linear*)複數模型來做可適信號處理，以最小均方根演算法則[17]-[22]來提升在實數域的系統效能及收斂速度，本研究論文將進一步利用廣義線性式複數模型，提出一種廣義線性陣列天線(*widely linear adaptive array*)的方位估測法則，不必增加任何的天線元件便可增加所能估測的信號源方位的個數，在廣義線性的陣列天線中，先對 N 維的輸入向量做共

軛複數運算，以取得負相位角的資訊，並與含有正相位角資訊的原輸入向量結合擴展成一個 $2N$ 維的新輸入向量，再對此加大的輸入向量求出其自相關矩陣(*covariance matrix*)，利用此自相關矩陣的特徵向量去求出搜尋矩陣，順利的估測出信號的方位，使 N 個元件的陣列天線具有 $2N$ 個元件的效果，可有效的提高系統效益，並增加陣列天線所能估測的信號源方位的個數，此外即使兩干擾源的入射角度接近，由於廣義線性陣列天線方位估測法則的方向辨別解析度提高，故廣義線性陣列天線能有效的分辨出此二干擾源。

本論文主要目的在發展一套廣義線性陣列天線的方位估測法則，能用較少的天線個數有效的提高系統的效能，增加所能估測的信號源方位的個數，並提高對入射角度接近的干擾源的辨別度，且不增加製作成本，以此方位估測法則與限制性最小均方根演算法則結合，完成廣義線性陣列天線的接收系統，將其應用於各種通訊系統中，可提高系統的收發效能並增加通訊通道的系統容量。

本論文其餘章節安排如下，第二章將介紹現有的陣列天線演算法、空間與時間結合濾波器、多信號源(*MUSIC*)方位估測演算法則。第三章說明本論文所提出來的廣義線性陣列天線的方位估測演算法則。第四章介紹模擬環境與模擬結果分析。第五章提出結論。

二、研究背景

考慮一個具有 N 個元件的線性陣列天線，陣列天線的架構圖如圖 1，若天線共接收到 M 個信號源，而前 \hat{m} 個信號為想要接收的信號和它的多路徑信號，第 $\hat{m}+1$ 個到第 M 個信號為系統中另外的使用者即與想要接收的信號不相關的同頻干擾源(*co-channel interference*)，則陣列天線的第 n 個元件接收到的基頻信號可被表示為：

$$x_n(k) = \sum_{m=1}^{\hat{m}} h_m a(k-d_m) e^{jk_c(n-1)l \sin \theta_m} + \sum_{m=\hat{m}+1}^M a_m(k) e^{jk_c(n-1)l \sin \theta_m} + n_n(k) \quad (1)$$

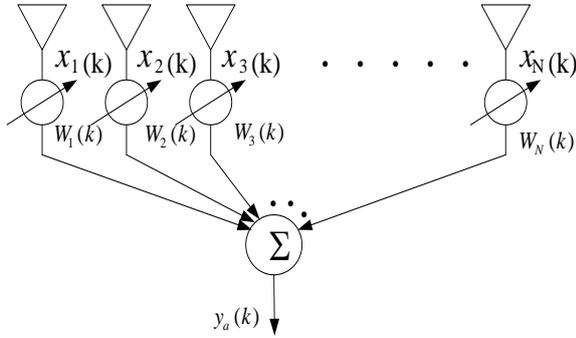


圖 1 陣列天線的架構圖

其中 $a(k-d_m)$ 是傳送信號或是它的多路徑信號的波形， d_m 是信號 $a(k-d_m)$ 的延遲時間， $d_{\hat{m}}$ 是所有多路徑信號的最大延遲時間， h_m 是多路徑信號 $a(k-d_m)$ 的衰減因子， $a_m(k)$ 是另外的使用者 m 所產生的信號波形， θ_m 是第 m 個信號到達的角度， l 是二個相鄰天線的距離， k_c 是載波頻率的波數，而 $n_n(k)$ 是雜訊信號。

在圖 1 中，定義輸入向量 $\mathbf{x}(k)$ 為

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (2)$$

由(1),(2)可將 $\mathbf{x}(k)$ 表示為：

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{m=1}^{\hat{m}} \mathbf{a}(\theta_m) h_m a(k-d_m) + \sum_{m=\hat{m}+1}^M \mathbf{a}(\theta_m) a_m(k) + \mathbf{n}_n(k) \quad (3)$$

其中 $\mathbf{a}(\theta_m)$ 為各信號源的方向向量

$$\mathbf{a}(\theta_m) = [1, e^{jk_c l \sin \theta_m}, \dots, e^{jk_c(N-1)l \sin \theta_m}]^T \quad (4)$$

雜訊向量 $\mathbf{n}_n(k)$ 可表示為

$$\mathbf{n}_n(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T \quad (5)$$

當信號 $a(k-d_j)$ 是在信號 $a(k-d_m)$ ， $m=1, \dots, \hat{m}$ ，中的最強信號，信號 $a(k-d_j)$ 將被視為想要接收的信號其他的信號則為多路徑干擾源。在傳統的方位估測法則中我們可以先求出輸入信號 $\mathbf{x}(k)$ 的自相關矩陣 \mathbf{R}

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}(k)^H] \quad (6)$$

再利用陣列天線的方位估測法則求出所有信號源 (M 個信號) 的方位，最常用的陣列天線方位估測法則為多信號源方位估測法則(MUSIC)，先求出自相關矩陣 \mathbf{R} 的特徵值架構，再以較小的 $N-M$ 個特徵值所對應的特徵向量去構成搜尋矩陣 E_n ，並以此搜尋矩陣 E_n 來找到信號之方位，一般我們會定義一個方位度量式 $E(\theta)$ ，

$$E(\theta) = \frac{1}{\left\| \left(E_n^H \mathbf{a}(\theta) \right) \right\|^2}, \quad 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \quad (7)$$

其中 H 代表轉置共軛複數運算，搜尋方向向量 $\mathbf{a}(\theta)$ 為

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{jk_c l \sin \theta}, \dots, e^{jk_c(N-1)l \sin \theta}]^T \quad (8)$$

而信號之入射角出現在 θ 使得 $E(\theta)$ 產生峰值的地方，於是 M 個信號的方位便可被估測出來，當求出想要接收的信號之方向為 θ_d ，則想要接收信號的方向向量 \mathbf{s}_d 為

$$\mathbf{s}_d = [1, e^{jk_c l \sin \theta_d}, \dots, e^{jk_c(N-1)l \sin \theta_d}]^T \quad (9)$$

我們可以利用限制性最小均方根演算法來求得最佳權重值(限制在 \mathbf{s}_d 方位上得到最大增益，並使輸出值為最小)，求得的最佳權重值為[23]

$$\mathbf{w}_{MUSIC} \bar{\mathbf{C}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (10)$$

利用(10)式所求得的最佳權重值去調整陣列天線的權重值，以得到最佳的輸出結果，可有效的去除干擾源留下想要接收之信號。但傳統的陣列天線可能因元件個數太少而遭遇到自由度不足的問題，無法有效解決干擾源過多的問題。因此有人提出結合陣列天線與等化器的方法[9]如圖2，將同頻干擾源用陣列天線來去除，利用等化器來加強其去除多路徑干擾源之能力，以提升整體系統的效能。

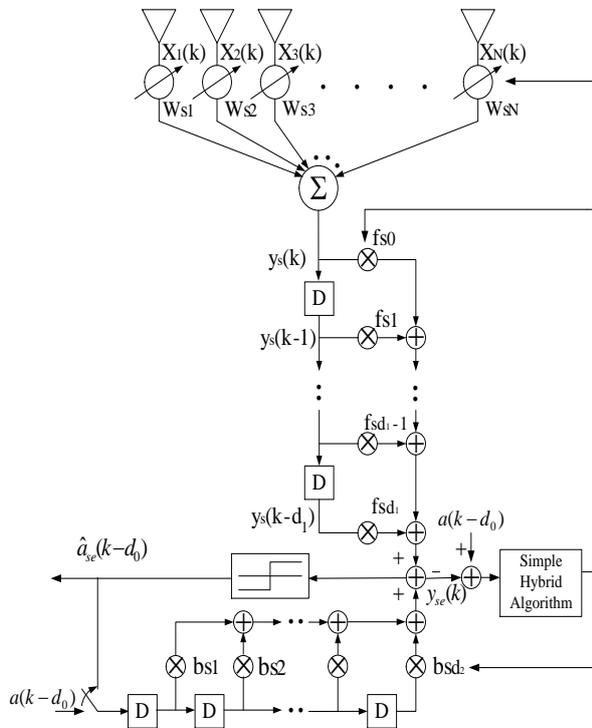


圖 2 結合陣列天線與等化器之架構圖

在陣列天線與等化器結合系統中，一個回饋式等化器跟隨於陣列天線之後，以增強其去除多路徑干擾源的能力，雖然陣列天線與等化器結合系統可克服多路徑干擾源的問題，但系統會變的非常複雜，且若是同頻干擾源的數量大於陣列天線的天線數量，陣列天線將無法去除所有的同頻干擾源，結合等化器亦無法提升其效能，因此本論文將提出一種廣義線性陣列天線的方位估測法則，以解決這些

問題。

三、廣義線性陣列天線方位估測

本論文所提出的廣義線性陣列天線的方位估測法則如圖3，先對N維的輸入向量 $\mathbf{x}(k)$ 做共軛複數運算，以取得負的相位角的資訊。

$$\mathbf{x}^*(k) = [x_1^*(k), x_2^*(k), \dots, x_N^*(k)]^T \quad (11)$$

其中 "*" 為共軛複數運算。

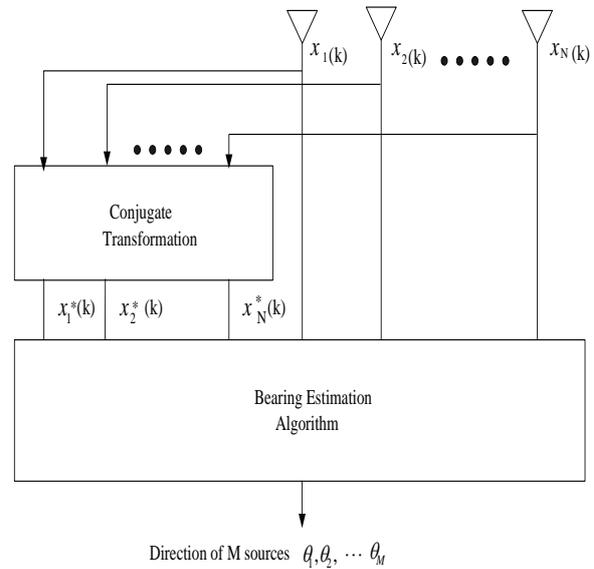


圖 3 高效率陣列天線方位估測法則架構圖

再將 $\mathbf{x}^*(k)$ 與原輸入向量 $\mathbf{x}(k)$ (含有正相位角資訊) 結合擴展成一個 2N 維的新輸入向量 $\mathbf{x}_e(k)$ ，

$$\mathbf{x}_e(k) = [x_1^*(k), x_2^*(k), \dots, x_N^*(k), x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (12)$$

在廣義線性陣列天線的方位估測法則中，我們可以由加大為 2N 維的輸入信號 $\mathbf{x}_e(k)$ 去求出其自相關矩陣 \mathbf{R}_e

$$\mathbf{R}_e = E[\mathbf{x}_e(k)\mathbf{x}_e(k)^H] \quad (13)$$

再利用陣列天線的方位估測法則求出所有信

號源 (M 個信號) 的方位，其方法為先求出自相關矩陣 \mathbf{R}_e 的特徵值架構，即找出 $2N$ 個 \mathbf{R}_e 的特徵值 $\lambda_{e1}, \lambda_{e2}, \dots, \lambda_{e2N}$ ，和其對應的 $2N$ 個特徵向量 $\mathbf{e}_{e1}, \mathbf{e}_{e2}, \dots, \mathbf{e}_{e2N}$ ，再以其中較小的 $2N - M$ 個特徵值所對應的特徵向量去構成新的搜尋矩陣 E_{ne}

$$E_{ne} = [\mathbf{e}_{eM+1}, \mathbf{e}_{eM+2}, \dots, \mathbf{e}_{e2N}] \quad (14)$$

並以此搜尋矩陣 E_{ne} 來找到信號之方位，新的方位度量式 $E_e(\theta)$ 為

$$E_e(\theta) = \frac{1}{\left\| \left(E_{ne}^H \mathbf{a}_e(\theta) \right) \right\|^2}, \quad 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \quad (15)$$

搜尋方向向量 $\mathbf{a}_e(\theta)$ 為

$$\mathbf{a}_e(\theta) = [1, e^{-jk_c l \sin \theta}, \dots, e^{-jk_c (N-1) l \sin \theta}, 1, e^{jk_c l \sin \theta}, \dots, e^{jk_c (N-1) l \sin \theta}]^T \quad (16)$$

而信號之入射角可由 $E_e(\theta)$ 產生峰值的地方求得，於是 M 個信號之方位便可被估測出來，因為使用這種廣義線性陣列天線的方位估測法則的輸入向量維度為 $2N$ ，因此可求得 $2N$ 個特徵值與相對應的特徵向量，使 N 個元件的陣列天線具有 $2N$ 個元件的效果，因此，陣列天線能去除干擾源的數量也隨之增加，此外即使兩干擾源的入射角度非常接近，廣義線性陣列天線的方位估測法則亦能有效的分辨出此二干擾源，順利的估測出干擾源的方位，廣義線性陣列天線可增加去除干擾源的個數及方位的解析度來有效的提高系統效益。

此外在這種廣義線性陣列天線的方位估測法則求出信號方位後，亦可結合限制性最小均方根演算法來求得廣義線性陣列天線的最佳權重值，以去除干擾源的干擾，最佳權重值 \mathbf{w}_{WLA} 為

$$\mathbf{w}_{WLA} = \mathbf{R}_e^{-1} \mathbf{s}_d \quad (17)$$

利用此組權重向量可將干擾信號去除順利的接收到想要接收的信號。

四、模擬與討論

在本模擬結果中，我們假設天線個數為 5 個，雜訊為白色高斯雜訊，針對下列三種環境做方位估測，比較多信號源方位估測法則與廣義線性陣列天線的方位估測法則的優劣，在順利估測出想要接收信號的方位後再利用限制性最小均方根演算法則來求出兩種演算法則的最佳權重值，並分析比較一般陣列天線的限制性最小均方根演算法則與廣義線性陣列天線的限制性最小均方根演算法則的波束圖之優劣。

第一種情況為：有四個信號源，想要接收信號之入射角度為 0 度，干擾源之入射角度為 -30 度、20 度、50 度，信雜比(SNR)=3db，使用多信號源方位估測法則與廣義線性陣列天線的方位估測法則分別估測，模擬結果如圖 4。

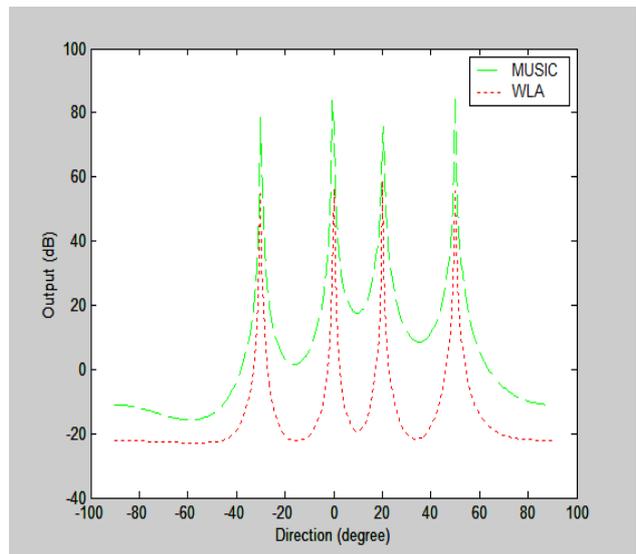


圖 4 當有四個信號源，入射角度分別為 0 度、-30 度、20 度及 50 度時的估測情形，紅色為廣義線性陣列天線方位估測法則，綠色為多信號源方位估測法則。

因為陣列天線有 5 個天線元件大於欲估測的信號源個數 4，因此多信號源方位估測法則與廣義線性陣列天線的方位估測法則兩種方法均可有效的估測出信號方位，在角度為 0 度、-30 度、20 度及 50 度處產生峰值。

在估測出想要接收信號的方位為 0 度後，利用限制性最小均方根演算法則來求出兩種演算法則的最佳權重值，並畫出一般陣列天線的限制性最小均方根演算法則與廣義線性陣列天線的限制性最小均方根演算法則的波束圖如圖 5。多信號源陣列天線與廣義線性陣列天線在信號源 0 度方向的增益值分別為 15.2db 與 21.3db，在干擾源-30 度、20 度及 50 度方向的衰減值分別為-64db 與-53db、-56db 與-64db 及-66db 與-67db。由圖 5 可看出雖然兩種方法均可有效的接收到 0 度方向的想要接收的信號，但廣義線性陣列天線有較大的增益，且廣義線性陣列天線在-30 度、20 度及 50 度有較深的衰減值，可將干擾源去除的更好，而得到較好的效果。

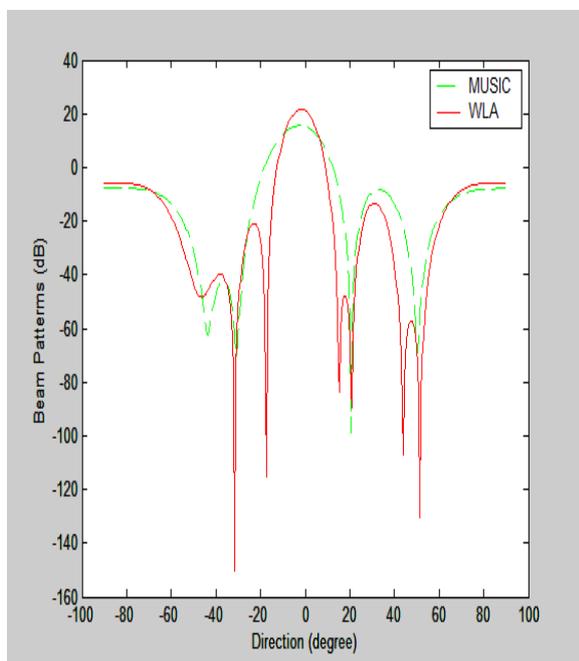


圖 5 當有四個信號源，入射角度分別為 0 度、-30 度、20 度及 50 度時的接收情形，紅色為廣義線性陣列天線的波束圖，綠色為一般陣列天線的波束圖。

第二種情況為：有八個信號源，想要接收信號之入射角度為 0 度，干擾源之入射角為 45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度、-50 度、60 度，信雜比 (SNR)=5db，使用多信號源方位估測法則無法估測出信號方位，一般陣列天線的個數(5)須大於信號源個數(8)才能有效的估測出信號方向，但廣義線性陣列天線方位估測法則天線的個數 5，具有天線的個數 10 (2N)的效果，因此可有效的估測出所有信號的方向，模擬結果如圖 6，廣義線性陣列天線方位估測法則在入射角為 0 度、45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度、-50 度、60 度均有明顯的峰值存在，可成功的估測出所有信號源的方向，而多信號源方位估測法則其特徵向量僅有 5 個，無法取出較大的 8 個特徵向量來構成搜尋向量，因此無法估測出 8 個信號源的入射方向。

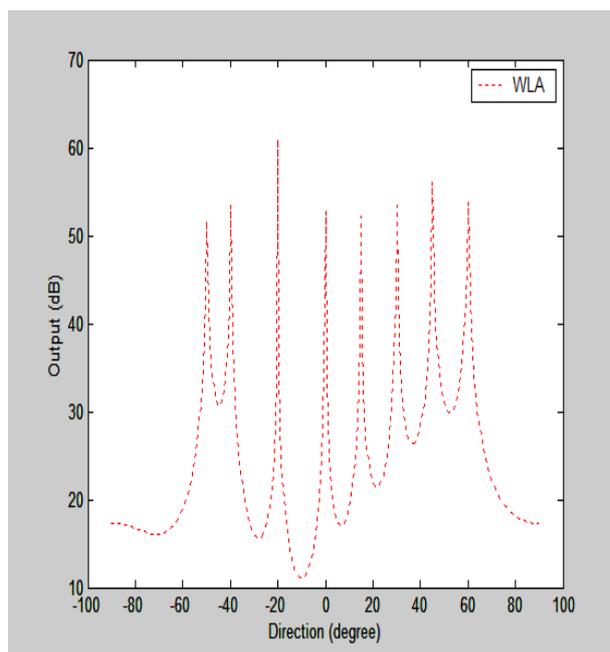


圖 6 廣義線性陣列天線方位估測法則；八個信號源之入射角度為 0 度、45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度、-50 度、60 度。

在估測出想要接收信號的方位為 0 度後，利用限制性最小均方根演算法則來求出廣義線性陣列天線的最佳權重值，並假設想要接收信方向 0 度為

已知來求出一般陣列天線的限制性最小均方根演算法則的權重值，比較兩種方法的波束圖如圖 7 多信號源陣列天線與廣義線性陣列天線在信號源 0 度方向的增益值分別為 15.8db 與 21.9db，在干擾源 45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度、-50 度及 60 度方向的衰減值分別為-29.5db 與-78db、-21.8db 與-43db、-12.3db 與-60db、-4db 與-106db、-11.5db 與-36.5db、-54.2db 與-56.6db 及-15.7db 與-61db。由圖 7 可看出雖然兩種方法均可有效的接收到 0 度方向想要接收的信號，但由於自由度不足的緣故，一般的陣列天線在干擾源 45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度及 60 度處並無明顯的衰減，無法有效的抑制干擾源，反之由於維度的提升，廣義線性陣列天線在入射角度 45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度、-50 度及 60 度處均有較深的衰減值，可有效的抑制干擾源，得到良好的接收效果。

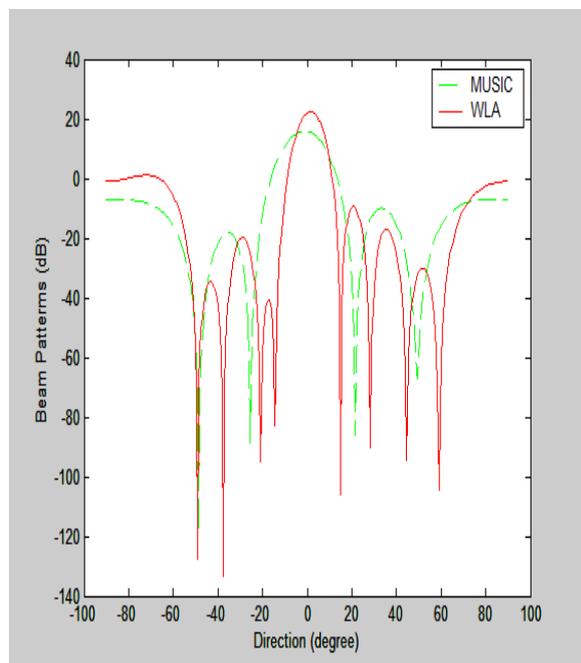


圖 7 當有八個信號源之入射角度為 0 度、45 度、-40 度、-20 度、15 度、30 度、-50 度、60 度時的接收情形，紅色為廣義線性陣列天線的波束圖，綠色為一般陣列天線的波束圖。

第三種情況為：有二個入射角度非常接近的信號源存在，想要接收的信號之入射角度為 0 度，干擾源之入射角為 4 度，信雜比(SNR)=5db，使用多信號源方位估測法則，無法有效的分辨這兩個角度如此接近的信號，但廣義線性陣列天線方位估測法則，天線的個數 5 等同於天線的個數 10 的效果，因此可有效的提高對估測信號方位的解析度，可準確的分辨出兩入射角相近信號的方向，模擬結果如圖 8，廣義線性陣列天線方位估測法則可成功的估測出此二信號源的方向在 0 度與 4 度形成峰值，而多信號源方位估測法則，則無法有效的分辨此二信號源的方向。

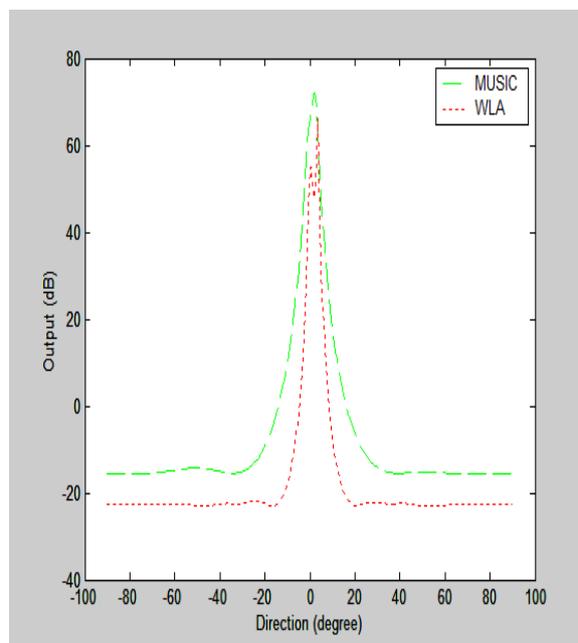


圖 8 當兩個信號源的入射方向接近(0 度與 4 度)時的估測情形，紅色為廣義線性陣列天線方位估測法則，綠色為多信號源方位估測法則。

在估測出想要接收信號的方位為 0 度後，利用限制性最小均方根演算法則來求出廣義線性陣列天線的最佳權重值，但由於干擾源與想要接收信號方位過於接近，一般的陣列天線無法有效估測出其方位，所以假設想要接收信方向 0 度為已知來求出一般陣列天線的限制性最小均方根演算法則的權

重值，比較兩種方法的波束圖如圖 9 多信號源陣列天線與廣義線性陣列天線在信號源 0 度方向的增益值分別為 1.8db 與 9.8db，在干擾源 4 度方向的衰減值分別為-15.8db 與-41db。由圖 9 可看出廣義線性陣列天線在 0 度有較高的增益，在 4 度的方向處有較深的衰減值，可有效的抑制干擾源，但一般的陣列天線演算法則無法在 0 度有好的增益值，在干擾源的方向有較大的衰減值，所以接收效果不佳，無法順利取得接收信號，反之廣義線性陣列天線可順利取得想要接收的信號，得到較佳的接收效果。

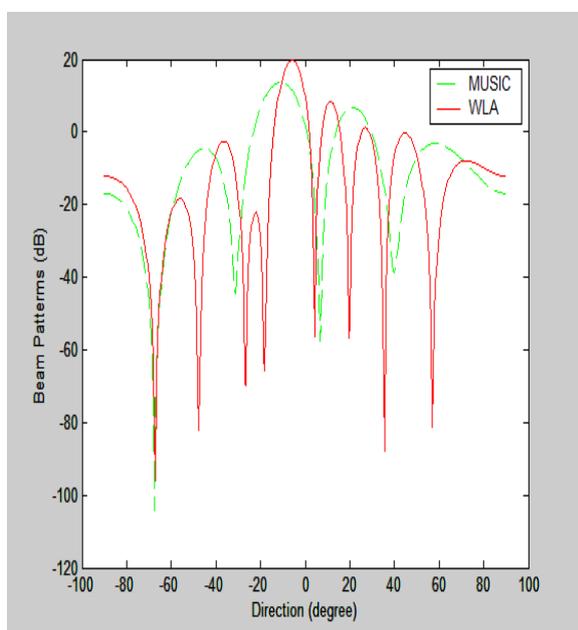


圖 9 當兩個信號源的人射方向接近(0 度與 4 度)時的估測情形，紅色為廣義線性陣列天線的波束圖，綠色為一般陣列天線的波束圖。

五、結 論

本論文研究陣列天線、方位估測法則、空間與時間結合之可適性信號處理及廣義線性式複數模型之相關文件，討論其在通訊系統中之使用情形。發展出一種廣義線性陣列天線方位估測法則，以解決目前通訊環境下所面臨的各種干擾源問題。由實際模擬驗證分析比較各種方位估測演算法則的優

缺點，可發現本論文所發展的廣義線性陣列天線演算法則有效的提升估測信號的數目，及方位的解析度，能有效解決同頻干擾源的問題，所能估測的干擾源方位數目大於天線的個數，有效的提升系統的效能。將其與限制性最小均方根演算法來發展出適合於各種通訊環境中去除干擾源之廣義線性陣列天線演算法則，可有效的去除干擾源順利的接收到想要接收的信號，把這種廣義線性陣列天線演算法則用於基地台之訊號處理，可以增加基地台之收發效能，並有助於進一步探討各種通訊環境中訊號處理之議題，提昇國內使用陣列天線應用於各類通訊系統之技術與水準。

誌 謝

由於南華大學的支持，計畫編號 Y103000956，使本文得以順利進行，特此致上感謝之意。

參考文獻

- [1] Kenta Okino et.al, Experiment and Simulation Results of Adaptive Antenna Array System at Base and Station in Mobile Environment, IEICE Trans. on Comm.Vol.E90-B, No.9. pp.2330-2337, Sept. 2007.
- [2] J. H. Winters et al., The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems, IEEE Trans. Communication, vol. 42, pp.1740 - 1750, Feb. 1994.
- [3] A. F. Naguib et al., Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA, IEEE Trans. Vehicular Tech., vol. 43, pp.691 - 698, Aug. 1994.
- [4] R. G. Vaughan, On optimum combining at the mobile, IEEE Trans. Vehicular Tech., vol. 37, pp. 181 - 188, Nov. 1988.
- [5] Z. Chen, H. Li, G. Cui, and M. Rangaswamy,

- "Adaptive transmit and receive beamforming for interference mitigation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol.21, no. 2, pp. 235 – 239, 2014.
- [6] S. C. Swales et al., "Performance enhancement of multi-beam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems", *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. 39, Feb. 1990.
- [7] S. P. Applebaum and D. J. Chapman, Adaptive arrays with main beam constraints, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-24, pp. 650 – 662, Sept. 1976.
- [8] R. N. Adams et al., Adaptive main-beam nulling for narrow-beam antenna arrays, *IEEE Trans. on Aerosp. Electronic System*, Vol.AES-16, pp.509 – 516, July 1980.
- [9] Maw-Lin Leou , Chien-Min Wu, and Yi-Ching Liaw, A Novel Algorithm for Simple Hybrid of Adaptive Array and Equalizer, *Wireless Personal Communications*, Vol.55, No.4, P.567-P.583, Dec. 2010.
- [10] Maw-Lin Leou, Chien-Chung Yeh and Hsueh-Jyh Li, A Novel Hybrid of Adaptive Array and Equalizer for Mobile Communications, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 49 No. 1 pp. 1-10, Jan. 2000.
- [11] Yinman Lee, Wen-Rong Wu, Adaptive Decision Feedback Space-Time Equalization with Generalized Side-lobe Cancellation, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 57 No. 5 pp. 2894-2906, Sep. 2008.
- [12] Yoshiharu Doi, Takeo Ohgane and Eiichi Ogawa, ISI CCI Canceller Combining the Adaptive Array Antennas and the Viterbi Equalizer in Digital Mobile Radio, *Vehicular Technology Conference, 'Mobile Technology for Human Race'*, IEEE 46th , Vol.1, PP.81-85, 1996.
- [13] Maw-Lin Leou, Yi-Ching Liaw and Chien-MinWu, "A Simple Recursive Least Square Algorithm of Space-Temporal Joint Equalizer", *Digital signal Processing*, Vol.22, Issue 6, pp. 1145-1153, Dec.2012.
- [14] Maw-Lin Leou, Chien-MinWu, Yi-Ching Liaw and Su, Hui-Kai "An Orthogonalized Blind Algorithm for Hybrid of Adaptive Array and Equalizer" *International Journal of Communication Systems*. Vol.27, P.201-215, Feb., 2014
- [15] S. U. H. Qureshi, Adaptive equalization, *Proc. IEEE*, vol. 73, pp.1349 – 1386, Sept. 1985.
- [16] S. Chen et al., Adaptive Bayesian equalizer with decision feedback, *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 41, pp.2918-2927, Sept. 1993.
- [17] Jens Steinwandt, Rodrigo C. de Lamare, Lei Wang, Nuan Song, and Martin Haardt, Widely Linear Adaptive Beamforming Algorithm Based on the Conjugate Gradient Method, *Smart Antennas (WSA)*, 2011 International ITG Workshop on P.1-4.
- [18] Pascal Chevalier and Francois Pipon, New Insights Into Optimal Widely Linear Array Receivers for Demodulation of BPSK,MSK and GMSK Signals Corrupted by Noncircular Interferences-Application to SAIC, *IEEE Trans on Signal Processing*, Vol. 54, pp.870-883, Mar 2006.
- [19] Davide Mattera, Luigi Paura, and Fabio Srerle, Widely Linear Decision- Feedback Equalizer for Time-Dispersive Linear MIMO Channels, *IEEE Trans. On S.P.*, Vol.53, No.7, P.2525-P.2536, July 2005.
- [20] Soroush Javidi, 1Maciej Pedzisz, 2Su Lee Goh and Danilo P. Mandic, THE AUGMENTED COMPLEX LEAST MEAN SQUARE ALGORITHM WITH APPLICATION TO ADAPTIVE PREDICTION PROBLEMS, 2008 IAPR Workshop Cognitive Information Processing, Santorini, Greece, Session P, P.54-P.57, June 2008.

- [21] Fernando G. Almeida Neto, Vitor H. Nascimento, Magno T. and M. Silva, Reduced-Complexity Widely Linear Adaptive Estimation, P.399-P.403, ISWCS 2010.
- [22] Nuan Song, Jens Steinwandt, Lei Wang, Rodrigo C. de Lamare, and Martin Haardt, NON-DATA-AIDED ADAPTIVE BEAM-FORMING ALGORITHM BASED ON THE WIDELY LINEAR AUXILIARY VECTOR FILTER , P2636-P2639, ICASSP 2011.
- [23] R. T. Compton, Jr., Adaptive Antennas: Concept and Performance. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.