

# 多重路徑環境之多雷達訊源來向角估測

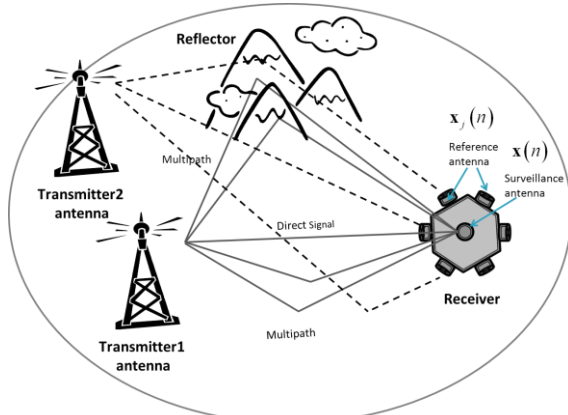
宣政偉\*、劉馨勤、花盟昌、許正翰  
國立台灣科技大學電機工程系

**摘要** — 雙站雷達系統其發射訊號受到山脈反射影響造成多重路徑傳播。因此來自同一訊源之訊號可能於不同角度入射接收端，而導致雷達直視訊號或發射機位置之方向估測問題。本研究結合入射訊號之到達角度估測，訊源辨識以及模稜函數演算結果，提出多重路徑環境之多雷達訊源來向角估測方法，以解決此問題。<sup>1</sup>

## 一、研究背景

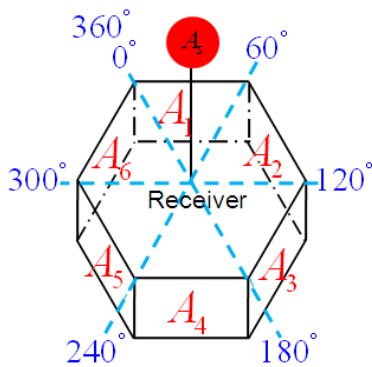
雙站雷達系統之接收訊號受到多重路徑環境影響，導致雷達直視訊號入射角或發射端雷達站方向估測問題。文獻[1]利用一個全向性天線所接收之監視通道訊號，與六個指向性天線所接收之參考通道訊號，進行分析運算，可成功辨識來自單一雷達訊源之直視波與反射波訊號入射方向。

本研究延續[1]之研究，探討接收端同時接收多個同頻雷達訊源所遭遇問題(見圖一)。



圖一：應用情境

本研究使用接收端陣列天線架構(見圖二)，包含一支全向性天線(A<sub>7</sub>)，以及六支指向性天線(A<sub>1</sub> ~ A<sub>6</sub>)其個別波束範圍均為 180 度。本研究假設接收端可同時收到 T 種雷達訊號。



圖二：接收端陣列天線架構

A<sub>7</sub> 所接收訊號稱為監視通道訊號，表示如下：

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=1}^T \mathbf{s}_i(n) * \mathbf{h}_i(n) + \mathbf{v}(n) \quad (1)$$

上式之第 i 種雷達訊源通道脈衝響應為：

$$\mathbf{h}_i(n) = \sum_{k=0}^{M_i-1} a_{ik} \cdot \delta(n - d_{ik}) \quad (2)$$

其中  $\mathbf{s}_i(n)$  代表第 i 種雷達訊號， $M_i$  為接收來自第 i 種雷達訊源之訊號個數， $d_{ik}$  和  $a_{ik}$  為第 i 種雷達訊源之第 k 個反射訊號相對於直視訊號之時間延遲及其複數通道增益(包含天線增益)， $\mathbf{v}(n)$  為監視天線之熱雜訊。

此外，將第 j 支指向性天線 A<sub>j</sub> 所接收訊號稱為第 j 個參考通道訊號，表示如下：

$$\mathbf{x}_j(n) = \sum_{i=1}^{T_j} \mathbf{s}_i(n) * \mathbf{h}_{j,i}(n) + \mathbf{n}_j(n) \quad (3)$$

上式之通道脈衝響應為：

$$\mathbf{h}_{j,i}(n) = \sum_{k=0}^{M_i^j-1} b_{ik}^j \delta(n - d_{ik}) \quad (4)$$

其中  $T_j$  為第 j 支參考天線接收訊號個數， $M_i^j$  為其接收來自第 i 種雷達訊源之訊號個數， $b_{ik}^j$  為其接收來自第 i 種雷達訊源之第 k 個反射訊號複數通道增益(包含天線增益)。 $\mathbf{n}_j(n)$  為第 j 支參考天線之熱雜訊。本研究假設每支參考天線熱雜訊相同，且與  $\mathbf{v}(n)$  皆為白高斯雜訊。

本研究不考慮接收端或訊源快速移動之環境，故可將通道考慮為準靜態(Quasi-Static)模式，其都普勒偏移約等於零。因此應用於本研究雷達訊號處理之模稜函數(Ambiguity function)，可以離散型式表示如下：

$$\chi_j(\tau) = \sum_{n=1}^N \mathbf{x}_j(n) \mathbf{x}^*(n + \tau) \quad (5)$$

其中  $\chi_j(\tau)$  為第 j 個參考通道訊號與監視通道訊號模稜函數運算結果，N 為關聯性計算長度。

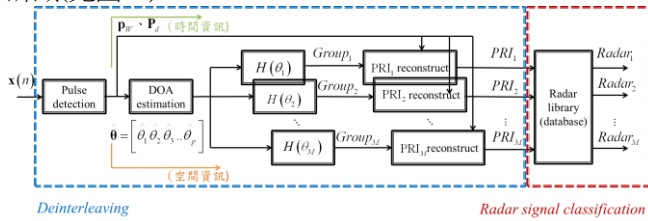
<sup>1</sup> 本研究由國科會及國立台灣科技大學贊助，計畫編號 NSC 102-2623-E-155 -002 -D、NSC 102-2221-E-011 -093 及「102H451701 整合型-建構支援智慧建築之永續物聯網架構」。

## 二、 提出方法

由於同時接收多個雷達訊號，會影響利用模稜函數判別多重路徑通道之準確度。因此本研究在進行模稜函數演算前，先對所有接收雷達訊號進行訊源辨識；將來自不同訊源之訊號事先分類並排除，如此可將問題化簡為單一雷達訊源環境。

監視通道包含所有來向之訊號，故本研究對監視通道訊號進行分析。然而，監視通道同時接收多路訊號，其間交錯(Interleaving)的訊號提高訊源辨識困難度。所以本研究結合空間與時間資訊，將訊號解交錯(Deinterleaving)後再行辨識，以解決此問題。

首先利用空間濾波器將所有脈波訊號分群[2]-[3]，並搭配脈波偵測方法(Pulse detection)估測所有脈波訊號寬度(Pulse width, PW)及起訖時間[4]，成功將交錯訊號分群並重建。之後再將分離訊號與雷達訊源基底比對完成訊源辨識(見圖三)。



圖三：雷達訊源辨識流程

由於接收機陣列天線的架構限制，低成本以及快速估測訊號到達角度考量之前提下，本研究採用振幅比較式(Amplitude comparison)方法估測到達角度[5]。脈波到達角度估測結果表示如下：

$$\hat{\theta} = \left[ \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_p \right] \quad (6)$$

脈波寬度與起訖時間估測結果分別表示如下：

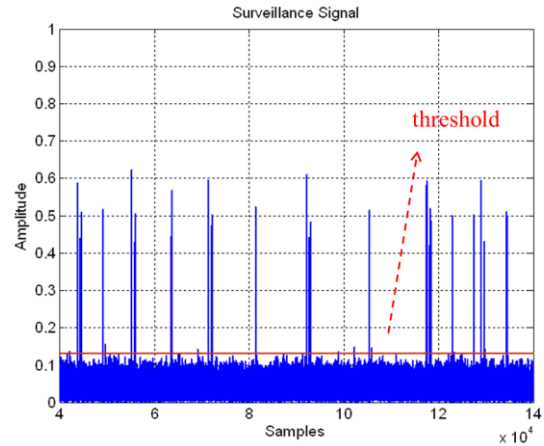
$$\mathbf{p}_w = \left[ \hat{w}_1, \hat{w}_2, \dots, \hat{w}_p \right] \quad (7)$$

$$\mathbf{p}_d = \left[ \hat{\mathbf{d}}_1, \hat{\mathbf{d}}_2, \dots, \hat{\mathbf{d}}_p \right] = \begin{bmatrix} \hat{d}_1^1 & \hat{d}_1^2 & \dots & \hat{d}_1^p \\ \hat{d}_t^1 & \hat{d}_t^2 & \dots & \hat{d}_t^p \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中  $\hat{\theta}_l$ 、 $\hat{w}_l$  及  $\hat{\mathbf{d}}_l$  分別代表第  $l$  個脈波估測角度、寬度及起訖時間估測結果，其中起訖時間包含起始時間即脈波上升(leading edge)時間及結束時間即脈波下降時間(trailing edge)， $p$  為觀察時間內接收之脈波個數。

雷達訊源辨識之能力主要受到脈波的擷取率與分群能力兩因素影響。首先本研究藉由門檻值(threshold)設定，判定大於門檻值訊號為脈波訊號(見圖四)。在低訊雜比下透過振幅方式擷取訊號易受到雜訊干擾，考量雜訊為白

高斯分布，藉由統計結果設立門檻值可降低雜訊干擾。門檻值設在平均值加上三倍標準差以上，可確保 98.85% 的雜訊不會被截取到。



圖四：監視通道訊號

第二影響因素為分群能力，即便來自相同發射機之訊號受到環境的干擾下，其角度估測結果仍會有誤差。因此必須訂定誤差容忍度  $\delta$ ，將誤差範圍內之角度都視為來自相同訊號。

$$\hat{\theta}_i = [\hat{\theta}_{ave_i} - \delta, \hat{\theta}_{ave_i} + \delta], i = 1, 2, \dots, M \quad (9)$$

其中  $\hat{\theta}_{ave_i}$  為第  $i$  群角度估測之平均，角度誤差落在平均值加減  $\delta$  範圍都視為相同入射角度，而  $M$  為接收訊號個數。

按照上述方法成功將圖四監視通道所接收之交錯訊號分離，最後將分離的各路訊號與雷達訊源基底比對即可完成雷達訊源辨識。比對時將所有訊號投影至雷達訊源基底，最大分量代表相關性最大，藉此判定雷達訊號之訊源。雷達訊源基底集合表示如下：

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_{11}, \mathbf{b}_{21}, \dots, \mathbf{b}_{q1}]^T \quad (10)$$

其中  $q$  為雷達訊源基底個數， $m$  之大小為基底集中最大週期乘上取樣率。將不同雷達訊源基底以標籤  $B_{11}, B_{21}, \dots, B_q$  表示。

然而，本研究採用之雷達訊號為類似開/關鍵控(On-off keying, OOK)調變訊號，接收訊號必須與其訊源完全同步情況下，才能確保其投影分量會最大。對此本研究使用擴展基底，將所有可能為訊號之起始脈波都視為一組基底。訊源基底集合擴展及正規化後表示如下：

$$\mathbf{B}_n = [\mathbf{u}_{11}, \mathbf{u}_{12}, \dots, \mathbf{u}_{q1}, \mathbf{u}_{q2}, \dots, \mathbf{u}_{qp_q}]^T \quad (11)$$

其中  $p_i$  為第  $i$  種雷達訊源之一週期脈波個數，且  $p = p_1 + p_2 + \dots + p_q$ 。雖然擴展基底解決了上述問題，但造成雷達訊源基底集合過大。

因此本研究透過逆矩陣(Pseudo matrix)找出解來降低基

底矩陣大小。

$$\mathbf{B}_n \mathbf{w}_l = \mathbf{c}_l, l = 1, 2, \dots, q \quad (12)$$

其中  $\mathbf{c}_l$  為限制條件，將來自相同訊源之擴充基底投影值設為一，其餘皆為零。其解如下：

$$\mathbf{w}_l = (\mathbf{B}_n^T \mathbf{B}_n)^{-1} \mathbf{B}_n^T \mathbf{c}_l, l = 1, 2, \dots, q \quad (13)$$

將分離各路訊號投影至  $q$  個解，找出最大值發生處即可判定其訊源。

$$\mathbf{y}_j = \arg \mathbf{r}_{\theta_j}^T \mathbf{w}_l, j = 1, \dots, M \quad (14)$$

$1 \times q$                        $l=1, 2, \dots, q$

其中  $\mathbf{r}_{\theta_j}$  為由  $\theta_j$  入射之分離訊號， $M$  為接收訊號個數。

由於雷達訊源辨識結果可以排除不同雷達訊源干擾，僅留下相同訊源之訊號進行如下模稜函數演算：

$$\chi_{\theta_k}(\tau) = \sum_{n=1}^N \mathbf{r}_{\theta_k}(n) \mathbf{s}^*(n+\tau) \quad (15)$$

其中  $\theta_k$  為來自相同訊源之訊號所對應來向角，定義  $\mathbf{s}(n)$  為來自相同訊源之訊號加總而成。

因直視訊號比多重路徑訊號早到達接收端，故直視訊號與合成訊號之模稜函數輸出之峰值個數較多，所以可藉由此特性可判定是否為直視訊號。

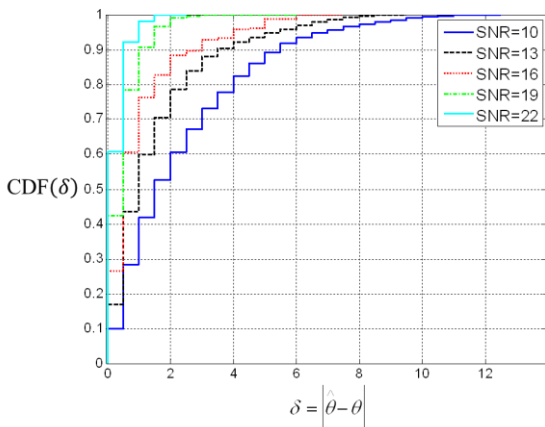
分析出所有接收訊號關係後，再將角度資訊相互對應完成多訊源來向角估測，以排除多重路徑及多訊源環境所造成訊源來向估測問題。

### 三、 模擬與分析

#### 3.1 到達角度估測效能

表 I  
環境設定參數

接收訊號個數	訊源標籤	訊源個數	入射角 (deg.)	估測次數
$M=1$	$B_{21}$	$T=1$	$U(0^\circ, 360^\circ]$	$N=10000$



圖五：訊雜比與角度估測結果

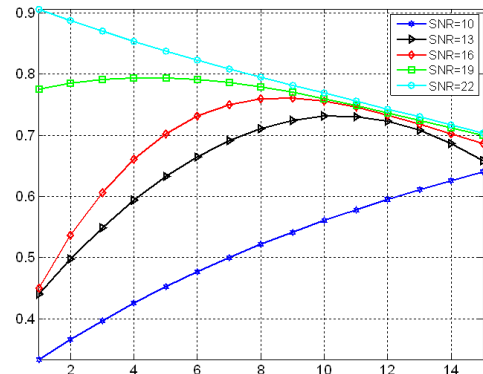
圖五說明角度估測效果隨著不同訊雜比改變，因此  $\delta$  選定須隨著訊雜比調整。然而，上述模擬僅代表訊號角度估測效果，尚無法說明  $\delta$  選取對分群效果的影響。因此接下來考量接收多路訊號之環境，分析  $\delta$  選取對角度分群所造成的影響。

#### 3.2 雷達訊源辨識效能

藉由改變  $\delta$  選取，觀察不同訊雜比下訊號分群能力，以建立訊雜比與最佳  $\delta$  選擇關係。

表 II  
環境設定參數

接收訊號個數	訊源標籤	訊源個數	入射角 (deg.)	估測次數
$M=3$	$B_{21}$	$T=1$	$U(0^\circ, 360^\circ]$	$N=10000$



圖六：角度容忍度與分群成功機率

分群成功機率  $f(\delta)$  代表正確分出三個入射訊號。圖六說明訊雜比越小其最高分群成功機率對應之  $\delta$  越大，因為  $\delta$  越大才可將誤差較大之角度分在同一群。但考量多路訊號情況下其它相鄰入射之角度也可能誤將歸類在同一群，造成分群成功率降低。由單一曲線結果可以找到最佳的容忍度選擇，如圖標示。訊雜比與  $\delta_{opt}$  對應關係建立如下表：

表 III  
訊雜比與最佳容忍度選取

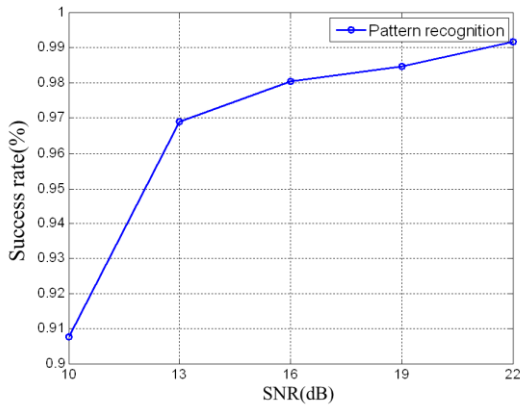
SNR(dB)	10	13	16	19	22
$\delta_{opt}$	14	10	9	5	1

$f(\delta_{opt})$	0.6575	0.7443	0.7717	0.8051	0.908
-------------------	--------	--------	--------	--------	-------

根據表 III，以下將分群後之雷達訊號進行訊源辨識。模擬環境設定如下表：

表 IV  
環境設定參數

接收訊號個數	訊源個數	入射角(deg.)	估測次數
$M=3$	$T=2$	$U(0^\circ, 360^\circ]$	$N=6000$



圖七：訊雜比與雷達訊源辨識成功機率

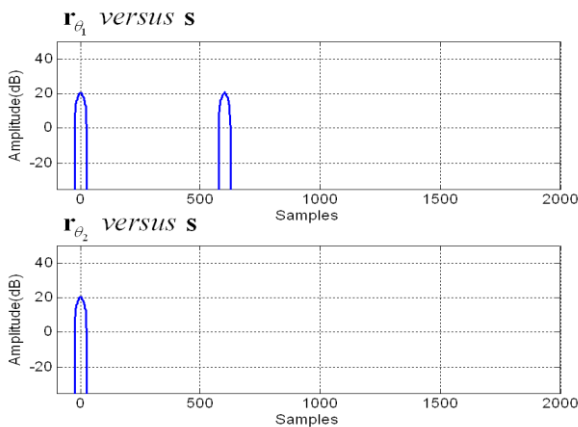
圖七橫軸為訊雜比，縱軸為成功機率。成功機率代表正確估測出接收三路訊號且辨別出兩種雷達訊源。訊號成功分群下，於訊雜比 10dB 以上雷達訊源辨識能力有大於 90% 之成功機率。

### 3.3 模稜函數辨別多重路徑

雷達訊源辨識結果僅能分辨訊號之訊源，並無法辨別出來自相同訊源之多重路徑通道。以下模擬說明上述模稜函數辨別多重路徑通道之可行性。

表 V  
多訊源多重路徑環境

訊源標籤	路徑	SNR (dB)	相對時間延遲 ( $\mu s$ )	入射角 (deg.)
$B_{21}$	直視路徑	20	0	30
$B_{21}$	多重路徑	17	13.043	150
$B_{31}$	其它直視路徑	18		270



圖八：相同訊源之訊號與合成訊號模稜函數輸出結果

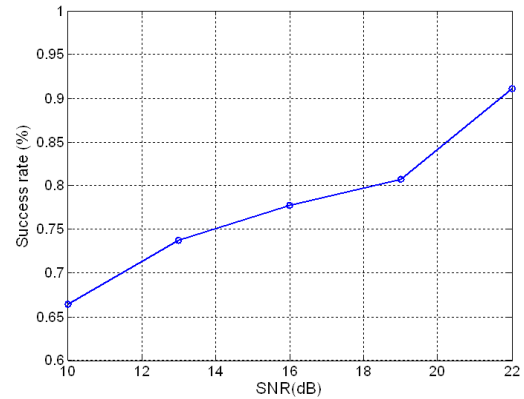
由雷達訊源辨識結果辨別出  $r_{\theta_1}$  與  $r_{\theta_2}$  來自相同訊源，排除其它訊源  $r_{\theta_3}$  進行模稜函數影響多重路徑判斷。 $r_{\theta_1}$  與  $s$  模稜函數結果峰值個數較多，可判定其為直視路徑； $r_{\theta_2}$  為其多重路徑且  $r_{\theta_3}$  為其它訊源直視路徑。

### 3.4 多雷達訊源來向角估測

考量所有訊號入射可能，進行多雷達訊源於多重路徑環境下之來向角估測能力評估。

表 VI  
環境設定參數

訊號接收個數	訊源標籤	訊源個數	入射角 (deg.)	估測次數
$M = 3$	$B_{21}$ $B_{31}$	$T = 2$	$U(0^\circ, 360^\circ]$	6000



圖九：多重路徑環境之多雷達訊源來向角估測效能

圖九為隨著訊雜比變動調整  $\delta_{opt}$  對應之系統效能。成功率代表訊源個數及雷達訊源來向角正確估測機率。將表 III 與圖九相互對應，發現系統效能降低之主要原因為訊號分群能力。錯誤分群產生額外的訊號或將不同訊號視為同一種訊號，因而無法正確估測訊源個數及正確重建所有接收訊號，造成雷達訊源來向角估測參數對應錯誤。

### 結論

本研究提出方法可解決多雷達訊源於多重路徑環境錯誤偵測問題，避免浪費軍事資源處理錯誤的警報(false alarm)。未來可以考量結合更多脈波參數估測結果，以提高訊號分群能力來改善系統效能。此外，本研究目前僅考慮接收三個雷達訊號，之後可延伸考量接收更多個雷達訊號，以符合實際環境。考量實作之可行性，目前使用訊源基底集合較大，未來可考慮降低基底取樣數(down sampling)以改善此問題。

### 參考文獻

- [1] 吳宗霽, 以模稜函數及正規化最小均方演算法辨識雷達信號多重路徑通道, 國立台灣科技大學電機工程研究所, 碩士論文, 民國 102 年.
- [2] C. L. Davies, "Automatic processing for ESM," vol. 129, June 1982, pp. 164 - 171.
- [3] D. R. Wilkinson and A. W. Watson, "Use of metric techniques in ESM data processing," *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, vol. 132, 1985, pp. 229-232.
- [4] M. Conning and F. Potgieter, "Analysis of measured radar data for Specific Emitter Identification," in *Radar Conference, 2010 IEEE*, pp. 35-38.
- [5] R. G. Wiley, *ELINT: The Interception of Radar Signals*, 1985, ch. 5