

FM 訊號偵測移動目標物之超低訊干比 多重路徑干擾消除法則

黃正光

元智大學通訊工程系教授

e-mail :

eejhwang@saturn.yzu.edu.tw

蘇子皓

元智大學通訊所研究生

e-mail :

s974850@mail.yzu.edu.tw

李政達

元智大學通訊所研究生

e-mail :

s978603@mail.yzu.edu.tw

摘要

利用接收現有 FM 訊號的被動雷達系統，具有隱形之能力、不易被攻擊等主要優點而備受重視。在系統中，目標物的回波常被來自 FM 發射機的直接路徑干擾掩蓋，造成偵測困難。為了提高偵測機率，本研究首先將建立被動雷達系統的發射訊號模糊函數、回波公式、以及直接路徑干擾下的接收訊號模型。接著利用建立的訊號模型，藉由系統鑑別的觀點，推導出在此一應用下的 Wiener Solution，並模擬最佳解下的訊號干擾功率比(SIR)及偵測機率等。其次考量即時處理及計算複雜度之需要，研究可適性通道估測，應用最小均方法(LMS)、正規化最小均方法(NLMS)、及一可變步階最小平方方法(VssLMS)等可適性演算法。最後透過電腦模擬驗證，可進一步驗證所設計之直接路徑干擾消除機制的可行性。最後設計一使用者介面(GUI)以便觀察不同環境下之情形，其成果可做為強化偵測目標系統設計之參考依據。

關鍵詞：目標物偵測、被動雷達、直接路徑干擾消除、可適性濾波器

1. 前言

傳統主動偵測系統向空中發射大功率的電磁波，再接收目標物反射的回波訊號，藉此進行目標物的偵測、測距追蹤及特徵分析。因發射源容易被追蹤、干擾、導彈破壞等反隱身技術突破，近年來，學者提出了利用民間廣播、類比或數位電視、及 GPS 等非合作式(non-cooperative) 幅射源為基礎的被動雷達系統(Passive RADAR) [1,2]。相較於主動式雷達，被動雷達具有受氣候因素影響較小、抗干擾能力強、對窄頻干擾的對抗能力佳、對於隱身目標的偵蒐能力較佳及生存能力佳等優點 [3]。其中，在眾多的非合作幅射源中，FM 廣播訊號因發射功率大(可達 250 kW)、涵蓋範圍

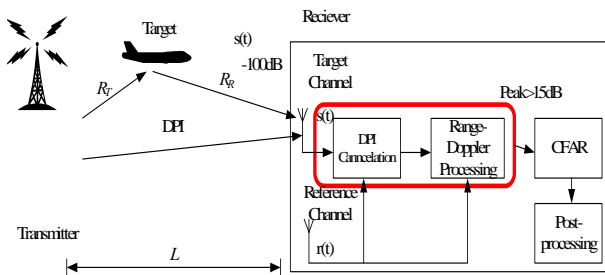
廣，且具有較完美的模糊函數(Ambiguity Function)特性，有較高的距離/頻率解析度等優點[4]，而成為被動雷達最常使用的訊號源。

在系統架構中，接收機通常會有兩組通道，接收發射端訊號當作參考訊號源的參考通道(Reference Channel)，以及接收目標反射回波的目標通道(Target Channel)。然而在實際的環境中，目標通道不僅會接收到來自於目標的回波訊號，也會接收到來自於發射機的直達波訊號而造成直接路徑干擾(Direct Path Interference, DPI)，其功率比回波訊號高出許多，造成回波訊號在距離-都卜勒平面上被直接路徑干擾造成的旁波(Sidelobe)所掩蓋，而無法進行目標偵測[5,6]。為了提高目標物的偵測機率，直接路徑干擾消除機制成為被動雷達中，相當重要的研究課題。

本論文架構從第二節基於 FM 訊號之被動雷達訊號模型開始探討其訊號的特性、模糊函數、以及直接路徑干擾問題。接著第三節，根據所獲得的訊號模型，吾人在假設直接路徑干擾為單一路徑的場景下，提出基於最大似然(Maximum Likelihood, ML)法則之直接路徑干擾消除機制，並且基於統計特性的 DPI 消除機制設計及模擬。接著，吾人假設一個更實際的狀況，即直路徑干擾訊號有多重路徑效應。此時，吾人提出了以最小均方誤差(Minimum Mean Square Error, MMSE)為基礎的干擾消除法則，獲得在線性濾波器下的最佳解。第四節則考慮到複雜度及即時(Real Time)處理的問題，吾人探討了各種可適性(Adaptive)演算法如最小均方法(Least Mean Square, LMS)、正規化最小均方法(Normalized Least-Mean-Square) [10]，以及最新提出的可變步階最小均方法(Variable Step-Size LMS, VssLMS)以加快可適性濾波器收斂速度[11]，達到雷達迅速偵測訊號的目標。第五節則是為整個系統設計設計一使用者介面(Graphical user interface, GUI)方便觀察不同的環境下系統狀態。第六節為結論。

2. 基於 FM 訊號之被動雷達訊號分析

圖一為被動雷達的收發機示意圖接收的訊號分別經 RF 降頻及取樣數位化後，目標通道的訊號將先經過波束成形(Beam-forming)等預處理的步驟，接著把目標通道和參考通道的訊號做互相關，得到距離-都卜勒平面(Amplitude-Range Doppler Surface)，最後對距離-都卜勒平面進行 CFAR 的偵測以及後續的波達方向(Direction of Arrival, DOA)估測、目標識別等運算。



圖一被動雷達示意圖

頻率調變(Frequency Modulation, FM)是將訊息載送於載波的瞬時頻率變化的一種調變方式，且被廣泛的應用於音樂和語音的傳送上。其調變訊號可表示成

$$x(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right)$$

在此架構中 FM 調變訊號複數包封模型為

$$\tilde{x}(t) = A e^{j2\pi k_f \int_0^t m(t) dt} \quad (0)$$

其中 A 和 f_c 是常數，分別表示載波的振幅和頻率。 $m(t)$ 是欲傳送的聲音訊號， k_f 為頻率靈敏度 (frequency sensitivity)。

2.1 匹配濾波器

在偵測目標物之應用中，為了使訊號獲得最大的訊雜比(Signal to Noise Power Ratio, SNR)，常使用匹配濾波器(Matched Filter)做為接收機的架構。若吾人假設圖一中目標通道接收，且經過降頻後的複數訊號為 $s(t)$ ，參考通道接收降頻後的複數訊號為 $r(t)$ ，則匹配濾波器的輸出為

$$M(\tau, f_d) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) r^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (1)$$

其中 τ 為時間延遲， f_d 為都卜勒頻率。由於匹配濾波器的輸出是由大小、距離和都卜勒速度所構成的三維圖形，因此也稱為距離-都卜勒平面。透過匹配濾波器的輸出，吾人可以進行目標的偵測等後續處理動作。

2.2 雜訊對匹配濾波器輸出的影響

現在，若考慮在目標通道上有雜訊的存在，則目標訊號可以寫成

$$s(t) = \sqrt{P_R} \tilde{x}(t - \tau_T) e^{j2\pi f_{d,T} t} + w(t) \quad (2)$$

其中第一項為來自於目標的回波訊號， P_R 為回波訊號的功率， τ_T 為回波訊號延遲， $f_{d,T}$ 為目標物的都卜勒頻率。由雙基地雷達(Bi-static radar)接收功率方程式[1]，目標通道接收到的偵測目標回波訊號功率 P_R 為

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 (R_T R_R)^2} \quad (3)$$

其中， P_T 為發射訊號功率， G_T 和 G_R 分別表示發射和接收的天線增益(Antenna Gain)。 λ 表示雷達訊號載波波長， σ_B 為偵測目標的雷達散射截面積(Radar Cross Section, RCS)。 R_T 和 R_R 則分別表示發射機至偵測目標和偵測目標至接收機的距離。第二項之 $w(t) \sim CN(0, \sigma^2)$ 為複數的可加性高斯白雜訊(AWGN)。

2.3 直接路徑干擾問題

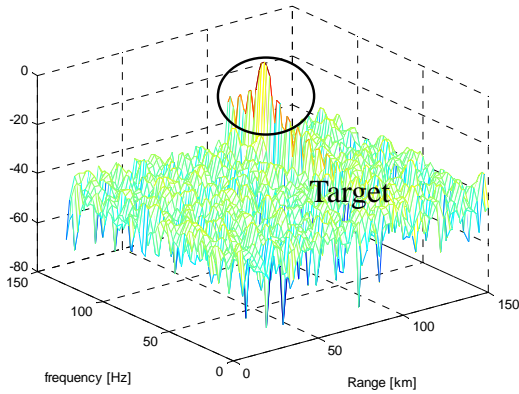
目標天線不僅接收到來自於偵測目標的回波訊號，同時也接收到來自於發射機的直接路徑會發生直接路徑干擾。假設接收機和發射機之間的距離為 L ，而 G_T' 和 G_R' 分別為發射和接收天線的直視線增益(Light of sight Gain)，則直接路徑干擾功率強度可表示成

$$P_D = \frac{P_T G_T' G_R' \lambda^2}{G_T G_R (4\pi L)^2} \quad (4)$$

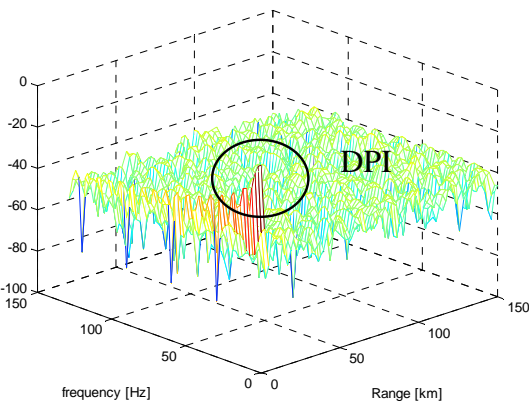
由(3)和(4)，吾人可定義訊號對 DPI 干擾功率比(Signal to DPI power Ratio, SIR)為

$$SIR = \frac{P_R}{P_D} = \frac{G_T G_R \sigma_B}{4\pi} \frac{L^2}{(R_T R_R)^2} \quad (5)$$

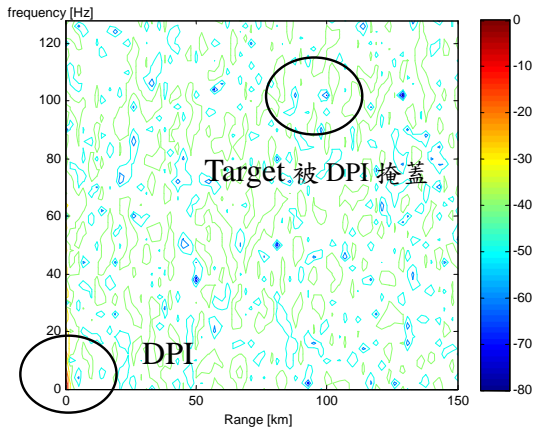
以下模擬一目標偵測環境，吾人假設 SNR 為 0dB，距離 100 公里處有一都卜勒頻率為 50Hz (若假設電台的載波頻率為 100MHz，則約 0.44 馬赫)的移動目標，並假設聲音訊號為音樂，接收機取樣頻率和互相關運算的積分時間分別為 600kHz 和 1 秒。則由圖二中可以從距離-都卜勒平面上看到目標物所產生的響應。但當吾人在環境中加入 SIR 為 -100dB 直接路徑干擾後，則匹配濾波器的輸出圖三，則可以發現直接路徑干擾把回波訊號掩蓋，而使得目標訊號無法被偵測。由圖四等高線圖可以更清楚看的觀察這一個現象。



圖二 距離-都卜勒平面(無DPI)



圖三 直接路徑干擾(目標+DPI)



圖四 直接路徑干擾(目標+DPI)等高線圖

3. 直接路徑干擾消除機制

由雷達的訊號模型和問題描述，吾人可以得知直接路徑干擾將嚴重的干擾被動雷達的目標偵測。因此吾人必須設計一個強健的干擾消除機制，方能使被動雷達系統得以順利運作，以下將針對直接路徑干擾為單一路徑和有多路徑效應兩種不同的場景進行討論，並設計

其多路徑干擾消除機制。

3.1 單一路徑直接路徑干擾下之干擾消除機制

在有直接路徑干擾，且假設直接路徑干擾僅有單一路徑時，則目標通道所接收到的訊號可由(2)寫成

$$s(t) = d(t) + \sqrt{P_R} \tilde{x}(t - \tau_T) e^{j2\pi f_d t} + w(t) \quad (6)$$

其中，第一項為直路徑干擾，可寫成

$$d(t) = \alpha \tilde{x}(t - \tau_D) \quad (7)$$

且 $\alpha \sim CN(0, P_D)$ 是直接路徑干擾項的複數增益，能量為 P_D 。 τ_D 為直接路徑干擾延遲。經過 ADC 取樣後，(6)式可寫成

$$\begin{aligned} s[n] &= d[n] + \sqrt{P_R} \tilde{x}[n - l_T] e^{j2\pi f_d n T_s} + w[n] \\ &= \alpha \tilde{x}[n - l_D] + \sqrt{P_R} \tilde{x}[n - l_T] e^{j2\pi f_d n T_s} + w[n] \end{aligned} \quad (8)$$

其中 T_s 為接收機的取樣頻率、 $l_D = \lceil \tau_D / T_s \rceil$ 和 $l_T = \lceil \tau_T / T_s \rceil$ 分別為取樣後的直接路徑干擾延遲和目標延遲。

假設參考通道可以接收到完美的發射訊號，且完全沒有雜訊，則參考通道經取樣後的接收訊號為

$$r[n] = \tilde{x}[n] \quad (9)$$

觀察(6)式和(8)式，可發現兩者之間僅有時延延遲 l_D 和和複數增益大小 α 的差異。若吾人可以正確的估測出這兩個參數的估測值 \hat{l}_D 和 $\hat{\alpha}$ ，那麼便可利用圖五之方塊圖消除目標通道中的直接路徑干擾。其中

$$\hat{d}[n] = \hat{\alpha} r[n - \hat{l}_D] \quad (10)$$

為直接路徑干擾項的估測值。而

$$s[n] = s[n] - \hat{d}[n] \quad (11)$$

為扣除完直接路徑干擾後的訊號。

至此，則原本的干擾消除現在可視為通道延遲和增益估測問題。因此，吾人首先參考通訊系統中常用的匹配濾波器估測直接路徑干擾延遲。首先，吾人令匹配濾波器的輸出為

$$\Phi(l) = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] r^*[n-l] \quad (12)$$

其中 N 為所取的觀測向量長度，則直接路徑干擾延遲的估測值為[2]

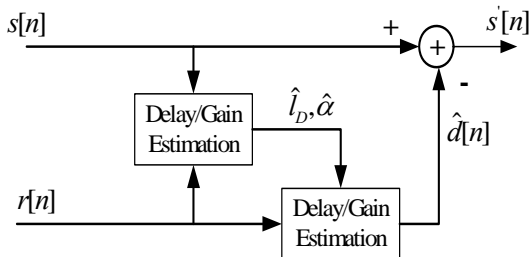
$$\hat{l}_D = \arg \max_l |\Phi(l)| \quad (13)$$

在干擾延遲估測值正確的情況下，匹配濾波器的輸出為

$$\begin{aligned} \Phi(\hat{l}_D) &= \sum_{n=0}^{N-1} s[n]r^*[n-\hat{l}_D] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} (\alpha\tilde{x}[n-l_D] + \sqrt{P_R}\tilde{x}[n-l_T]e^{j2\pi f_d n T_s} + w[n])\tilde{x}^*[n-\hat{l}_D] \\ &= \alpha \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}[n-l_D]\tilde{x}^*[n-\hat{l}_D] + \sum_{n=0}^{N-1} (\sqrt{P_R}\tilde{x}[n-l_T]e^{j2\pi f_d n T_s} + w[n])\tilde{x}^*[n-\hat{l}_D] \end{aligned} \quad (14)$$

此時，吾人可以利用匹配濾波器的輸出估測出直接路徑干擾的增益如

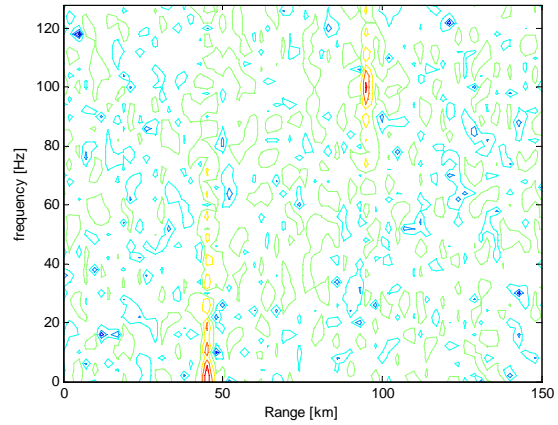
$$\begin{aligned} \hat{\alpha} &= \frac{\Phi(\hat{l}_D)}{\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}[n-l_D]\tilde{x}^*[n-\hat{l}_D]} \\ &= \frac{\Phi(\hat{l}_D)}{\sum_{n=0}^{N-1} r[n-l_D]r^*[n-\hat{l}_D]} \end{aligned} \quad (15)$$



圖五 單路徑下直接路徑干擾消除機制方塊圖

吾人可以利用下列例子進一步說明干擾消除的過程。假設內容為音樂訊號，頻寬振幅如第二章所述，接收機取樣頻率為 600kHz。假設在距離(R_T+R_R)為 100 公里處有一個都卜勒速度為 50Hz 的目標物。且令 SIR=-100dB、SNR=-37dB、l_D=50。並設定觀測向量長度 N、最大延遲 l_{D,Max} 分別為 256、100。接著進行通道增益的估測、直接路徑干擾的扣除。

扣除完直接路徑干擾後的訊號 s'[n] 經距離-都卜勒二維匹配濾波器輸出的結果如圖六。可以發現原本在圖四中被直接路徑干擾掩蓋的目標回波可重新被偵測出來。因為模擬參考訊號端有延遲 5km，所以在此目標及直接路徑干擾分別處於 45km 及 95km 處。



圖六 經干擾消除後之二維匹配濾波器輸出

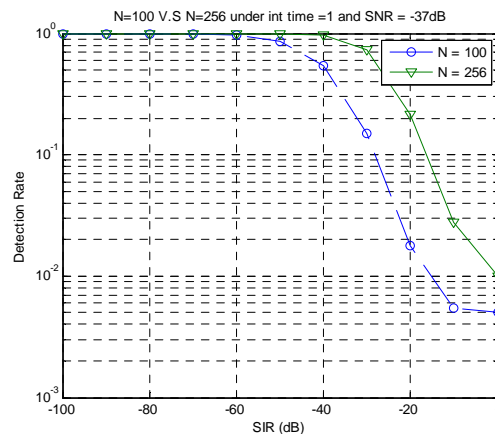
在這一節當中，吾人將利用電腦模擬所設計的直接路徑干擾消除機制的性能，共通的模擬參數設定如表一。並定義偵測機率 P_d 和通道估測誤差 σ_e² 分別為

$$P_d = \Pr(\hat{l}_D = l_D) \quad (16)$$

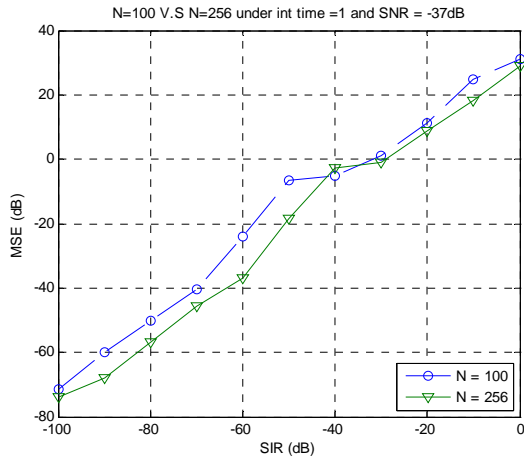
$$\sigma_e^2 = E \left[\|\alpha - \hat{\alpha}\|^2 / \|\alpha\|^2 \right] \quad (17)$$

表一

音頻訊號最高頻率 (W)	音樂: 15 KHz 語音: 3.1 KHz
音頻訊號最大振幅	音樂: 1 V 語音: 0.5 V
頻率靈敏度(k _f)	75 k (Hz/Volt)
取樣頻率(f _s)	600 KHz
訊號(目標) 雜訊功率比(SNR)	-37 dB
最大延遲(l _{D,Max})	100
通道延遲(l _D)	50
模擬次數	2000 次



圖七 觀測向量為 100, 256 時之偵測機率



圖八 觀測向量為 100, 256 時之通道估測誤差

圖七和圖八的模擬則假設內容為音樂，比較不同觀測向量長度下的偵測機率和通道估測誤差。由模擬結果可以發現，觀測向量愈長，偵測機率愈好，且估測誤差愈小。若欲使系統在 SIR=-50dB 以上都能正確偵測，則觀測向量長度 $N \geq 256$ 。

3.3 有多路徑效應和直接路徑干擾下之干擾消除機制

在前一節的討論當中，假設接收機僅收到單一路徑的直接路徑干擾。然而，在實際的環境中，接收機除了接收到來自於發射機的直接路徑訊號外，仍有可能同時接收到經由周遭大形反射物的反射波，而有多路徑效應，此時，目標通道上的接收訊號仍可由(6)式表示。若吾人令多路徑通道為

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{I-1} \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (18)$$

其中 I 為路徑的個數， α_i 和 τ_i 分別表示第 i 根路徑的路徑複數增益和延遲，則直接路徑干擾訊號則由原本的(7)式改寫為

$$d(t) = h(\tau) * \tilde{x}(t) \quad (19)$$

其中 $*$ 為線性迴旋運算子。則取樣後的目標通道訊號可表示成

$$s[n] = d[n] + \sqrt{P_R} \tilde{x}[n - l_T] e^{j2\pi f_d r n T_s} + w[n] \quad (20)$$

第一項的直接路徑干擾項為

$$d[n] = \mathbf{h} \tilde{\mathbf{x}}[n] \quad (21)$$

其中

$$\mathbf{h} = [h(0) \ \cdots \ h(L-1)]$$

且 $L = \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil$ 為最大通道延遲的長度；

$$\tilde{\mathbf{x}}[n] = [\tilde{x}[n] \ \tilde{x}[n-1] \ \cdots \ \tilde{x}[n-L+1]]^T$$

為發射訊號向量。

現在，吾人欲利用目標通道訊號(20)和參考通道訊號(9)得到直接路徑干擾的估測值，則

此一問題為一系統鑑別問題如圖九。假設濾波器長度為 N_w ，則圖中估測到之直接路徑干擾訊號為

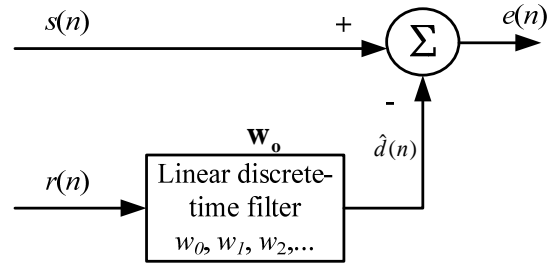
$$\hat{d}(n) = \sum_{k=0}^{N_w} w_k^* r(n-k) \quad n=0,1,2, \dots \quad (22)$$

值得注意的是， N_w 必須小於目標延遲 l_T ，以避免目標回波訊號遭到扣除。此時的估測誤差為

$$e(n) = s(n) - \hat{d}(n) \quad (23)$$

這裡，吾人使用了 Wiener 的方式來求得濾波器係數的最佳解，首先，先定義價值函數為

$$\begin{aligned} J &= E[e(n)e^*(n)] \\ &= E[|e(n)|^2] \end{aligned} \quad (24)$$



圖九 有多路徑效應之直接路徑干擾消除機制

接著，由正交法則(Principle of Orthogonality)可得

$$\begin{aligned} E[r(n-k)e_o^*(n)] &= 0 \\ E\left[r(n-k) \left(s^*(n) - \sum_{i=0}^{N_w} w_{oi} r^*(n-i) \right)\right] &= 0 \end{aligned} \quad (25)$$

再來，吾人可將(25)式重新整理如下

$$\sum_{i=0}^{N_w} w_{oi} E[r(n-k)r^*(n-i)] = E[r(n-k)s^*(n)] \quad (26)$$

或可寫成矩陣形式為

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_o = \mathbf{p} \quad (27)$$

其中，

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)] \\ &= \begin{bmatrix} c(0) & c(1) & \cdots & c(N_w-1) \\ c^*(1) & c(0) & \cdots & c(N_w-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c^*(N_w-1) & c^*(N_w-2) & \cdots & c(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (28)$$

為 $N_w \times N_w$ 的自相關矩陣，且

$$\mathbf{r}[n] = [r[n] \ r[n-1] \ \cdots \ r[n-N_w+1]]^T \quad (29)$$

為 $N_w \times 1$ 的輸入訊號向量，而

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E[\mathbf{r}(n)s^*(n)] \\ &= [p(0) \ p(1) \ \cdots \ p(N_w-1)]^T \end{aligned} \quad (30)$$

為參考訊號和目標通道訊號的互相關向量。將(27)式兩邊同乘以反矩陣 \mathbf{R}^{-1} ，則可以得到濾波器係數的最佳解為

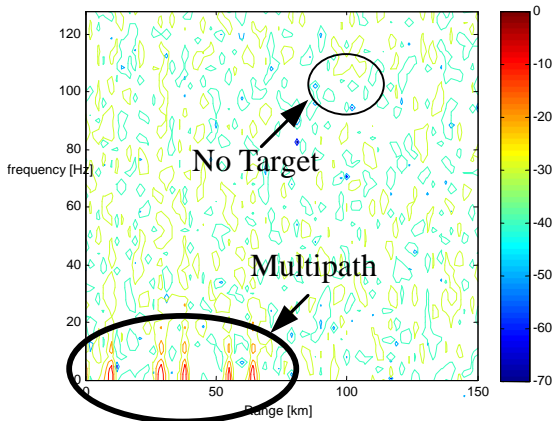
$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (31)$$

吾人可以利用下列例子進一步說明利用 Wiener 濾波器進行干擾消除的過程。發射訊號的參數和3.1節中所用到的參數相同。但此時通道的最大延遲為18.167ms [3]，因此吾人假此離散通道場景為均勻功率延遲輪廓，但個路徑皆為i.i.d.複數高斯分佈，且各路徑相對應之延遲時間，茲整理如下表二所示

表二

i	延遲時間 (μsec)	正規化延遲時間 (T)	距離 (km)
0	33.33	5.0	10
1	63.33	9.5	19
2	123.33	18.5	37
3	153.33	23.0	46
4	213.33	32.0	64

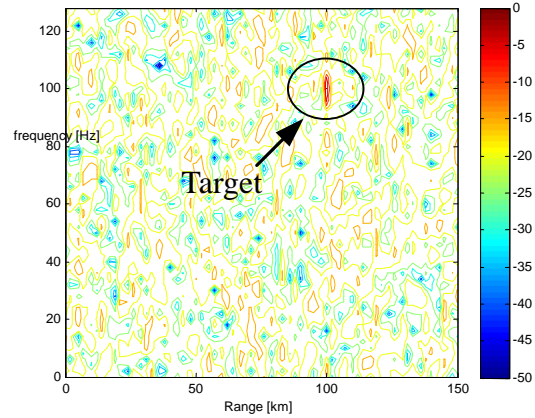
在未進行干擾消除前，距離-都卜勒二維匹配濾波器輸出的結果如圖十。和圖四不同的，因為多路徑效應的影響在在距離軸上有擴展現象。



圖十 未經干擾消除之二維匹配濾波器輸出

接著，利用(31)式求得 Wiener 濾波器的最佳係數。並和參考訊號做迴旋，即可得到直接路徑干擾訊號的估測值。

將估測值從目標通道訊號中扣除，此時距離-都卜勒二維匹配濾波器輸出的結果如圖十一。此時目標迴波已可被辨認。



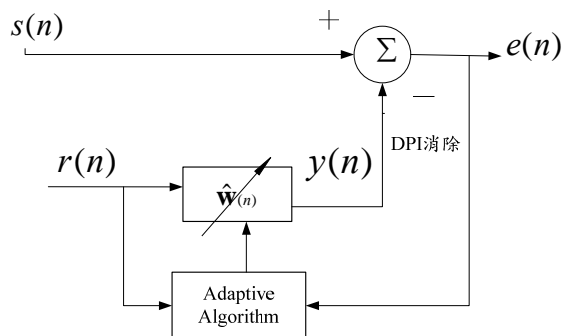
圖十一 經干擾消除之二維匹配濾波器輸出

4 可適性濾波器多路徑干擾消除

本節中吾人考慮雷達系統的即時處理、計算複雜度和實現困難度之需要，以可適性 TDL(Tapped Delay Line) FIR 濾波器的方式進行直接路徑干擾消除，並使用最小均方法 (Least Mean Square, LMS)、正規化最小均方法 (Normalized Least-Mean-Square) 和新的可變步階最小均方法 (Variable Step-Size LMS, VssLMS) 以加快可適性濾波器收斂速度。

4.1 LMS 多路徑干擾消除

如圖十二為一可適性濾波器之架構應用於 DPI 消除，其中 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 為一 TDL 濾波器，其權重由一可適性演算法進行調整，調整之過程如下，首先由目標通道 $s(n)$ 及濾波器所重建之多路徑干擾訊號 $y(n)$ 相減，得到一誤差訊號 $e(n)$ ，再利用此誤差訊號 $e(n)$ 所採用之可適性演算法進一步調整 TDL 濾波器之權重值，使誤差訊號之值能逐漸收斂減小，當演算法收斂時， $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 將趨近於原始的多路徑通道，以致 $y(n)$ 可視為重建的多路徑訊號。圖中 $e(n)$ 之公式如下



圖十二 可適性濾波器架構圖

$$e(n) = s(n) - y(n) \quad (32)$$

$y(n)$ 為參考訊號通過濾波器輸出值，將其表示為

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \cdot \mathbf{r}(n) \quad (33)$$

由(29)將 $\mathbf{r}(n)$ 改寫

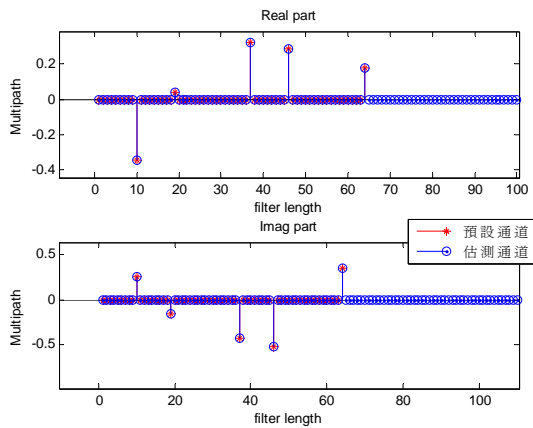
$$\mathbf{r}(n) = (r[n] \quad r[n-1] \quad \dots \quad r[n-M+1])^T \quad (34)$$

M 為輸入延遲 TDL

隨後再將

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \cdot \mathbf{r}(n) \cdot e^*(n) \quad (35)$$

利用步階間距 μ (step size) 調整下一組遞回的權重向量 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 達到收斂誤差 $e(n)$ 至其雜訊功率比(SNR)並且使最後一組 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 與多路徑通道相同，因為 FM 訊號通過有限頻寬的特性會使得其估測通道的能量分散，所以吾人將參考訊號和誤差經過降取，再讓 LMS 進行追蹤得到估測通道如圖十三



圖十三 通道追蹤圖

4.2 NLMS 多路徑干擾消除

步階值對於參考訊號在可適性濾波器的運作下，不但影響著收斂的速度還連帶收斂誤差值，所以 NLMS 最主要就是調整其迴圈中的步階間距 μ ，將其對參考訊號正規化，並改寫(35)為

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\|\mathbf{r}(n)\|^2} \cdot \mathbf{r}(n) \cdot e^*(n) \quad (36)$$

再套回原本的遞迴公式，與目標通道訊號繼續動作。

4.3 VssLMS 多路徑干擾消除

由前兩種 LMS 可以明確看到步階間距 μ 扮演相當重要的角色，欲改善其性能最簡單的

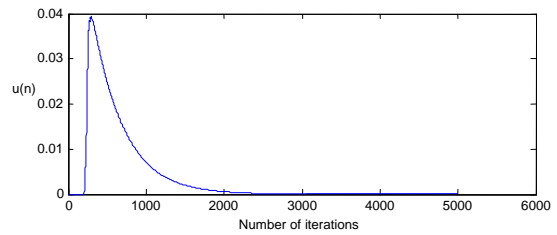
方式就是從此下手。這種新型態的演算法 [11]，相較前兩節固定收斂間距，此演算法將步階間距 $\mu(n)$ 改為一可變之遞迴公式，寫成

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma_s \|\hat{\mathbf{p}}(n)\|^2 |e(n)|^2 \quad (37)$$

其中 $\hat{\mathbf{p}}(n)$ 為吾人假設之估測平滑梯度向量 (Smoother gradient vector) 可將其表示成

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \beta\hat{\mathbf{p}}(n-1) + (1-\beta)e(n)\mathbf{r}(n) \quad (38)$$

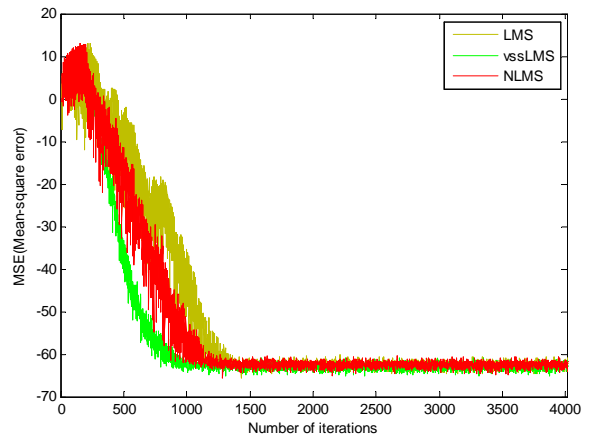
並且利用此向量包含參考訊號端及誤差能量，迅速調整步階間距 $\mu(n)$ 得到較佳的速度，在此 $0 < \alpha, \beta < 1$ 且 $\gamma_s > 0$ 此三參數用來調整 VssLMS 的收斂速度和收斂誤差之位置。從圖十四可以顯示 $\mu(n)$ 在到達收斂之前隨著訊號需求上升下降。



圖十四 $\mu(k)$ 的變化情形

4.4 可適性演算法電腦模擬

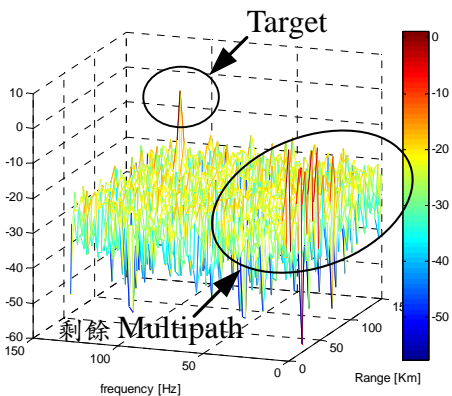
在這一個小節中，吾人套用和第二、第三節相同之參數進行模擬。接著吾人假設 SNR 為 -37dB、SIR 為 -100dB，即直接路徑干擾比雜訊高出 63dB，並且假設 DPI 有多路徑效應，且設定表二。其追蹤誤差的模擬結果如圖十五，三種可適性演算法參數皆調整至最佳化，使其收斂誤差最小。由模擬結果可以看到，當收斂誤差都到達 -63dB 時，VssLMS 的收斂速度最快、NLMS 次之、LMS 最慢。



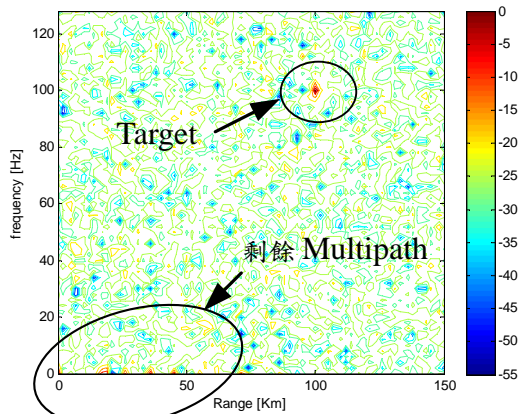
圖十五 系統實現演算法模擬

將經過可適性濾波器干擾消除後的訊號，經過後級二維匹配濾波器，可以得到距離

-都卜勒平面如圖十六和圖十七，由模擬結果可以觀察雖然仍殘存部分的多路徑干擾，但是目標物已可在正確的位置上明顯浮現。



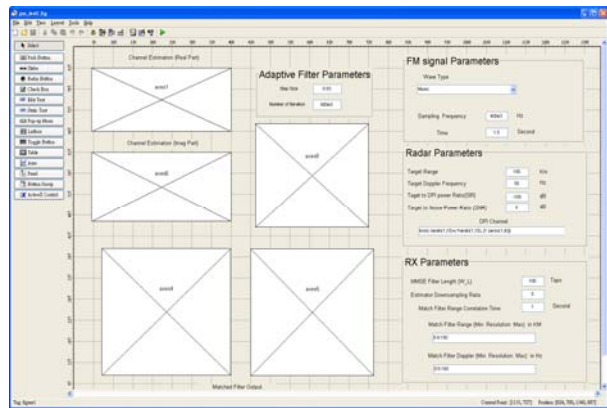
圖十六 經多路徑干擾消除之二維匹配濾波器



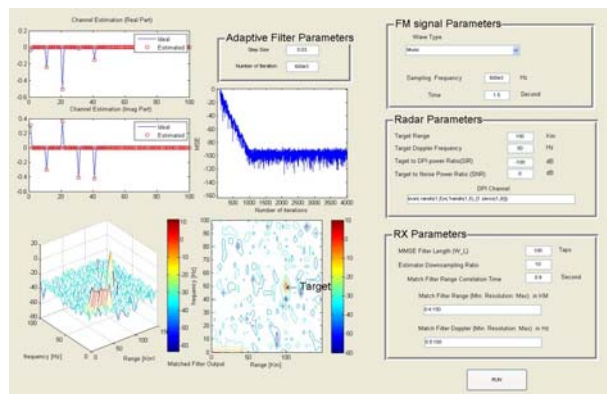
圖十七 經多路徑干擾消除之等高線圖

5.圖型化系統介面(GUI)

最後畫出這次目標偵測系統需要用到的主要圖形化介面及參數得到圖十八，其中從FM訊號的訊號原設定，分別有語音(Speech)還有音樂(Music)及其取樣頻率以及取樣時間，在來設定系統下目標物的參數，包含目標物的距離、都普勒頻率、目標物跟干擾的比值SIR(Signal to Interference Ratio)及接收機之熱雜訊SNR，接著設定匹配濾波器的參數，隨著不同的設定有不同的階析度及觀測範圍。



圖十八 GUI版面配置圖



圖十九 完整 DPI 圖形介面

6.結論

本文探討了被動雷達應用中的直接干擾問題，並在單路徑和多路徑直接干擾假設下分別提出基於ML和MMSE的干擾消除機制。實驗結果顯示，所提出的方法皆能有效扣除直接路徑干擾，而使直接路徑干擾得以實現。為了降低複雜度，吾人討論了LMS、NLMS及新提出的VSS-LMS等可適性演算法。模擬結果說明了，VSS-LMS演算法能有效的加快收斂速度，並且降低穩態誤差。透過觀察GUI如圖十九可以清楚觀察各種變數下此系統運作的情形，能夠應用於未來我方建構的被動雷達系統中，增進被動雷達的偵測性能。

6. 參考文獻

1. B. Ede, *RADAR Principles, Technology, Applications*, Prentice-Hall International Editions, 1993.
2. Griffiths, H.D.; Baker, C.J., "Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction," *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -*, vol.152, no.3, pp. 153-159, 3 June 2005.
3. 朱家兵,陶亮,許得剛,洪一,"基于非合作照

- 射源的無源雷達直達波抑制技術”，雷達與對抗,第一卷，2006.
4. Baker, C.J.; Griffiths, H.D.; Papoutsis, I., "Passive coherent location radar systems. Part 2: waveform properties," *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -* , vol.152, no.3, pp. 160-168, 3 June 2005.
 5. Griffiths, H.; Baker, C., "The Signal and Interference Environment in Passive Bistatic Radar," *Information, Decision and Control, 2007. IDC '07* , vol., no., pp.1-10, 12-14 Feb. 2007.
 6. Saini, R.; Cherniakov, M.; Lenive, V., "Direct path interference suppression in bistatic system: DTV based radar," *Radar Conference, 2003. Proceedings of the International* , vol., no., pp. 309-314, 3-5 Sept. 2003.
 7. O'Hagan, D.W.; Baker, C.J.; Griffiths, H.D., "Signal and Interference Analysis: Proposed Analogue Signal Suppression Techniques for PCL Radar," *Radar Conference, 2006. EuRAD 2006. 3rd European* , vol., no., pp.296-298, 13-15 Sept. 2006
 8. Shentang Li; Hong Wan; Wenjun Huo; Zhigang Wang, "A New Variable-Step-Size LMS Algorithm and Its Application in FM Broadcast-Based Passive Radar Multi-Path Interference Cancellation," *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on* , vol., no., pp.2124-2128, 23-25 May 2007.
 9. Howland, P.E.; Maksimiuk, D.; Reitsma, G., "FM radio based bistatic radar," *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -* , vol.152, no.3, pp. 107-115, 3 June 2005.
 10. Haykin S., *Adaptive Filter Theory 4th Edition*, Prentice Hall, 2002.
 11. J.K. Hwang, and Y.P. Li., "Variable Step-Size LMS Algorithm With a Gradient-Based Weighted Average," *IEEE Signal Processing Letters* 16 (12), pp. 1043-1046, 2009.
 12. M.I. Skolnik., *Introduction to RADAR system*, third edition, McGraw-Hill, 2001
 13. C. C. Zhou, *Application and Extension of Space-Time Adaptive Processing to Passive FM Radar*, PH. D Thesis, University of Washington, 2003
 14. Griffiths, H.D.; Baker, C.J., "Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction," *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -* , vol.152, no.3, pp. 153-159, 3 June 2005