

DETECCION DE OBJETIVOS EN RADAR UTILIZANDO UN ESTIMADOR ESPECTRAL DE MAXIMA ENTROPIA

Rubén D. León V. MSc. Ricardo Zelenovsky MSc.
ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

Resumen:

Una nueva estructura adaptiva para la detección de objetivos en la presencia de "clutter" no estacionario es propuesta. La estructura está constituida por un filtro blanqueador adaptivo en cascada con un estimador espectral de máxima entropía recursivo de primer orden el que substituye al tradicional banco de filtros casados.

Abstract:

It is proposed a new adaptive processor for detecting targets in the presence of non-stationary clutter. The structure consist of an adaptive whitening filter and a Maximal Entropy first order Spectral Estimator the one that substitutes the bank of matched-filters.

1) Introducción:

La presencia de ecos indeseables en la señal de retorno de un radar ("clutter") degrada el desempeño del mismo. Es conocido que la estructura óptima para la detección de una señal en la presencia de "clutter" no estacionario y Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (RBGA) está formada por un filtro blanqueador variable con el tiempo en cascada con un filtro casado modificado, ya que el filtro blanqueador modifica la señal del objetivo esperado [Bovyer, D.E., et. alii, 1979].

El objetivo del filtro blanqueador es mejorar la relación Señal Objetivo/"clutter" a través de filtros canceladores de "clutter" llamados filtros MTI (Moving Target Indicator). En el caso de "clutter" no estacionario estos filtros MTI deben poseer características adaptivas [Barbarossa, S., et alii., 1987].

La salida del filtro blanqueador está constituida por ruido blanco (residuo de "clutter") y por la señal objetivo modificada. En el ambiente radar la señal objetivo tiene asociado un desvío doppler producido por la velocidad radial del mismo.

Ya que el desvío doppler es generalmente desconocido, un banco de filtros casados es utilizado, donde cada filtro es casado a un desvío doppler en particular. Por tanto, el objetivo del filtro casado es mejorar la relación Señal Objetivo/Ruido Blanco [Haykin, S., 1985].

El procesador convencional llamado MTD (Moving Target Detector) utiliza un filtro cancelador para mitigar el efecto del "clutter" y el banco de filtros casados es implementado a través de la FFT (Fast Fourier Transform).

El procesamiento del MTD es realizado en bloques continuos de N datos denominados Intervalos de Procesamiento Coherente donde N es el número de pulsos reflejados por un objetivo puntual [Haykin, S., 1985].

En este artículo, el filtro blanqueador variable con el tiempo es implementado utilizando una estructura transversal adaptiva y el filtro casado a través de un estimador espectral de máxima entropía recursivo.

Para esto el artículo está organizado de la siguiente forma: En los ítems 2 y 3 se describen brevemente la teoría del procesador del eco de radar y el filtro blanqueador adaptivo, respectivamente. En el 4, la implementación del filtro casado modificado utilizando el estimador espectral es descrito, obteniéndose la nueva estructura de procesamiento.

En el ítem 5, señales eco de radar simuladas son utilizadas por la estructura propuesta para probar su efectividad y su costo computacional es analizado. Finalmente en el ítem 6 son realizadas las respectivas conclusiones.

2) Procesador de la Señal Eco de Radar:

La detección de la Señal Objetivo en radar es realizada a partir de N muestras de valor complejo (que lleva en cuenta las componentes en fase y cuadratura de un receptor coherente de radar) pertenecientes a una célula de resolución de interés.

Por tanto, el procesamiento es realizado en la serie temporal de valor complejo denominada ANILLOS constituida por ecos de una región equidistante del radar con un intervalo entre muestras igual al periodo de repetición, T, de los pulsos transmitidos por el radar [Fernandez, D., 1991].

Así, se define dos hipótesis acerca de la señal eco de radar, donde por facilidad es considerado $T = 1$.

$$H_0: r(n) = c(n) + w(n) \quad n=0, \dots, N-1 \quad (2.1.a)$$

$$H_1: r(n) = s(n) + c(n) + w(n) \quad n=0, \dots, N-1 \quad (2.1.b)$$

donde:

$r(n)$ es el proceso eco de radar de un receptor coherente.

$c(n)$ es el proceso "clutter".

$w(n)$ es el proceso RBGA del receptor.

$s(n)$ es el proceso Señal Objetivo, supuesto de la forma $A(n) \cdot \exp(j2\pi f_d \cdot n \cdot T)$

con:

$A(n)$ la amplitud del n-ésimo eco de radar.

f_d el desvío doppler desconocido.

ψ es considerada una variable aleatoria uniformemente distribuida en el intervalo $(0, 2\pi)$.

El procesador de la señal eco de radar tiene por objetivo procesar la señal $r = \{r(0), \dots, r(N-1)\}$ y decidir a cual de las dos hipótesis de (2.1) pertenece.

En el caso en que el "clutter" sea gaussiano, la estructura óptima del procesador está formada por un filtro lineal transversal seguido por un detector de magnitud como se ilustra en la Fig. 2.1. (Brennan y Reed, 1973).

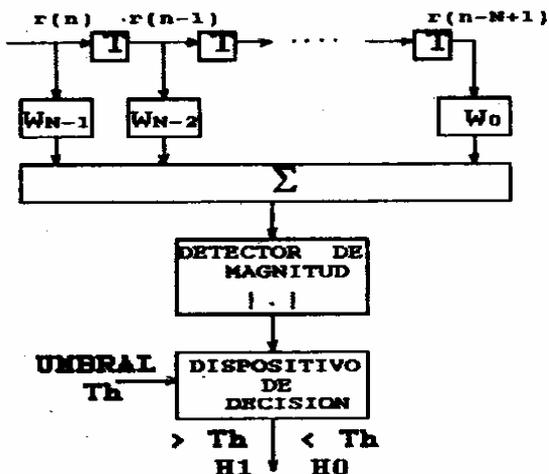


Figura 2.1. Procesador de BRENNAN y REED

Los pesos o coeficientes del filtro óptimo $\underline{w} = [w_0, \dots, w_{N-1}]^T$ son dados por:

$$\underline{w} = R_d^{-1} \cdot \underline{s}^* \quad (2.2)$$

donde: $R_d = R_c + R_v \quad (2.3)$

con: R_c matriz de autocorrelación ($N \times N$) del proceso "clutter".

R_v matriz de autocorrelación ($N \times N$) del proceso ruido del receptor.

\underline{s} es el vector señal objetivo esperado.

[León, M., 1992] muestra que a partir de la expresión (2.2) y la descomposición de Cholesky de la matriz R_d^{-1} , la estructura de Brennan y Reed puede ser descompuesta en: 1) un filtro blanqueador en cascada con 2) un filtro casado modificado como se ilustra en la Fig. 2.2.

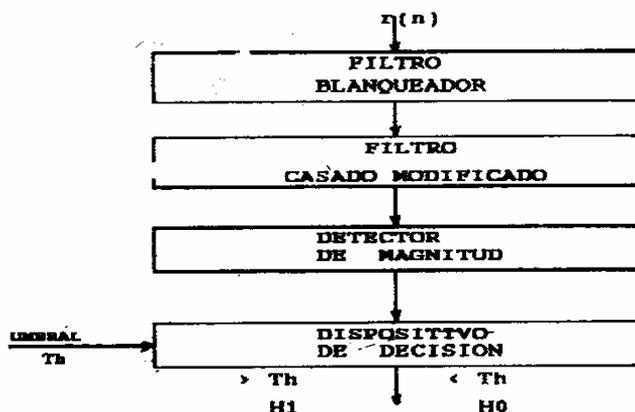


Figura 2.2. Estructura equivalente de un procesador

3.) Filtro Blanqueador Adaptivo:

Los coeficientes del filtro blanqueador lineal de la Fig 2.2. dependen de la Densidad Espectral de Potencia (DSP) del proceso "clutter", es decir, dependen de la matriz de autocorrelación del proceso "clutter", R_c . De forma general, el proceso "clutter" no es estacionario y por tanto, la matriz R_c es variable con el tiempo. En este caso, el filtro debe poseer la característica de adaptarse a las variaciones espectrales del "clutter".

El filtro blanqueador adaptivo (Fig. 3.1) es implementado utilizando una estructura transversal, esto es, el proceso "clutter" es modelado como un proceso AutoRegresivo de orden p , $AR(p)$, cuyos coeficientes son actualizados por el algoritmo adaptivo Kalman -RW(Random Walk) el que considera al vector de pesos como el estado del sistema (Metford, P.A. Haykin, S., 1985).

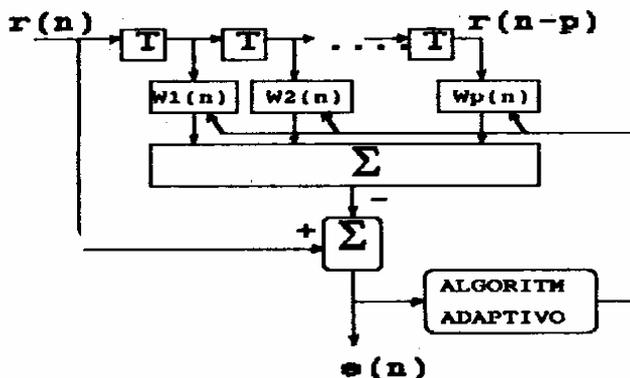


Figura 3.1. Filtro Blanqueador Adaptivo.

La señal $e(n)$ de la Fig. 3.1 es conocida como error de predicción o proceso innovación.

4.) Estimador Espectral de Máxima Entropía:

La señal de salida del filtro adaptivo de la Fig. 3.1., $e(n)$, es una señal formada por residuo de "clutter" si la hipótesis H_0 es verdadera o por residuo de "clutter" más la señal objetivo modificada si la hipótesis H_1 es verdadera. Por tanto, son hechas dos hipótesis (equivalentes a 2.1) de la señal $e(n)$:

$$H_0: e(n) = v'(n) \quad n=0, \dots, N-1 \quad (4.1.a)$$

$$H_1: e(n) = sm(n) + v'(n) \quad n=0, \dots, N-1 \quad (4.1.b)$$

Siendo $v'(n)$ el residuo del cancelador adaptivo de "clutter" se espera que este sea de naturaleza ruido blanco y la señal $sm(n)$ es la señal objetivo, modificada su amplitud y fase mas no la frecuencia, es decir, el test de hipótesis dado por (4.1) es identificado como un problema de estimación espectral.

Para ello, $e(n)$ es modelado como un proceso AR(1) donde si la hipótesis H_0' es verdadera, la DSP de este estimador espectral de máxima entropía será plana en tanto que si la hipótesis H_1' es verdadera, la DSP del estimador espectral presentará un máximo en torno del desvío doppler de la señal objetivo [Kuy, S., 1982]. El estimador espectral de máxima entropía para un modelo AR(1) es dado por [Marple, S.L., Jr. 1987]:

$$S_e(f) = \frac{\sigma^2}{|1 + a_1 \exp(j2\pi f)|^2} \quad (4.2)$$

donde: a_1 es el parámetro autoregresivo del modelo AR(1), dado por:

$$a_1 = \frac{-\text{Re}(1)}{\text{Re}(0)} = -\text{re}(1) \quad (4.3)$$

σ^2 es la varianza del ruido de excitación del modelo AR(1).
 f es la frecuencia en el intervalo $[0, 1/T]$.

$\text{Re}(k)$, es la estimativa del k -ésimo atraso de la función de autocorrelación del proceso de salida del filtro blanqueador, $e(n)$, obtenidas a partir de las N muestras disponibles y dadas por:

$$\text{Re}(1) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} e(n)e^*(n-1) \quad (4.4.a)$$

$$\text{Re}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e(n) \cdot e^*(n) \quad (4.4.b)$$

con esto:

$$\text{re}(1) = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} e(n)e^*(n-1)}{\sum_{n=0}^{N-1} e(n)e^*(n)} \quad (4.5)$$

Nuestro interés es conocer si $S_e(f)$ de la expresión (4.2) posee un pico (H_1' verdadera) o no (H_0' verdadera). Es posible interpretarse lo anteriormente dicho en base a la posición del parámetro autoregresivo, a_1 , dentro del círculo unitario del plano Z . Si $S_e(f)$ tiene un pico, a_1 está cerca del círculo unitario caso contrario no. Un test estadístico basado en la magnitud del polo a_1 es el detector cuadrático, dado por:

$$|\text{re}(1)|^2 = |a_1|^2 \begin{matrix} H_1' \\ > \\ < \\ H_0' \end{matrix} \gamma \quad (4.6)$$

En el test estadístico de (4.6) se observa que la varianza del ruido de excitación del AR(1) no es considerada ya que no tiene incidencia sobre el pico de la DSP de (4.2). Nuestra propuesta está basada en la aplicación de (4.6) al ambiente del radar, llevándose en cuenta que la determinación del test estadístico para la l -ésima célula de resolución, formada por las muestras $\{r(1-N+1), \dots, r(1)\}$, puede ser utilizado en el cálculo del test para la $(l+1)$ -ésima célula de resolución constituida por los pulsos $\{r(1-N), \dots, r(1+1)\}$.

El procesamiento de la l -ésima célula de resolución por el filtro blanqueador genera el conjunto de muestras $\{e(1-N+1), \dots, e(1)\}$, con lo que (4.6) es escrita como:

$$|a_1(1)|^2 = \left| \frac{\sum_{k=1-N+2}^1 e(k)e^*(k-1)}{\sum_{k=1-N+1}^1 e(k)e^*(k)} \right|^2 \quad (4.7)$$

donde $a_1(1)$ puede ser implementado recursivamente como:

$$a_1(1) = p_1(1) \gamma p_0(1) \quad (4.8)$$

con:

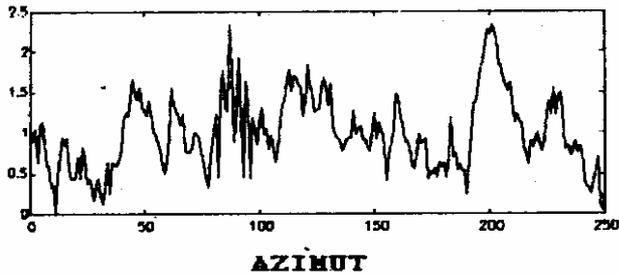


FIGURA 5.2. ANILLO 9

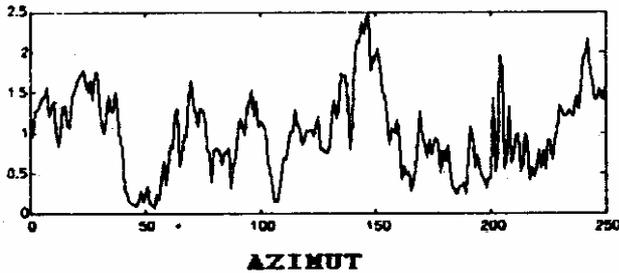


FIGURA 5.3 ANILLO 14

Se observa en las figuras anteriores que un detector de envolvente y un comparador de nivel no son suficientes para discriminar objetivos.

En la Figura 5.4 se observa la señal eco de radar procesada por la estructura propuesta. En las figuras 5.5 y 5.6 se observan los anillos 9 y 14 limpios de "clutter" y los objetivos son discriminados fácilmente.

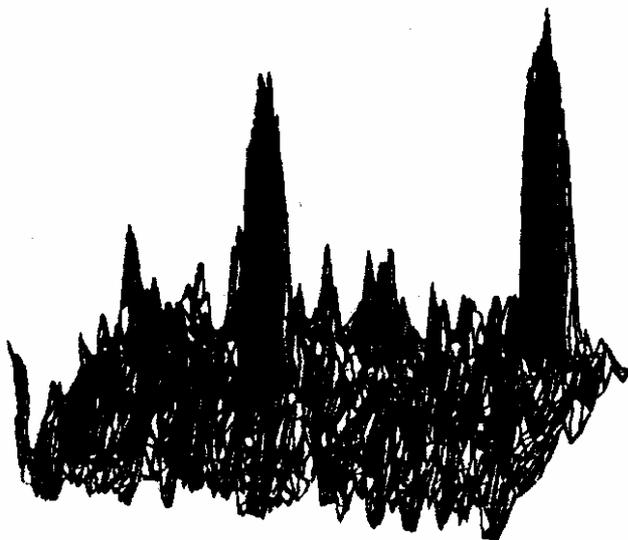


Figura 5.4. Señal Eco de Radar procesada por la estructura MTD AR.

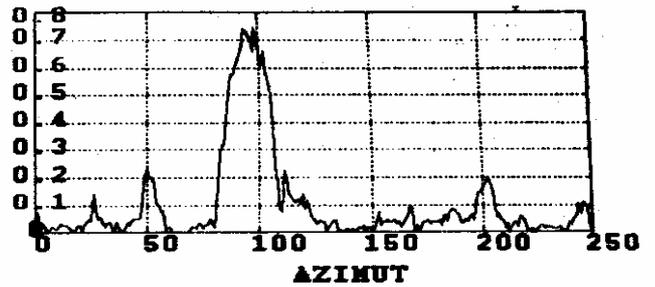


Figura 5.5 Anillo 9 procesado por la estructura MTD AR

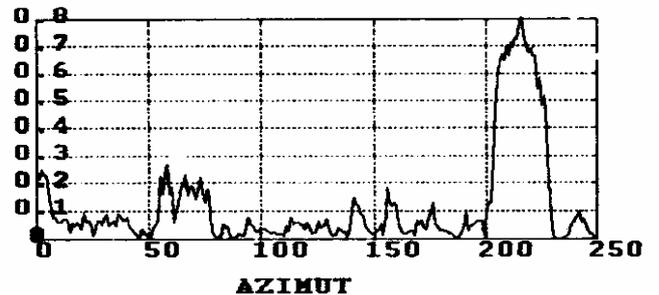


Figura 5.6 Anillo 14 procesado por la estructura MTD AR

El umbral de comparación, γ , es determinado a partir de la función densidad de probabilidad del test estadístico de la nueva estructura suponiendo que la hipótesis H_0 es verdadera, con el objetivo de mantener la tasa de falsas alarmas constante.

Como se indicó anteriormente, la estructura MTD AR tiene característica CFAR mas una expresión analítica de la función densidad de probabilidad para N relativamente pequeño no es disponible siendo tema de un futuro trabajo. Con el objetivo de ilustrar, en la Fig. 5.7 se muestra el histograma del test de la estructura MTD AR suponiendo que la hipótesis H_0 es verdadera.

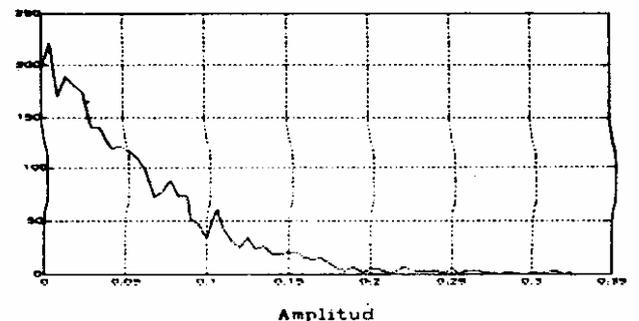


Figura 5.7. Histograma del test de la estructura MTD AR suponiendo H_0 verdadera

Resultados preliminares muestran que la función densidad de probabilidad del test suponiendo H_0 verdadera puede ser cerradamente aproximada por una función densidad de probabilidad Weibull con un parámetro de forma a ser determinado (León, R. 1992), (Sekine, M., et. alii., 1989).

El costo computacional de la nueva estructura es de 4 multiplicaciones complejas y $2(N-1)$ sumas complejas que deben ser realizadas en T (seg), que en este caso es igual a 0.1(ms). Para su implementación, por tanto, es recomendable el uso de DSP (Digital Signal Processor) conjuntamente con una arquitectura que permita que un DSP pueda procesar varios anillos.

Este costo computacional comparado al costo del procesador MTD que utiliza una FFT de N puntos ($N \cdot \log_2(N)$ multiplicaciones complejas y $N \cdot \log_2(N)$ sumas complejas para N potencia de 2) es menor.

Una característica adicional de la nueva estructura es el procesamiento secuencial muestra a muestra, a diferencia del procesador MTD que es un procesamiento en bloque.

Esto hace con que el objetivo en la salida del MTD_AR se ensanche en la dirección azimutal debido al procesamiento de células que contienen parte del objetivo, lo que es una ventaja importante sobre el MTD.

6.) Conclusiones:

La detección de objetivos móviles en la presencia de "clutter" no estacionario fue encarado a partir de la estructura formada por un filtro blanqueador adaptivo en cascada con un filtro casado.

El filtro blanqueador fue implementado utilizando una estructura transversal cuyos coeficientes son actualizados por un algoritmo adaptivo de rápida convergencia.

El filtro casado modificado fue implementado utilizando un estimador espectral de máxima entropía de primer orden recursivo, generando la nueva estructura de procesamiento, MTD_AR.

Utilizando señales de radar simuladas, fue ilustrada la detección de objetivos en la presencia de fuerte "clutter", usando la estructura propuesta.

Fue también analizado y comparado el costo computacional de la nueva estructura en relación a la del MTD, mostrándose más eficiente.

La nueva estructura de procesamiento posee la característica de ensanchar los objetivos en la dirección azimutal, lo que permite discriminarlos de mejor manera.

7.) Agradecimientos:

Uno de los autores (M.D.L.V.) agradece al Departamento de Telecomunicações do Instituto Tecnológico da Aeronáutica do Centro Técnico Aeroespacial (BRASIL) por el apoyo recibido en el desarrollo del presente trabajo.

8.) Referencias Bibliográficas:

-Barbarossa, S., D'Addio, E., Galati, U., "Comparison of optimum and linear prediction techniques for clutter cancellation", *IEE Proc. London*, Pt. F, pp. 277-282, 1987.

-Bovyer, D.E., Rajasekaran, P.K., Gebhart, W., "Adaptive Clutter Filtering Using Autoregressive Spectral Estimation", *IEEE Trans. on Aerosp. and Electronic Systems*, AES-15, pp. 538-545, 1979.

-Brennan, L.E., Mead, I., "Theory of Adaptive Radar", *IEEE Trans. on Aerosp. and Electronic Systems*, AES-9, pp. 237-252, 1973.

Fernandez, D., "Utilização do sinal eco de radar no processo de detecção", *Publicação Interna CTA-ITA-IEET-1991*.

-Haykin, S., "Radar Signal Processing", *IEEE Acoustic, Speech, and Signal Processing MAGAZINE*, vol. 2, April 1985.

-Kay, S.M., "Robust Detection by Autoregressive Spectrum Analysis", *IEEE Trans. on ASSP*, ASSP-30, pp. 256-269, 1982.

-León, M., "Processador de Razão de Verosimilhança aplicado a Sinais de Radar", *Tesis de Masterado*, ITA, São José dos Campos, 1992.

-Marple, S., Jr., *Digital Spectral Analysis with applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1987.

-Metford, P., Haykin, S., "Experimental analysis of a LBDA for surveillance radar", *IEE Proc.*, London, Pt. F, pp. 18-26, 1985.

-Sekine, M., Busna, T., "A new Weibull CFAR in radar systems". *Proc. of the 1989 International Symposium On Noise and Clutter Rejection In Radars and Imaging Sensors*.