

論 文

地上클러터에 대한 MTI 信號處理器의 性能 比較 方法에 關한 研究

正會員 具 然 健* 正會員 金 斗 根**

A Study on the Performance Comparison Method of MTI Signal Processors Against Ground Clutter

Yeon Geon KOO* and Doo Keun KIM**, *Regular Members*

要 約 一定한 펄스反復周波數로 動作하는 MTI 信號處理器에 대하여 MTI 필터나 積分器의 傳達函數가 주어졌을 때 地上클러터에 대한 性能 比較 方法을 考察하였다. MTI 信號處理器는 橫斷 필터(transversal filter) 로, 클러터의 電力密度 스펙트럼은 Gaussian 形態로 모델화하였고, MTI 信號處理器에 대한 MTI 改善因子(Improvement Factor)를 算出하여 比較하였다. MTI 필터 및 Hanning 加重函數를 使用한 積分器와 이들의 從屬接續인 경우에 대하여 正規化된 스펙트럼 너비에 대한 MTI 改善因子의 變化를 例示하였다.

ABSTRACT The performance comparison method against ground clutter, when the transfer function of MTI filter or integrator is given, is considered for the MTI signal processors using a constant PRF. The MTI signal processors are modelled as the transversal filters, and the ground clutter power density spectrum as Gaussian type and the performance of the MTI signal processors are compared by calculating the MTI improvent factors. The MTI improvement factors versus normalized spectral width is depicted as examples for the MTI filters, the integrator using Hanning weighting function and the cascading of the two.

1. 序 論

MTI 信號處理器는 도플러스펙트럼의 差異를 利用하여 不必要한 反響信號(클러터)로부터 어떤 速度이상으로 移動하는 物體에 의한 反響信號만을 抽出해 내기 위한 裝置이다. 이와같은 信號處理器의 性能은 보통 MTI 改善因子(Improvement Factor), MIF로써 比較되며, MIF는 信號處理器의 入力端에서의 信號對클러터비에 대

한 出力端에서의 信號對클러터비를 모든 標의 速度에 대하여 平均한 값으로 定意된다^(1,2). 즉,

$$MIF = \left(\frac{S_o / C_o}{S_i / C_i} \right) \quad (1)$$

이고, 여기서

S_o = 信號處理器 出力端의 標의 信號電力

S_i = 信號處理器 入力端의 標의 信號電力

C_o = 信號處理器 出力端의 클러터信號電力

C_i = 信號處理器 入力端의 클러터信號電力

을 나타낸다.

* , ** 弘益大學校電子工學科

Dept. of Electronic Engineering Hongik University,
Seoul, 121 Korea

論文番號 : 85-11 (接受 : 1985. 2. 5)

MTI信號處理器에서 클러터스펙트럼의 標準偏差에 대한 MTI改善因子의 變化는 Andrews에 의해서 MTI, 8-펄스 도플러 필터-뱅크(積分器) 및 MTI+積分器로 나누어 uniform amplitude weights와 25dB chebyshev weights인 경우에 대해서 比較하여 圖示한 것이 Skolnik에 의해서 引用되어 있다⁽²⁾.

Hsiao는 클러터共變(covariance)行列의 最小固有值를 구하여 一定한 펄스反復周波數(PRF)를 使用하는 MTI信號處理器에서의 理論的인 最大 MIF를 計算하여 圖示하였다⁽³⁾. Müller는 MTI와 도플러 필터-뱅크가 從屬接續된 경우에 積分되는 펄스에 加重因子(Weighting factor)를 부여함으로써 信號對雜音比와 探知確率에 裨益을 與하는 것을 보였다⁽⁴⁾. 또 H. B. Yoon, et al.은 Binominal weighting보다 Optimum weighting에 의해서 信號對雜音比가 改善됨을 보였다⁽⁵⁾.

本 論文에서는 MTI나 코히어런트 積分器의 傳

達函数가 주어졌을 때 어떤 MTI信號處理器의 性能을 地上클러터의 스펙트럼 너비에 대한 MTI改善因子의 變化에 局限하여 比較할 수 있는 간단한 方法을 提示하였다.

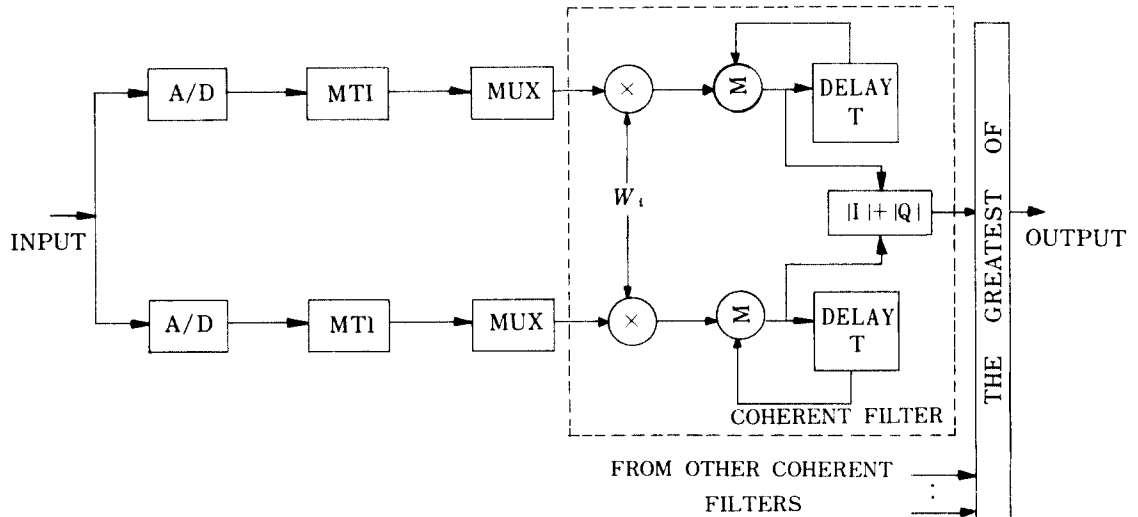
2. MTI信號處理器의 模型 設定

MTI信號處理器의 構成은 그림 1과 같고, 그림 1(a)를 MTD(Moving Target Detector) 처리기 그림 1(b)를 MTI필터로 부르기도 한다^(2, 6). 또 그림 1(a)에서 MTI를 없앤 것과 같은 형태를 도플러 필터-뱅크 혹은 Coherent Integrator(CI)라고 한다⁽²⁾.

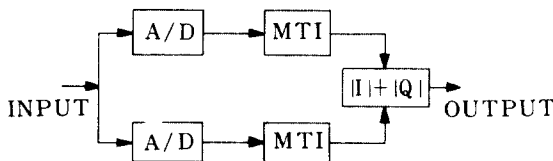
本 論文에서는 MTI信號處理器의 構成을

- (a) MTI필터
- (b) CI필터
- (c) MTD 處理器

로 나누어 比較하고자 한다.



(a) MTD 處理器의 構成圖
Schematic diagram of MTD processor.



(b) MTI 필터의 構成圖
Schematic Diagram of MTI filter.

그림 1 MTI信號處理器의 構成圖
Schematic diagrams of MTI signal processors.

3. 數學的 模型 및 MIF 誘導

$N-1$ 개의 遲延線路로 構成되는 N -펄스 MTI필터는 N 개의 펄스에 加重因子 W_n 을 곱하여 合成한 橫斷필터로 볼 수 있다^(1, 2). 또 그림 1(a)의 Coherent Integrator도 역시 構成圖에서 바로 알 수 있는 바와같이 $M-1$ 개의 遲延線路和 M 개의 펄스로 動作하는 橫斷필터로 模型화할 수 있으며, DFT 혹은 FFT로 形成되는

경우도 마찬가지로 看做할 수 있다²⁾. 그리고 MTD 處理器는 MTI 필터와 CI 필터가 從屬接續 (cascade connection) 되어 $N+M-1$ 개의 필스로 동작하는 橫斷 필터로 볼 수 있다⁶⁾.

따라서 본 論文에서 設定된 MTI 信號 處理器 모델은 모두 사용되는 필스 갯수 K 에 따라 그림 2 와 같은 橫斷 필터로 數學的 모델화할 수 있다.

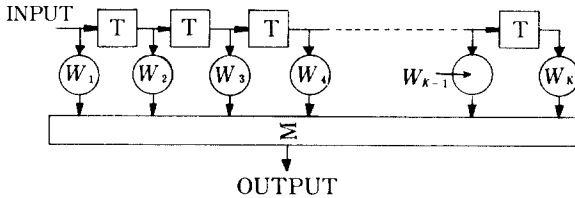


그림 2 橫斷 필터의 構成圖
Schematic diagram of the transversal filter.

일반적으로 電力 스펙트럼 密度 函數 $S(f)$ 인 信號가 傳達 函數 $H(f)$ 인 필터를 통과하였을 때 出力 電力의 期待值 P_o 는

$$P_o = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) |H(f)|^2 df \quad (2)$$

가 된다⁷⁾. 또 MTI 필터의 電力 傳達 函數를 $|H(f)|^2_{MTI}$, CI 필터의 電力 傳達 函數를 $|H(f)|^2_{CI}$ 라 하면 MTD 處理器의 電力 傳達 函數는

$$|H(f)|^2 = |H(f)|^2_{MTI} \cdot |H(f)|^2_{CI} \quad (3)$$

가 된다^{4, 5)}

그런데 클러터 共變 函數 $R(T)$ 는 Wiener-Khinchine 定理에 의해서 電力 密度 函數 $S(f)$ 를 逆 Fourier 變換한 것으로 表示할 수 있다⁸⁾.

$$R(T) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi fT) df \quad (4)$$

가 되고, 클러터 共變 行列 $M(k, l)$ 의 각 要素 ϕ_p 는

$$\phi_p = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi pfT) df \quad (5)$$

가 된다. 여기서 $p = k-l$ 이고 클러터 共變 行列의 特性으로 $\phi_p = \phi_p^*$ 이며, *는 複素 共軛 (complex conjugate) 이다³⁾.

그림 2 와 같은 橫斷 필터에서 각 필스의 加重 因子를 W_k 라 하면 傳達 函數 $H(f)$ 는

$$H(f) = \sum_{k=1}^K W_k \exp\{-j2\pi(k-1)fT\} \quad (6)$$

가 되고^{4, 5)} 電力 傳達 函數 $|H(f)|^2$ 은

$$\begin{aligned} |H(f)|^2 &= H(f) \cdot H^*(f) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K W_k^* W_l \exp\{j2\pi(l-k)fT\} \\ &= \sum_{p=-(K-1)}^{(K-1)} \mu_p \exp(j2\pi pfT) \quad (7) \end{aligned}$$

으로 Fourier 展開할 수 있다. 여기서 μ_p 는 Fourier 係數로서

$$\mu_p = \sum_{k=1}^{K-p} \sum_{l=k+1}^K W_k^* W_{k+p} \quad (8)$$

이다. 그러므로 필터 電力 傳達 函數 $H(f)$ 의 Fourier 係數 μ_p 는 正規化된 最大 도플러 周波數 F 에 대해서

$$\mu_p = \frac{1}{F} \int_0^F |H(f)|^2 \exp(-j2\pi pfT) df \quad (9)$$

라고 쓸 수 있다. 그런데 $|H(f)|^2$ 은 필스 反復 周波數 $f_r (= 1/T)$ 의 周期 函數이므로

$$\mu_p = T \int_0^{1/T} |H(f)|^2 \exp(-j2\pi pfT) df \quad (10)$$

가 되며, 여기서는 K 개의 필스로 동작하는 橫斷 필터로 모델화하였기 때문에 Nyquist 周波數 개념을 고려하여 $2K-1$ 로 均等 分割하여 식(11)과 같이 計算하였다.

$$\begin{aligned} \mu_p &= \frac{1}{2K-1} \sum_{l=0}^{2K-2} \left| H\left(\frac{l}{2K-1} \cdot \frac{1}{T}\right) \right|^2 \\ &\quad \exp\left\{-\frac{j2\pi pl}{2K-1}\right\} \quad (11) \end{aligned}$$

MTI 信號 處理器의 入力 클러터 電力 C_i 는 식(5)에서

$$C_i = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df = \phi_0 \quad (12)$$

이고, 클러터 出力 C_o 는 식(2), (7)과 (5)에서

$$\begin{aligned} C_o &= \int_{-\infty}^{\infty} S(f) |H(f)|^2 df \\ &= \sum_{p=-(K-1)}^{(K-1)} \mu_p \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi pfT) df \\ &= \sum_{p=-(K-1)}^{(K-1)} \mu_p \phi_p \quad (13) \end{aligned}$$

가 된다.

한편 平均標의信號出力 $\overline{S_o}$ 는 平均標의信號入力 $\overline{S_i}$ 에 대하여

$$\overline{S_o} = \frac{1}{F} \int_0^F \overline{S_i} |H(f)|^2 df \quad (14)$$

가 되므로 식(9)에서 平均標의信號利得 $\overline{(S_o/S_i)}$ 는

$$\overline{(S_o/S_i)} = \mu_o \quad (15)$$

가 된다.

따라서 식(1)로 定意된 MTI 改善因子, MIF는 식(12), (13)과 (15)에서

$$MIF = \frac{\mu_o \phi_o}{\sum_{p=-(K-1)}^{(K-1)} \mu_p \phi_p} \quad (16)$$

가 된다.

4. 地上클러터의 모델과 MIF計算

地上클러터의 모델은 보편적으로 사용되는 Gaussian電力密度函数 $S(f)$,

즉

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma^2}\right) \quad (17)$$

을 使用하였다. 여기서 f 는 도플러周波數, σ 는 클러터스펙트럼의 標準偏差이고 地上클러터의 일반적인 特性으로 도플러周波數의 平均值는 零으로 간주하였다. 따라서 식(4)의 클러터 共變函数 $R(T)$ 는

$$R(T) = \exp(-2\pi^2\sigma^2 T^2) \quad (18)$$

가 된다⁽³⁾.

MIF의 計算은 다음과 수행되었다.

- i) 地上클러터의 모델에 대한 식(5)의 클러터 共變行列의 要素 ϕ_p 를 식(18)에 의해서 計算하고,
- ii) 주어진 MTI나 CI의 電力傳達函数로부터 Fourier係數 μ_p 를 算出하였다.
- iii) 이렇게 얻어진 ϕ_p 및 μ_p 行列을 利用하여 식(16)에 의해서 MIF를 얻는다.

5. 性能 比較의 例示

本 論文에서는 MTI 필터의 傳達函数는 Bino-

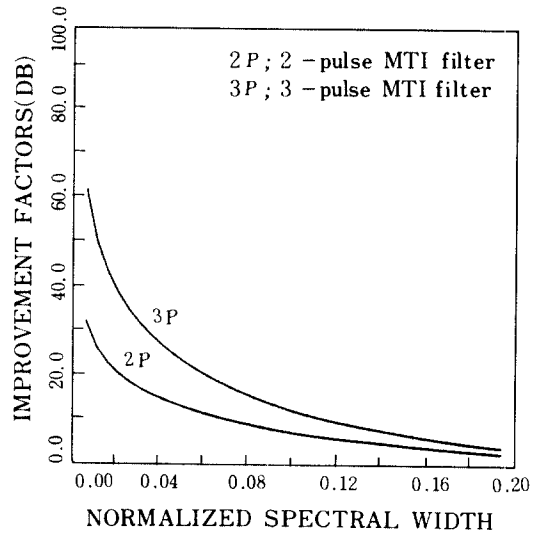


그림 3 MTI 필터의 MIF變化

MIF variations of MTI filter.

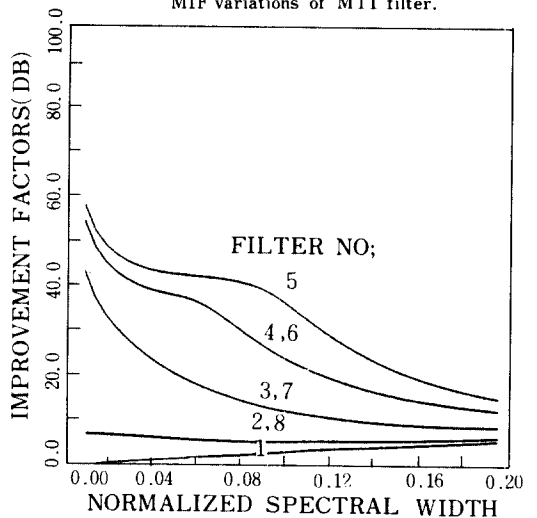


그림 4 CI 필터의 MIF變化

MIF variations of CI filter.

mial加重因子로, CI의 傳達函数는 Hanning加重函数로 假定하여 MTI信號處理器 모델(a)~(c)에 대하여 例示하였다.

그림 3은 2-펄스 MTI 필터와 3-펄스 MTI 필터에 대해서 圖示한 것이며 클러터스펙트럼이 넓어지면 MIF는 급격히 低下되는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 4의 CI 필터인 경우는 Andrews에 의해서 圖示된 uniform weighting인 경우⁽²⁾와는 달리 最大出力이 正規化된 클러터 스펙트럼 너비 $\sigma T \approx 0.08$ 까지 MIF가 40dB 이상으로 良好

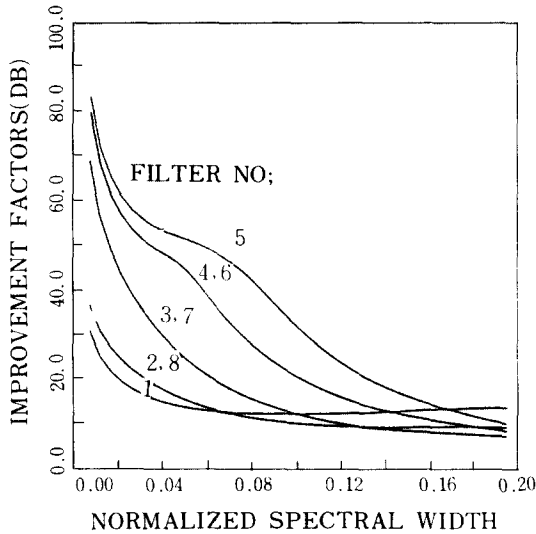


그림 5 9-펄스 MTD 處理器의 MIF 變化
MIF variations of 9-pulse MTD processor.

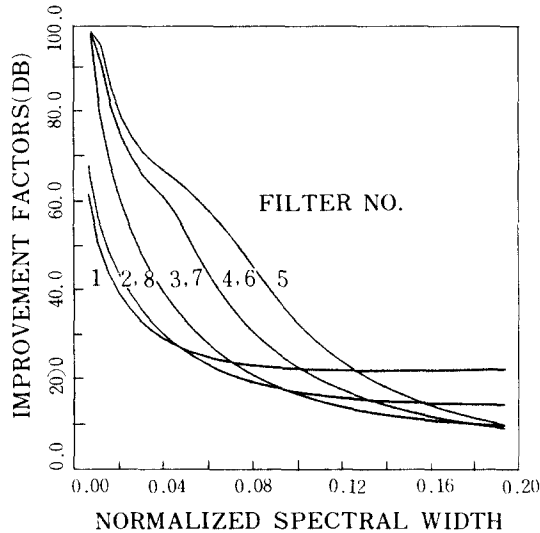


그림 6 10-펄스 MTD 處理器의 MIF 變化
MIF variations of 10-pulse MTD processor.

한 特性을 나타낸다. 또 CI 필터에서 필터No.1은 $\sigma T < 0.03$ 에서 地上클러터 스펙트럼의 領域과 重複되기 때문에 MIF가 거의 無視할 정도로 나타나게 된다.

그림 5는 2-펄스 MTI 필터에 8-펄스 CI 필터를 從屬接續한 9-펄스形 MTD 처리기에서의 MIF 變化를 보인 것이고, 그림 6은 3-펄스 MTI 필터에 8-펄스 CI 필터를 從屬接續한 10-펄스形 MTD 처리기에서의 MIF 變化를 보인 것

이다.

地上클러터의 影響을 심하게 받는 $\sigma T < 0.02$ 에서는 MTD 處理器는 MTI 필터나 CI 필터보다 월등히 우수하나 MTI 필터와 마찬가지로 클러터 스펙트럼이 넓어지면 MIF는 급격히 떨어지는 것을 알 수 있다.

6. 結 論

MTI 信號處理器에 대해서 電力傳達函數가 주어지면 MIF를 計算함으로써 設定된 地上클러터 스펙트럼모달에 대한 MTI 信號處理器의 性能을 比較할 수 있었다.

일반적으로 地上클러터의 도플러 스펙트럼은 너비가 좁기 때문에 MTI 필터만 사용하여도 충분히 제거되지만 특정한 지역에 대한 性能을 比較하기 위해서 본 論文에서 提示한 方法에 의해서 可能한 것을 알 수 있다. 또 例示에서 보인 바와 같이 CI 필터나 MTD 處理器는 도플러 스펙트럼이 넓어질수록 MTI 필터나 CI 필터보다 높은 MIF를 維持하는 點등을 통해서 MTI 信號處理器의 設計시에나 레이더 裝備의 選定시에 利用할 수 있다.

参 考 文 献

- (1) Fred E. Nathanson, "Radar design principles," New York: McGraw-Hill Book Co., 1969, pp. 318-358.
- (2) M. I. Skolnik, "Introduction to radar systems," Tokyo: McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., 1980, pp. 101-151.
- (3) J. K. Hsiao, "On the optimization of MTI clutter rejection," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-10, no. 5, pp. 622-629 Sept. 1974.
- (4) Bernd Müller, "MTI Loss with coherent integration of weighted pulses," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-17, no. 4, pp. 549-552, July 1981.
- (5) 高城 謙, 李宰均, 尹賢普, "一定한 펄스列을 使用하는 DMTI 시스템에서 Weighting 方法에 따른 S/N比 改善特性에 관한 比較," 電子工學會誌, 第22卷, 第1號, pp. 41-45, 1985年, 1月.
- (6) E. D'addio, A. Farina, F. A. Studer, "Performance comparison of optimum and conventional MTI and doppler processors," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-20, no. 6, pp. 707-715, Nov. 1984.
- (7) D. C. Schleher, "MTI Radar," Dedham Massachusetts, Artech House, Inc. 1978.
- (8) K. Beauchamp and C. Yuen, "Digital methods for signal Analysis," London, George Allen & Unwin Ltd., 1979.



具 然 健 (Yeon Geon KOO) 正會員

1939年 3月 29日生

1965年 2月 : 서울大學校 電氣工學科 卒業

1967年 2月 : 서울大學校 電子工學科 卒業

1976年 2月 : 建國大學校 大學院 卒業

1967年 6月 ~ 1973年 8月 : 電波管理局,
韓國電氣通信
研究所 勤務

1974年 9月 ~ 1979年 2月 : 檀國大學校 電
子工學科

1979年 3月 ~ 現在 : 弘益大學校 電子工學科 教授



金 斗 根 (Doo Keun KIM) 正會員

1952年 10月 1日生

1971. 3 ~ 75. 2 : 서울大學校 工科大學工
業教育科 (工學士)

1979. 9 ~ 81. 8 : 弘益大學校 大學院 電子
工學科 (工學碩士)

1982. 3 ~ 現在 : 弘益大學校 大學院 電氣
工學科 (博士課程)

1975. 3 ~ 現在 : 鴻興기계공업회사
(선임연구원)