

論 文

複合클러터에 대한 MTI信號處理器의 性能 比較 方法에 관한 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 Composite Clutter

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

要 約 複合클러터에 대한 MTI信號處理器의 性能은 클러터스펙트럼의 電力密度函數뿐 아니라 各 클러터의 平均 레이다斷面積 및 平均 도플러周波數에 따라서도 달라진다. 本 論文에서는 地上클러터나 氣象클러터와 같이 서로 다른 特性을 갖는 클러터에 의해서 複合의 複合으로 MTI信號處理器의 性能에 미치는 影響을 MTI改善因子로 比較, 平価할 수 있는 方法을 提示하였다.

ABSTRACT The performance of MTI signal processors against composite clutter depends not only on the power density functions of the clutter spectrum, but also on the average radar cross sections and the average doppler frequencies of each clutter. In this paper the effect of composite clutter composed of different kinds of clutter such as ground and weather on the MTI signal processors, is compared in terms of MTI improvement factors and the method of comparison is provided.

1. 序 論

클러터가 MTI信號處理器에 미치는 影響은 클러터의 特性에 따라 달라진다. 일반적으로 地上클러터에서는 平均 도플러周波數를 零으로 간주할 수 있으나 비, 우박 등 어떤 平均 速度를 갖는 氣象클러터에 대해서는 平均 도플러周波數成分을 고려하여야 한다(1,2).

本 論文에서는 地上클러터와 氣象클러터로 構成되는 複合클러터에 대하여 各클러터의 平均 레

이다斷面積(average radar cross section)과 平均 도플러周波數(average doppler frequency)의 變化에 따른 MTI信號處理器의 性能 變化를 MTI改善因子(improvement factors)로 比較, 平価할 수 있는 方法을 提示하고자 한다.

2. MTI改善因子의 誘導

레이다의 送信 펄스反復周期(pulse repetition period)를 T라고 하면 레이다 클러터 反響信號(echo)의 共變函數R(T)는

$$R(T) = \sigma_c \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j 2 \pi f T) df \quad (1)$$

가 된다(2). 여기서 σ_c 는 클러터의 平均레이다斷面

* ** 弘益大學校電子工學科

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

論文番號 : 85-12 (接受 : 1985. 2. 5)

積이고, $S(f)$ 는 클러터 스펙트럼의 電力密度函數이다. 레이더의 反響信號는 地上 클러터와 氣象 클러터를 複合의으로 포함하고 있다고假定하고地上 클러터에 대해서는 平均 도플러周波數를 零으로 보고 標準偏差만 고려하였으며 氣象 클러터에 대해서는 平均도플러周波數와 平均 레이더 斷面積을 모두 고려하였다. 두 클러터에 의한 프로세스는 서로 獨立의이고, 非相関 無作為 프로세스라고 하면 이러한 複合 클러터에 의한 共變函數 $R_c(T)$ 는

$$R_c(T) = \sigma_{CG} \int_{-\infty}^{\infty} S_C(f) \exp(j 2 \pi f T) df + \sigma_{CW} \int_{-\infty}^{\infty} S_W(f) \exp(j 2 \pi f T) df \quad (2)$$

가 된다^[2]. 여기서 σ_{CG} , $S_C(f)$ 와 σ_{CW} , $S_W(f)$ 는 각각 地上 클러터와 氣象 클러터의 平均 레이더 斷面積과 電力스펙트럼 密度函數이다.

MTI 信號處理器에서 K 개의 레이더 킬스가 샘플되어 처리된다고 보면, 複合클러터의 共變行列 M_c 는

$$M_c = \sigma_{CG} \int_{-\infty}^{\infty} S_C(f) BB^H df + \sigma_{CW} \int_{-\infty}^{\infty} S_W(f) BB^H df \quad (3)$$

로 表示할 수 있으며, 行列 B 의 Hermitian 共軛(共軛 轉置) 行列 $B^H = [1, e^{j2\pi fT}, \dots, e^{j2\pi(K-1)fT}]$ 이다. 따라서 MTI信號處理器를 橫斷 필터(Transversal filter)로 모델화하였을 때 加重 벡터(weight vector)를 W 라 하면 出力電力의 期待值 P_o 는^[3]

$$\begin{aligned} P_o &= W^H M_c W \\ &= \sigma_{CG} \int_{-\infty}^{\infty} S_C(f) W^H B B^H W df \\ &\quad + \sigma_{CW} \int_{-\infty}^{\infty} S_W(f) W^H B B^H W df \\ &= \sigma_{CG} \int_{-\infty}^{\infty} S_C(f) |H(f)|^2 df \\ &\quad + \sigma_{CW} \int_{-\infty}^{\infty} S_W(f) |H(f)|^2 df \end{aligned} \quad (4)$$

가 되고, 여기서 $H(f) = W^H B$ 이다.

MTI도플러프로세서에서 複合 클러터에 대한 出力 C_{Co} 는^[4]

$$\begin{aligned} C_{Co} &= \sigma_{CG} \sum_{p=-(K-1)}^{K-1} \mu_p \phi_{pG} + \sigma_{CW} \sum_{p=-(K-1)}^{K-1} \mu_p \phi_{pW} \\ &= \sum_{p=-(K-1)}^{K-1} \mu_p (\sigma_{CG} \phi_{pG} + \sigma_{CW} \phi_{pW}) \end{aligned} \quad (5)$$

라고 할 수 있으며, 여기서 μ_p 는 MTI信號處理器에서 電力 傳達函數의 푸리에(fourier) 係數로서 正規化된 最大 도플러周波數 F 에 대하여

$$\mu_p = \frac{1}{F} \int_0^F |H(f)|^2 \exp(-j 2 \pi p f T) df \quad (6)$$

이다. 또 ϕ_{pG} 는 地上 클러터의 共變行列로서

$$\phi_{pG} = \int_{-\infty}^{\infty} S_C(f) \exp(j 2 \pi p f T) df \quad (7)$$

이고, ϕ_{pW} 는 氣象 클러터의 共變行列로서

$$\phi_{pW} = \int_{-\infty}^{\infty} S_W(f) \exp(j 2 \pi p f T) df \quad (8)$$

와 같이 地上 클러터와 氣象 클러터의 電力密度 스펙트럼을 각각 푸리에 變換한 것으로 表示된다.

MTI信號處理器의 入力 클러터 電力 C_{Ci} 는 식(7), (8)에서

$$\begin{aligned} C_{Ci} &= \sigma_{CG} \int_{-\infty}^{\infty} S_C(f) df + \sigma_{CW} \int_{-\infty}^{\infty} S_W(f) df \\ &= \sigma_{CG} \phi_{0G} + \sigma_{CW} \phi_{0W} \end{aligned} \quad (9)$$

가 된다.

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

$$\overline{S_o} = \frac{1}{F} \int_0^F \overline{S_i} |H(f)|^2 df \quad (10)$$

이므로 식(6)에서 平均 標의信號의 利得(gain) $\overline{S_o}/\overline{S_i}$ 는

$$\overline{S_o}/\overline{S_i} = \mu_0 \quad (11)$$

가 된다.

MTI信號處理器의 入力端에서의信號對클러터比($\overline{S_i}/C_{Ci}$)에 대한 出力端에서의信號對클러터

比(\overline{S}_o/C_{co})로 表示되는 MTI 改善因子(MIF)는 (1.4) 複合클러터에 대하여

$$MIF = \frac{\overline{S}_o/C_o}{\overline{S}_i/C_i} = \left(\frac{\overline{S}_o}{\overline{S}_i}\right) \left(\frac{C_i}{C_o}\right) \\
 = \frac{\mu_o(\sigma_{CG}\phi_{OG} + \sigma_{CW}\phi_{OW})}{\sum_{p=-K-1}^{K-1} \mu_p(\sigma_{CG}\phi_{PG} + \sigma_{CW}\phi_{PW})} \tag{12}$$

로 주어진다.

3. 클러터 모델과 MIF 計算

본 論文에서는 地上클러터와 氣象클러터의 電力스펙트럼 密度函數를 모두 Gaussian 形態로 가정하였으며,

- i) 地上클러터에 대해서는 平均 도플러 周波數를 零으로 보고, 클러터 스펙트럼의 標準偏差만 고려하였고,
- ii) 氣象클러터에 대해서는 平均 도플러 周波數와 클러터 스펙트럼의 標準偏差를 모두 고려하였다.
- iii) 標準偏差 σ 는 펄스反復周波數 $f_r (= 1/T)$ 에 대하여 正規化하였으며 各 클러터의 特性을 고려하여 地上클러터에 대해서는 $\sigma T = 0.01$,

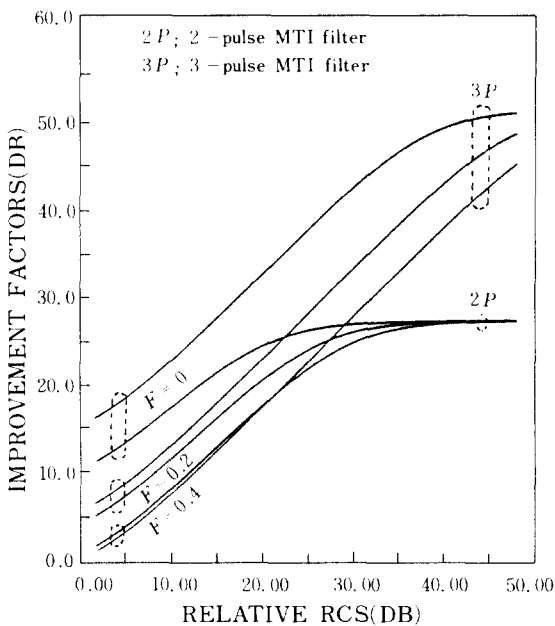
氣象클러터에 대해서는 $\sigma T = 0.10$ 으로 設定했다.

MTI 改善因子(MIF)의 計算은 MTI 濾터, CI (coherent integrator) 濾터 및 MTI 濾터와 CI 濾터를 從屬接續한 MTD 처리기로 구분하여,

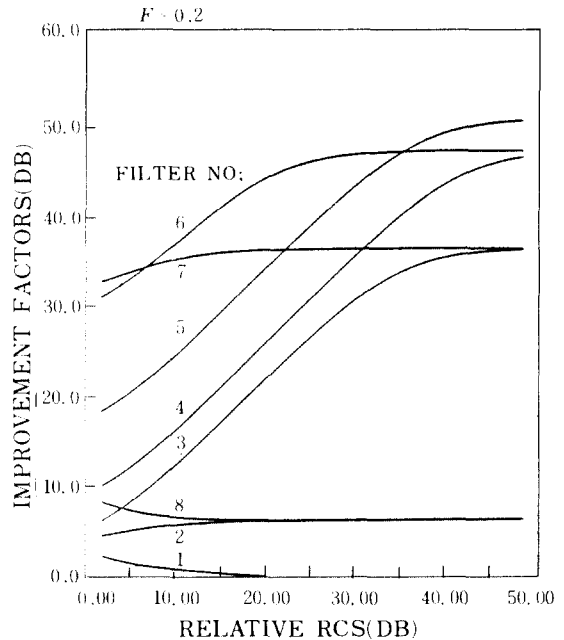
- i) MTI 濾터는 Binomial Weighting 으로
- ii) CI 濾터는 8-펄스, Hanning Weighting 인 경우로 간주하고 比較하여 例示하였다.

- ii) 식(12)의 計算은 地上클러터에 대해서 算出했던 결과와 동일하게 수행하였다⁴⁾

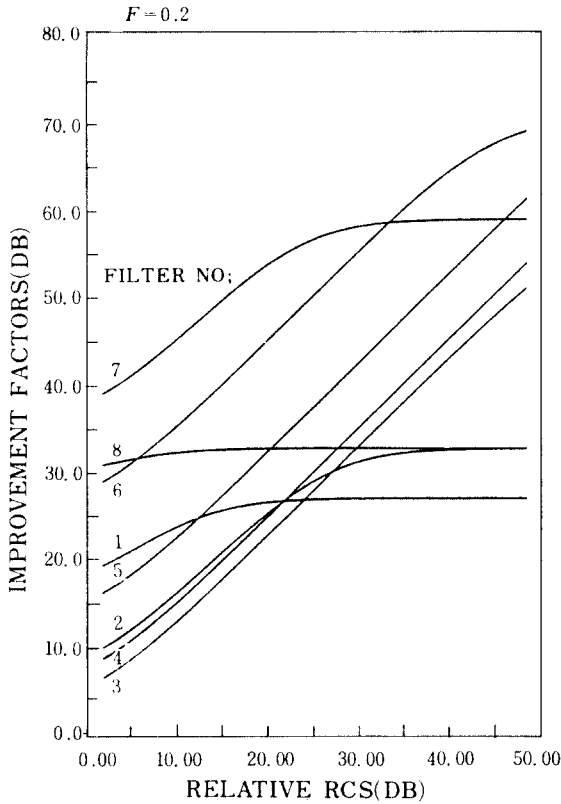
그림 1(a)~(d)는 地上클러터에 대한 氣象 클러터의 레이더斷面積比(σ_{CG}/σ_{CW})를 變化시켜 MIF를 算出하여 圖示한 것이다. 그림 1(a)는 펄스反復周波數 f_r 에 대하여 正規化한 平均 도플러周波數 F 가 $F = 0, 0.2, 0.4$ 인 경우에 2-펄스 MTI 濾터와 3-펄스 MTI 濾터에 대하여 圖示한 것이다. 레이더斷面積의 比가 增加할수록 MIF도 增加하는 것을 알 수 있다. 반면에 그림 1(b)의 CI 濾터인 경우는 濾터 No. 7 과 같이 레이더斷面積의 變化에도 불구하고 MIF > 30dB으로 비교적 良好한 特性을 나타낸다. 그림 1(c)와 (d)는 9-펄스 MTD 처리기와 10-펄스 MTD 처리기에 대하여 圖示한 것이며 CI 濾터보다 우수한 特性을



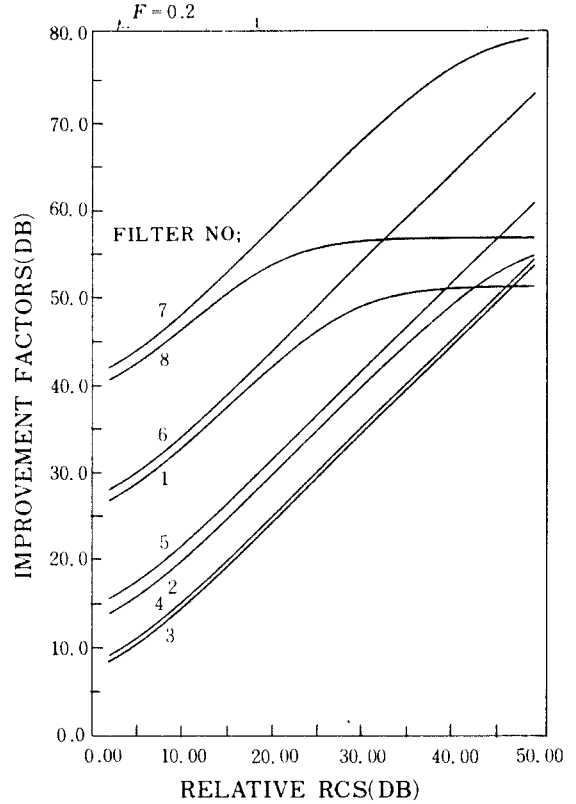
(a) MTI 濾터
MTI filter.



(b) CI 濾터
CI filter.



(c) 9 - 펄스 MTD 處理器
9 - pulse MTD processor.



(d) 10 - 펄스 MTD 處理器
10 - pulse MTD processor.

그림 1 相對의인 레이더斷面積變化에 따른 MIF變化
MIF variation versus relative Radar Cross Section(RCS).

나타내는 것을 알 수 있다.

그림 2(a)~(d)는 平均 도플러周波數의 變化에 따른 MTI 필터, CI 필터, MTD 處理器의 MIF 變化를 보인 것이다. 그림 2(a)는 클러터의 레이더 斷面積比 R가 R = 0, 20, 40dB인 경우이고, 그림 2(b)(c)(d)는 모두 R = 20dB인 경우에 대하여 圖示한 것이다. 여기서 MTI 필터는 平均 도플러周波數가 零일때 最大 MIF 값을 나타내며 앞에서 考察한 바와같이 클러터의 레이더斷面積比 R가 증가할수록 MIF는 改善된다. 그런데 그림 2(b)의 CI 필터에서는 最大 MIF는 平均 도플러周波數가 零인 데서 나타나지만 펄스反復 周波數 (1 / T)에 대해서 正規화된 平均 도플러周波數 F가 F > 0.2까지 MIF > 40dB으로 良好한 特性을 나타내고, 0.2 < R < 0.5에서도 MIF > 30 dB으로 MIT 필터와 比較하여 우수한 性能을 나타

낸다. 그림 2(c)와 (d)의 9 - 펄스形 MTD 處理器와 10 - 펄스形 MTD 處理器는 MTI 필터나 CI 필터에 비하여 平均 도플러周波數의 變化에 더욱 우수한 MIF 特性을 나타낸다. 특히 10 - 펄스 MTD 處理器는 正規화된 平均 도플러周波數 F가 F = 0.5까지 MIF > 50dB으로 平均 도플러周波數의 變化에 最適特性을 갖고 있음을 알 수 있다.

4. 結 論

地上클러터와 氣象클러터의 複合클러터가 MIF 信號處理器의 性能에 미치는 影響을 比較할 수 있는 方法을 提示하였다. MTI 信號處理器의 性能은 클러터 스펙트럼의 電力密度函數의 標準偏差분 아니라 複合클러터에 대해서는 각 클러터의 레이더斷面積과 平均 도플러周波數에 따라서도

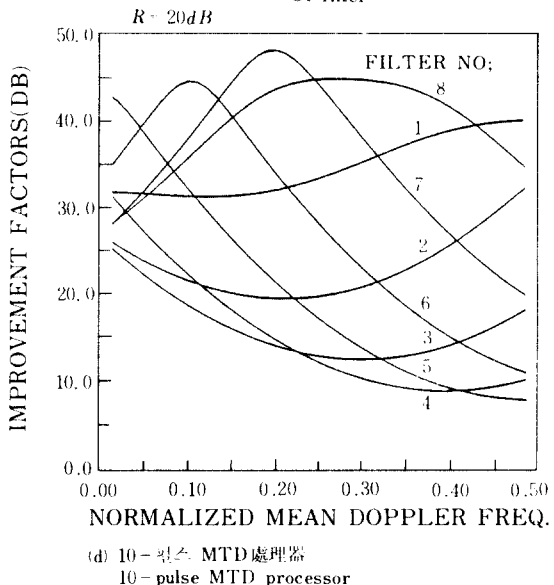
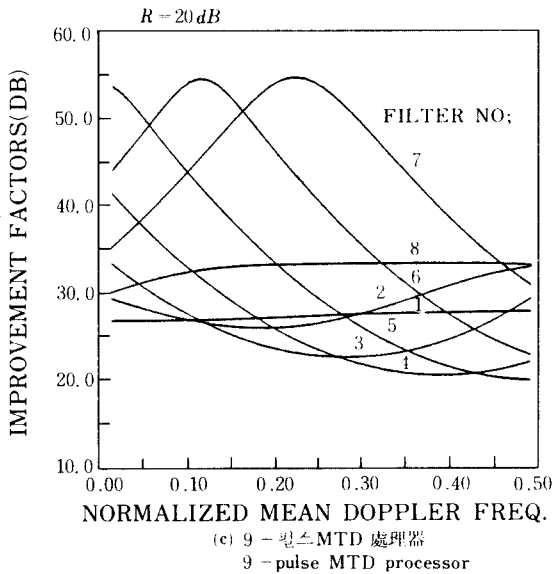
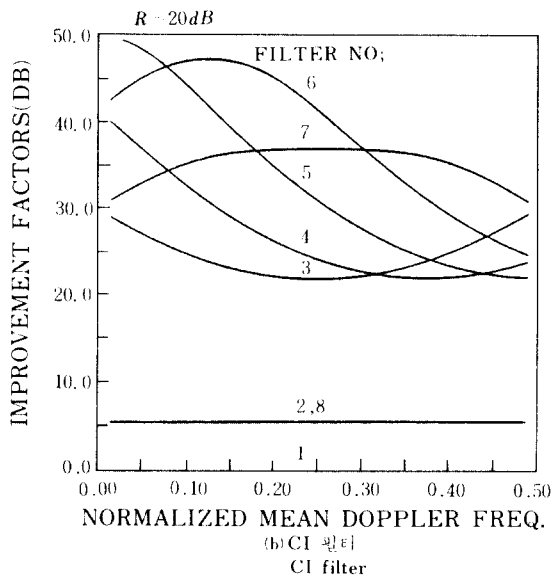
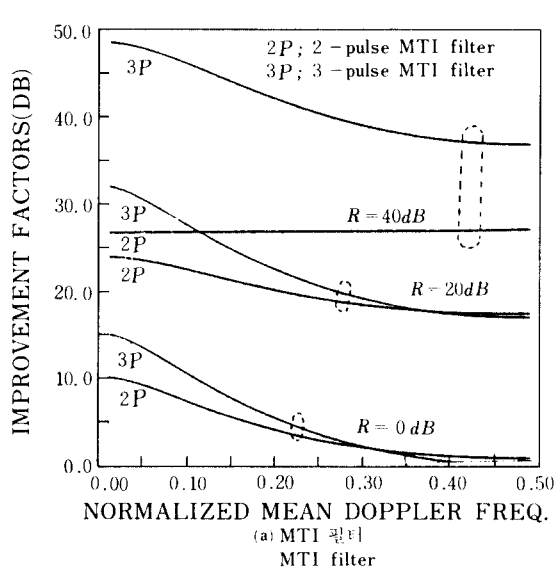


그림 2 相對의인 平均도플러 周波數 變化에 따른 MIF變化
 MIF variations versus relative mean doppler frequencies.

MIF가 변화하는 것을 알 수 있었다. MTI 필터는 氣象클러터가 많아지거나 平均 도플러周波數가 增加하면 MIF가 감소하지만 CI 필터에서는 氣象클러터에 좋은 效果를 나타내는 것을 알 수 있었다. MTD 處理器를 使用하면 氣象클러터 除去에 더욱 좋은 效果를 나타내며 특히 10-펄스 MTD 處理器에서는 平均 도플러周波數의 變化에 關係없이 50dB 이상 높은 MIF를 얻을 수 있는 것을 알 수 있었다.

參 考 文 獻

(1) Fred E. Nathanson, "Radar design principles," New York McGraw-Hill, Inc. 1969.
 (2) J. K. Hsiao, "MTI optimization in a multiple-clutter environment," IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-12, no. 3, pp.401-405, May. 1976.
 (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) 具然健, 金斗根, "地上클러터에 대한 MTI信號處理器의 性能比較 方法에 관한 研究" 韓國通信學會誌, 同號, 1985.