

# 一定한 펄스列을 사용하는 DMTI 시스템에서 Weighting 方法에 따른 S/N 比 改善 特性에 관한 比較

## (A Comparison of an Improvement Performance of S/N Ratio with the Method of Weighting in DMTI System using a Uniform Pulse Train)

高城 璿\*, 李宰均\*\*, 尹賢普\*

(Seong Seon Ko, Jae Gyun Yi and Hyun Bo Yoon)

### 要 約

디지털 移動物體指示器 系統(DMTI System)에서 信號對雜音比(SNR)의 低下는 積分處理 前에 디지털 移動物體指示器의 出力펄스를 weighting 시킴에 의하여 改善될 수 있고, 遲延相殺器의 數가 增加함에 따라 信號對雜音比가 改善됨을 나타내었다. Optimum weighting으로 얻어진 信號對雜音比는 binomial weighting으로 얻어진 것보다 더 커짐을 알았다. 컴퓨터 시뮬레이션 結果를 통하여 各各의 境遇에 對한 信號對雜音比의 改善特性을 나타냈다.

### Abstract

A degradation of the signal-to-noise ratio (SNR) in a digital moving target indicator system (DMTI System) can be improved by weighting of the DMTI output pulses before the integration process, and it is shown that the signal-to-noise ratio is improved as the increasing of the number of delay line cancellers. It is known that the signal-to-noise ratio obtained with optimum weighting is greater than that obtained with binomial weighting. An improvement performance of the signal-to-noise ratio for each case is presented through the results of a computer simulation.

### I. 序 論

移動物體指示器 레이다(MTI rader)는 靜止된 物體는 除去시키고 도플러遷移에 基礎를 둔 移動하는 物體는 通過시키도록 設計된 系統이다.

디지털 移動物體指示器 系統(DMTI System)은 出力雜音의 펄스對펄스 相關에 의하여 積分處理 後에 信號對雜音比가 低下된다.<sup>1,2)</sup>

1981年 B.Müller는 信號對雜音比를 改善시키는 方法으로 coherent integrator에 從屬接續된 디지털 移動物體指示器(DMTI)에서 binomial weighting인 경우 遲延相殺器의 數 N가 3個일때 一定한 펄스列에 weighting한 weighting coefficient W값에 對한 改善結果를 紹介한 바 있다.<sup>3)</sup> 1964年 J.Capon은 遲延相殺器의 數 N가 1,2,3個와 이보다 큰 N값에 對한 最適解 方法을 論하였다. 여기에서 binomial weighting인 경우와 比較하

\*正會員, 東國大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electronics Eng. Dong Kook Univ.)

\*\*準會員, 東國大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electronics Eng. Dong Kook Univ.)  
接受日字: 1984年 8月 28日

여信號對雜音比를 改善시키는 optimum weighting 係數를 구할 수 있다.<sup>13</sup> 1971年 T.Murakami와 R.S.Johnson은 크라터(clutter)가 가우스分布인 경우의信號對크라터比(SCR)의 改善因子를 改善시키는 方法으로서非週期的인 펄스列에 遲延相殺器의 數 N에 對하여 binomial weighting과 optimum weighting인 경우에 對한 比較를 紹介하였다.<sup>14</sup>

本 論文에서는 디지털 移動物體指示器 系統에서 雜音이 Rayleigh分布인 경우의信號對雜音比를 改善시키기 爲하여 一定한 펄스列에 optimum weighting binomial weighting시키는 경우를 比較하였으며 各 경우에 對한 weighting coefficient 값 W가 0.08, 0.3, 1인 경우와 遲延相殺器의 數 N가 2, 3個일 경우의 改善特性을 컴퓨터 시뮬레이션을 通하여 확인하였고 그 特性을 比較하고자 한다.

II. 傳達函數 및 Weighting 方法

디지털 移動物體指示器 系統에 關한信號處理의 構成圖는 그림 1 과 같다.<sup>11,15)</sup>

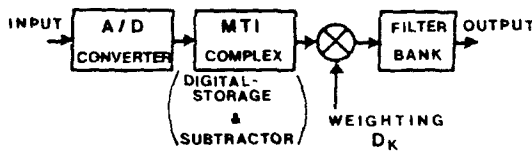


그림 1. 디지털 移動物體指示器 系統에 關한信號處理의 構成圖

Fig. 1. Schematic diagram of signal processing for DMTI system.

信號는 A/D變換機를 通하여 移動物體指示器(MTI)로 들어간다. 移動物體指示器는 N個 遲延相殺器를 갖고 있는 多重 遲延相殺器로서 동작한다. 移動物體指示器의 傳達函數는<sup>11,16)</sup>

$$H(f) = \sum_{m=0}^N a_m \exp(-j2\pi m^2/T) \quad (1)$$

이다. 여기서  $T=1/f_r$ ,  $f_r$ 는 펄스·반복 주파수이고  $a_m$ 은 m번째 펄스의 amplitude weighting 係數이다.

Weighting 因子  $D_k$ 에 의하여 weighting된 移動物體指示器의 出力펄스들은 필터에서 積分處理된다. L個의 펄스 필터-뱅크(F·B)의 傳達函數는

$$H(f) = \sum_{k=0}^{L-1} D_k \exp[-j2\pi \{k^2/L + k^2/T\}] \quad (2)$$

이다. 여기서  $D_k$ 는

$$D_k = W + (1-W) \cos^2 \{ \pi [ (k+1)^2/L - (k+1)^2/T ] \}, k=0, 1, \dots, L-1 \quad (3)$$

이고  $W(0 \leq W \leq 1)$ 는 weighting 係數이다. 出力펄스

의 數 L은 入力펄스의 數 M과 遲延相殺器의 數 N에 關連되며,  $L=M-N$ 이다.

移動物體指示器에 연결된 필터-뱅크의 i번째 필터에 對한 全體 出力信號의 電力傳達函數는 式(1), (2)로부터

$$S_{out,i} = S_{in} |H(f_d)|_{k=i}^2 \cdot |H(f_d)|_{k=i}^2 \quad (4)$$

가 된다. 여기서  $f_d$ 는 도플러 주파수이다.

雜音의 크기  $|W_i|$ 가 Rayleigh分布되어 있다고 가정하면, 出力雜音電力에 對한 예측값은<sup>11,16)</sup>

$$N_{out,i} = E\{|W_i|^2/2\} \quad (5)$$

이다.

移動物體指示器에 연결된 필터-뱅크의 i번째 필터에 對한 全體 出力雜音의 電力傳達函數는

$$N_{out,i} = N_{in} \left( \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^N D_k a_m^2 + 2 \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{L-n} \sum_{p=0}^{n-n} D_k D_{k+n} a_p a_{p+n} \cos[2\pi \{k^2/L + n^2/T\}] \right\} \right) \quad (6)$$

이다.

式(4)와 (6)으로부터 i번째 필터의 出力에서信號對雜音比(SNR)는

$$(S/N)_{out,i} = S_{out,i} / N_{out,i} \quad (7)$$

이다. 式(7)은 出力펄스의 數 L에 따라 積分處理된다. 이 積分處理後의信號對雜音比가 디지털 移動物體指示器 系統에 對한 全體 出力의信號對雜音比(SNR)이다. 여기서 積分處理는 detection前에 積分되는 predetection integration이다.

디지털 移動物體指示器 系統(DMTI System)에서 積分處理後에 생기는信號對雜音比(SNR)의 低下때문에, 이를 改善시키기 爲하여 weighting方法이 提示되었다. 여기서 weighting시키기 爲한 펄스는 주기가 一定한 펄스가 使用되었다.

Binomial weighting을 爲하여 그림 2와 같이單 遲延相殺器가 從屬接續된 遲延相殺器 回路가 利用된다.<sup>14,17,18)</sup>

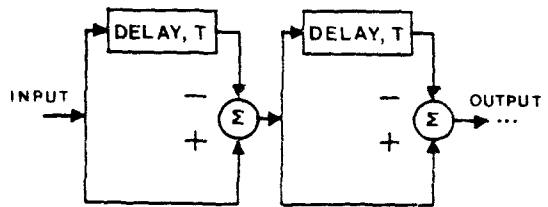


그림 2. 從屬接續된 單 遲延相殺器  
Fig. 2. Cascaded single delay line cancellers.

이 경우에 式(1)의 amplitude weighting 係數  $a_m$ 은

$$a_m = (-1)^m \binom{N}{m}, m=0, 1, \dots, N \quad (8)$$

이다. 여기서  $\binom{N}{m} = N(N-1)(N-2)\dots(N-m+1)/m!$ 이다. Binomial weighting에서 移動物體指示器(MTI)

의 電力傳達函數는 다음式으로 表示될 수 있다.

$$|H(f)|_{\text{DMTI}} = 2^{2N} \sin^{2N}(\pi fT) \quad (9)$$

이들 式으로부터 binomial weighting 係數를 구하면 遲延相殺器의 數가 2 個일 경우  $a_0=1, a_1=-2, a_2=1$  이고 遲延相殺器의 數가 3 個일 경우  $a_0=1, a_1=-3, a_2=3, a_3=-1$  이다.

Optimum weighting 의 경우 그림 3 과 같이 各 遲延段에서 weighting 된 遲延相殺器가 使用될 수 있다.<sup>17-111</sup>

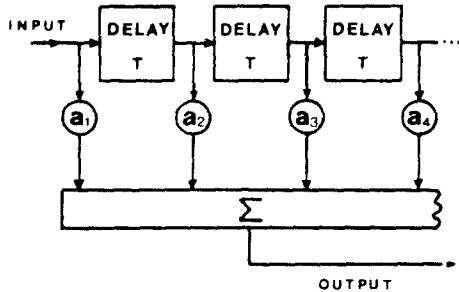


그림 3. 各 遲延段에서 weighting 된 遲延相殺器  
Fig. 3. Delay line cancellers weighted in each delay line.

이 경우 遲延相殺器의 數가 N 個일때 N+1 個의 펄스를 weighting 시킨다. 이때 移動物體指示器(MTI)의 傳達函數는

$$H(f) = \sum_{m=0}^N a_m \exp(-j2\pi mfT) \quad (10)$$

이다. 여기서 optimum weighting 을 binomial weighting 과 比較하기 위하여, N 個 펄스를 weighting 시키고자 할 때 遲延相殺器의 數를 N-1 個로 하여야 한다. 이 때 그림 3 은 그림 4 로 變形된다.

이 경우 式(10)은 다음式으로 表示된다.

$$H(f) = \sum_{m=0}^{N-1} a_m \exp(-j2\pi mfT) \quad (11)$$

여기서 出力펄스의 數는  $L=M-(N-1)$  이다. 그리고 式(6)은 다음式으로 表示된다.

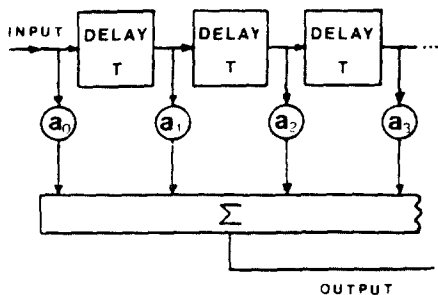


그림 4. 變形된 遲延相殺器  
Fig. 4. Modified form of delay line cancellers.

$$N_{\text{out},1} = N_{\text{in}} \left( \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{N-1} D_k^2 a_m^2 + 2 \left[ \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=0}^{L-1-n} \sum_{p=0}^{N-1-n} D_k D_{k+n} a_{p+n} \cos[2\pi^{11}/L^{11}n] \right] \right) \quad (12)$$

Optimum weighting 係數의 크기는<sup>13)</sup>

$$a_0 = a_2 = 1, a_1 = -\frac{\rho_2 + \sqrt{\rho_2^2 + 8\rho_1^2}}{2\rho_1} = -1.988033154$$

이다. 여기서 遲延相殺器의 數는 2 個일 경우이다. 遲延相殺器의 數가 3 個일 경우  $a_0 = -a_1 = 1, a_2 = -a_1$ ,

$$a_1 = -\frac{\sqrt{(\rho_1 - \rho_2)^2 + (\rho_1 - \rho_2)^2} + \frac{\rho_1 - \rho_2}{2}}{\rho_1 - \rho_2}$$

964214592 이다. 여기서  $\rho_1 = e^{-12\sigma T^2/2}$  는 自己相關函數이며 크기는  $0 \leq \rho_2 \leq \rho_1 < 1$  이다. 이때 스펙트럼 분포를  $\sigma T$  와  $i$  가 커지면 自己相關函數  $\rho$  는 작아진다. 이에 따라 covariance matrix R 은 작아지고 그의 固有值  $\lambda$  역시 작아진다. 이때 optimum weights  $|a_m|$  은 最小 固有值  $\lambda$  에 일치하는 固有벡터이다. 이러한 結果로서 雜音은 작아지고 信號對雜音比는 커지게 된다.<sup>13,4)</sup>

移動物體指示器(MTI)의 出力펄스를 weighting 한다는 것은 側葉抑制 또는 펄스壓縮에 기인한 雜音除去의 意味를 갖는다. 여기서 weighting coefficient W 값은 0.08 인 Hamming weighting 을 使用하였다. 이 weighting 은 主葉이 확장되는 것과 信號가 損失되는 단점이 있는 반면, 側葉抑制가 매우 큰 장점 때문에 비교적 효과적인 weighting 으로서 利用되고 있다. 이때 weighting 으로 인하여 發生되는 信號의 損失때문에 도플러 필터는 整合된 필터(matched filter)의 性能을 잃게 된다. Weighting 에 의하여 發生한 信號의 損失은 Hamming weighting 에 의한 側葉抑制로서 얻어지는 더 큰 雜音

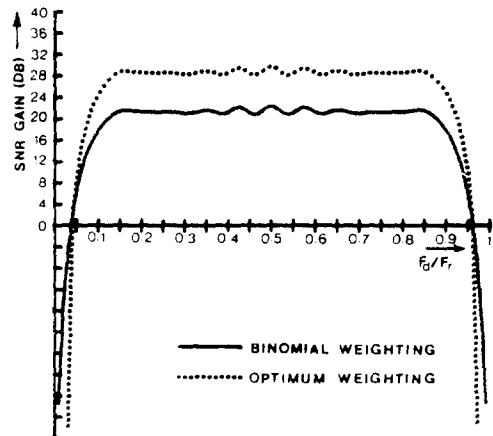


그림 5. 정규화된 도플러 주파수 對 信號/雜音比  
M=16, 遲延相殺器의 數=3, L=13, W=0.08  
Fig. 5. SNR vs. normalized doppler frequency.  
M=16, number of delayline cancellers=3,  
L=13, W=0.08.

除去때문에 全體의인 信號對雜音比에 있어서의 改善을 가져온다.<sup>17,8</sup>

III. 系統 計算

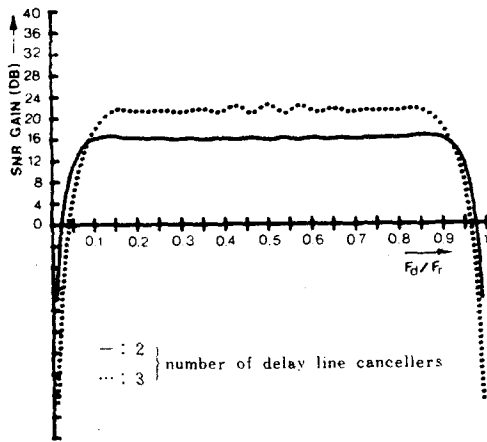
디지털 移動物體指示器 系統(DMTI System)特性을 컴퓨터로 시뮬레이션 시켜 그 結果를 그림5, 6, 7에 도시하였다. 그림에서는 정규화된 도플러 주파수에 따른 信號對雜音比의 變化를 나타내었다.

그림5는 binomial weighting과 optimum weighting을 比較한 것이다. 그림에서 optimum weighting을 한 경우가 binomial weighting의 경우보다 信號對雜音比가 더 크게 改善됨을 알 수 있다.

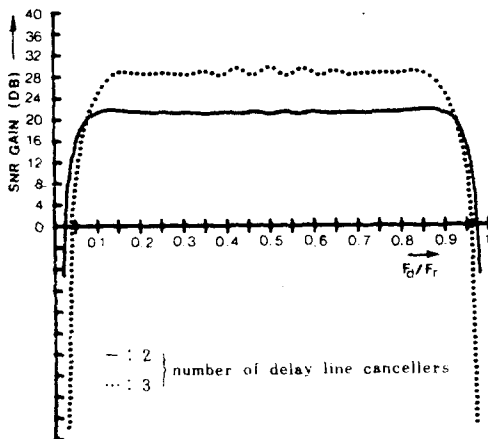
그림6은 binomial weighting과 optimum weighting

各各에 對하여 遲延相殺器의 數가 2個와 3個일 경우를 比較한 것이다. 여기서 遲延相殺器의 數가 3個일 경우에 信號對雜音比가 더 크게 改善됨을 알 수 있다.

그림7은 binomial weighting과 optimum weighting各各에 對하여 移動物體指示器(MTI)의 出力펄스를 weighting시키는 weighting coefficient W값이 0.08, 0.3, 1인 경우를 比較하였다. 여기서 weighting되지 않았을때 즉 W=1일때와 比較하여, 효과적인 weighting인 Hamming weighting일때 즉 W=0.08일때가 側葉抑制에 기인한 雜音除去로 인하여 도플러 주파수 눈금의 각각 끝에서 信號對雜音比가 改善되는 結果를 얻었다.



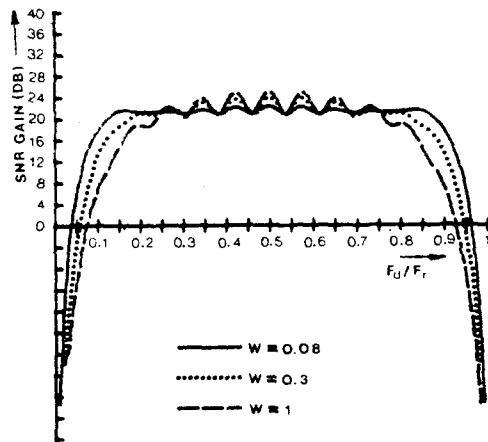
(a) Binomial weighting



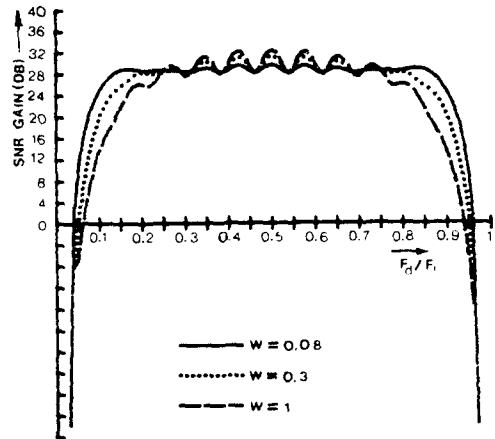
(b) Optimum weighting

그림 6. 遲延相殺器의 數에 따른 정규화된 도플러 주파수 對 信號1雜音比 M=16, W=0.08

Fig 6. SNR vs. normalized doppler frequency with the number of delay line cancellers M=16, W=0.08.



(a) Binomial weighting



(b) Optimum weighting

그림 7. Weighting coefficient W에 따른 정규화된 도플러 주파수 對 信號1雜音比 M=16, 遲延相殺器의 數=3, L=13

Fig 7. SNR vs. normalized doppler frequency with the weighting coefficient W M=16, number of delay line cancellers=3, L=13.

IV. 結果의 檢討

그림 5는 binomial weighting 과 optimum weighting 을 比較한 것으로서, optimum weighting 을 한 경우 8dB 정도의 信號對雜音比의 改善結果를 얻었다.

Optimum weighting에서는 스펙트럼 분포율  $\sigma_T$  를 0.11로 하였고 이 경우 自己相關函數  $\rho$ 의 값은 작아지고 固有值  $\lambda$  역시 작아지므로 optimum weighting 係數의 값도 작아진다. 그래서 雜音을 줄일 수 있고 信號對雜音比의 改善를 얻을 수 있었다. 그림에서 optimum weighting 일 경우 中央部分이 평탄해 지는 것이 요구되나, 雜音注入으로 인한 lobe 發生 特性이 binomial weighting 과 比較하여 큰 差異가 없음을 그림 5로 부터 알 수 있다.

그림 6에서 遲延相殺器의 數가 3個일때 binomial weighting의 경우는 5dB정도가 optimum weighting 인 경우는 8dB만큼 信號對雜音比가 改善되는 結果를 얻었다. 그러나 雜音注入으로 인하여 lobe가 發生되는 것을 그림 6으로 부터 알 수 있다. 遲延相殺器의 數가 3個일 경우 2個일 경우보다 스펙트럼幅은 약간 좁지만 帶域幅과 利得의 積이 一定하다는 것을 고려하면 3個일 경우의 信號對雜音比가 훨씬 더 改善이 된다.

그림 7은 weighting coefficient W의 값이 0.08일때와 weighting 되지 않았을 때를 比較한 것으로서 側葉抑制에 기인한 雜音除去때문에 도플러 주파수 눈금의 각 끝부분에서 信號對雜音比가 훨씬 改善되는 結果를 얻었다. 또 0.08일 경우가 weighting 되지 않은 경우보다 雜音除去 효과때문에 中央部分에서 훨씬 평탄하여 지는 것을 알 수 있다.

V. 結 論

디지털 移動物體指示器 系統(DMTI System)은 出力 雜音의 펄스對펄스 상관계수로 인하여 積分處理後에 信號對雜音比(SNR)가 低下되는 문제가 있으나 이러한 결점을 改善시키고자 一定한 펄스列에 weighting 시키는 方法을 使用하여 얻은 結果는

1) Optimum weighting의 경우 binomial weighting 경우보다 信號對雜音比가 8dB정도가 改善되는 特性을

얻을 수 있었고

- 2) 遲延相殺器의 數 N가 2個보다 3個일 경우 weighting 方法에 관계없이 5~8 dB 정도로 改善되었으며,
- 3) Weighting coefficient W의 값이 0.08일 경우가 두 가지 weighting 方法에서 가장 평탄한 特性을 얻을 수 있었다.

參 考 文 獻

- [1] B. Muller, "MTI loss with coherent integration of weighted pulses," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no.4, pp.549-552, July, 1981.
- [2] F.F. Kretschmer, "MTI weightings," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, pp. 153-155, Jan., 1974.
- [3] J. Capon, "Optimum weighting functions for the detection of sampled signals in noise," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-10, no.2, pp. 152-159, April, 1964.
- [4] T. Murakami and R.S. Johnson, "Clutter suppression by use of weighted pulse trains," *RCA Review*, vol. 32, pp. 402-428, Sep., 1971.
- [5] A.I. Zverev, "Digital MTI radar filters," *IEEE Trans. Audio and Electroacoustics*, vol. AU-16, no.3, pp. 422-432, Sep., 1968.
- [6] C.E. Cook and M. Bernfeld, *Radar Signals*. Academic Press, New York, 1967.
- [7] M.I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*. Mc Graw Hill Book Company, New York, 1980.
- [8] F.E. Nathanson, *Radar Design Principles*. Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1969.
- [9] D.C. Schleher, *MTI Radar*. Artech House, 1978.
- [10] M.I. Skolnik, *Radar Handbook*. Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1970.
- [11] R.S. Berkowitz, *Modern Radar*. Wiley, New York, 1965.