

# 傳送線型 超廣帶域 FM辨別器의 디멘존縮小化에 關한 研究

## (A Study on Reducing Dimensions of Super Wide-Band FM Line Discriminator)

李 忠 雄\*

(Lee, Choong Woong)

### 要 約

本論文에서는 傳送線型超廣帶域 FM辨別器의 디멘존을 縮小시키기 爲하여 誘電體가 들은 傳送線을 使用하였을 境遇에 發生하는 諸效果에 關하여 研究하였다. 이 傳送線型超廣帶域 FM辨別器에 傳送線의 無歪條件을 大體로 滿足하는 誘電體가 들은 傳送線을 使用하였을 境遇에 理想傳送線을 使用한 辨別器보다 特性이 나빠지지 않는 範圍에서 大幅의으로 傳送線의 디멘존을 줄일 수 있음이 밝혀졌다.

### Abstract

In this paper, a super wide-band FM lossy-line discriminator is investigated, as it has the merit of reducing the dimensions of the discriminator by using proper dielectric material in the transmission line. It is shown that the lossy-line discriminator that is made of a pair of the transmission lines satisfying the distortionless condition approximately gives almost no more deterioration in its characteristics than the ideal-line FM discriminator, while the dimensions of the transmission lines of the discriminator can be reduced greatly.

### 1. 緒 論

理想的인 傳送線을 使用한 超廣帶域 FM辨別器에 關한 研究報告<sup>1),2)</sup>는 이미 發表되 있다. 本研究에서는 이 辨別器에 使用되는 傳送線의 디멘존을 縮小시키기 爲하여 誘電體가 들은 傳送線을 使用했을 境遇에 發生할 諸效果를 解析研究코져 한다.

특히 傳送線의 無歪條件을 大略滿足하는 誘電體가 들은 傳送線을 使用하였을 時에 이 FM辨別器의 入力 임피던스의 觀點에서 본 辨別器의 最適結合抵抗值決定 問題와 이 境遇에 辨別器의 出力波形에 미치게 될 影響을 檢討研究코져 한다.

### 2. 入力임피던스의 觀點에서 본 結合 抵抗值의 決定

그림 1에서 辨別器의 다이오드 回路의 入力임피던스는  $\frac{\lambda_c}{8}$ 의 傳送線을 短絡했을 때와 開放했을 때의 임

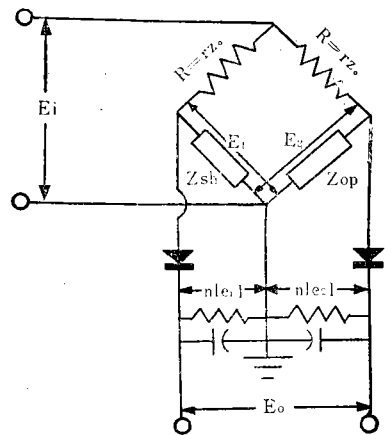


그림 1 傳送線型超廣帶域 FM辨別器의 回路圖. 여기서  $Z_{sh}$ 는  $\frac{\lambda_c}{8}$  傳送線의 끝端이 短絡된 것을 表示하고  $Z_{op}$ 는  $\frac{\lambda_c}{8}$  傳送線의 끝端이 開放된 것을 表示한다.

Fig. 1 Circuit diagram of super wide-band FM line discriminator where  $Z_{sh}$  and  $Z_{op}$  represent the short-circuited and open-circuited  $\frac{\lambda_c}{8}$  transmission lines respectively.

\* 正會員, 서울大學校 工科大學

Member, College of Engineering, Seoul National University. 이 研究는 文敎部 研究助成費로 이루어진 것임. 接受日字: 1974年 8月 13日

피이던스에 대해서 훨씬 크므로 辨別器의 入力임피이던스를 計算할 때 無視할 수 있다. 따라서 辨別器의 入力임피이던스  $Z_{in}$ 는 다음과 같다. 卽

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\gamma^2 + \gamma(\tanh \zeta l + \coth \zeta l) + 1}{2\gamma + \tanh \zeta l + \coth \zeta l} \quad (1)$$

但  $Z_0$  = 傳送線의 特性 임피이던스

$\gamma$  = 結合 抵抗係數

$\zeta = \alpha + j\beta$

$\alpha$  = 減衰定數

$\beta$  = 傳播定數

$l$  = 傳送線의 길이

(1)式에서  $\gamma=1$ 이 되면 辨別器의 入力임피이던스는 周波數에 無關하게 一定하며 그 값은 傳送線의 特性임피이던스  $Z_0$ 가 된다. 따라서 結合 抵抗係數  $\gamma$ 를 1로 하면 辨別器의 感度는 最大感度를 내는  $\gamma = \sqrt{2}$  때 보다 若干 멀어지나 入力임피이던스가 周波數에 無關하게 一定하기 때문에 超大周波 偏移를 가진 FM信號의 檢波에 適當하다.

### 3. FM辨別器의 歪曲解析

辨別器의 歪曲解析을 Fourier 變換을 利用하여 하겠으며 便宜上 印加된 FM信號를 다음 式과 같은 指數函數形으로 表示하기로 한다. 卽

$$e_1 = E_c \exp j(\omega_c t + m_f \sin pt) \quad (2)$$

但  $\omega_c$  = 搬送波의 角周波數

$p$  = 變調信號波의 角周波數

$m_f$  = 變調指數

그림 1에서  $\gamma=1$ 일 境遇에 다이오드 回路의 負荷效果를 無視하면 辨別器의 傳達函數  $F_1(j\omega) = e_1/e_i$ ,  $F_2(j\omega) = e_2/e_i$ 는 다음과 같이 된다.

$$F_1(j\omega) = \frac{1 - e^{-2\zeta l}}{2} \quad (3)$$

$$F_2(j\omega) = \frac{1 + e^{-2\zeta l}}{2} \quad (4)$$

但  $\zeta = \alpha + j\beta$  = 傳送線의 複素傳播定數

(3)式과 (4)式의 傳送線의 複素傳播定數  $\zeta$ 는 傳送線의 製造時 일어날 수 있는 境遇를 考慮기로 한다. 卽

(1) 減衰가 없는 傳送線을 使用했을 境遇

$$\frac{R}{wL} = 0, \frac{G}{wC} = 0: \text{ 이 境遇는 이미 發表}^{22}\text{되었음.}$$

(2) 減衰가 적고 無歪條件을 大體로 잘 滿足하는 傳送線을 使用했을 境遇.

$$\left(\frac{R}{wL}\right)^2 \ll 1, \left(\frac{G}{wC}\right)^2 \ll 1, \frac{R}{L} \doteq \frac{G}{C};$$

$$\alpha \doteq \frac{\sqrt{LC}}{2} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right)$$

$$\beta \doteq w \sqrt{LC}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 \pm j \frac{1}{2w} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C}\right)\right] \doteq \sqrt{\frac{L}{C}}$$

但 (+)符號는  $\frac{R}{L} < \frac{G}{C}$ 의 境遇이고

(-)符號는  $\frac{R}{L} > \frac{G}{C}$ 의 境遇이다.

(3) 減衰가 적고 漏洩코덕턴스가 無視되는 傳送線을 使用했을 境遇.

$$\frac{G}{wC} \ll \frac{R}{wL};$$

$$\alpha \doteq \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\beta \doteq w \sqrt{LC}$$

$$Z_0 \doteq \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 - j \frac{R}{2wL}\right)$$

(4) 漏洩코덕턴스가 적고 抵抗이 無視되는 傳送線을 使用했을 境遇.

$$\left(\frac{R}{wL}\right)^2 \ll \left(\frac{G}{wC}\right)^2 \ll 1;$$

$$\alpha = \frac{G \sqrt{LC}}{2C}$$

$$\beta = w \sqrt{LC}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + j \frac{G}{2wC}\right)$$

(5) 無歪條件을 滿足하는 傳送線을 使用했을 境遇

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C};$$

$$\alpha = R \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\beta = w \sqrt{LC}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

以上 5가지 境遇에서 多幸히 減衰定數  $\alpha$ 는 周波數에 無關하고 位相定數  $\beta$ 는 周波數에 正比例하므로 信號波를 無歪하게 傳送할 수 있는 條件을 滿足한다.

FM辨別器에 FM入力信號가 印加되었을 때 辨別器의 出力波形을 얻으려면 먼저 辨別器의 Unit Impulse 應答을 求하고 이것과 入力信號와의 Convolution 積分을 하던 된다. 辨別器의 Unit Impulse 應答은 各各 다음과 같다.

$$h_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(jw) \exp(jwt) df$$

$$= \frac{1}{2} \left[ (\delta(t) - e^{-2at} \delta(t - \frac{2l}{c})) \right] \quad (5)$$

$$h_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_2(jw) \exp(iwt) df$$

$$= \frac{1}{2} \left[ (\delta(t) + e^{-2at} \delta(t - \frac{2l}{c})) \right] \quad (6)$$

但  $c$  = 傳送線의 位相速度

따라서 FM 入力信號에 對한 辨別器의 出力波形은 (5) 式과 (6) 式으로 表示되는 Unit Impulse 應答과 入力信號와의 Convolution 積分으로 다음과 같이 表示된다. 即

$$e_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau - t) e_i(t) dt \quad (7)$$

$$e_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau - t) e_i(t) dt \quad (8)$$

(7) 式과 (8) 式을 計算하면 다음과 같다.

$$e_1(t) = \frac{E_c}{2} \left\{ \exp j(w_c t + m_f \sin pt) - e^{-2at} \exp j \left[ w_c \left( t - \frac{2l}{c} \right) + m_f \sin p \left( t - \frac{2l}{c} \right) \right] \right\} \quad (9)$$

$$e_2(t) = \frac{E_c}{2} \left\{ \exp j(w_c t + m_f \sin pt) + e^{-2at} \exp j \left[ w_c \left( t - \frac{2l}{c} \right) + m_f \sin p \left( t - \frac{2l}{c} \right) \right] \right\} \quad (10)$$

지금 辨別器의 動作點을 入力 FM 傳號의 中心周波數의 波長  $\lambda_c$ 에 對해서

$$l = k\lambda_c(2n+1)/8 \text{ (여기서 } n=0, 1, 2, \dots \text{이며)}$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \text{傳送線의 短縮率 이다} \text{로}$$

놓고 이 關係를 (9) 式과 (10) 式에 代入하면

$$e_1(t) = \frac{e_i(t)}{2} [1 \pm j e^{-2at} \exp(jm_f a)] \quad (11)$$

$$e_2(t) = \frac{e_i(t)}{2} [1 \mp j e^{-2at} \exp(jm_f a)] \quad (12)$$

但 上符號 :  $n=0, 2, 4, \dots$

下符號 :  $n=1, 3, 5, \dots$

$$a = \sin p \left( t - \frac{2l}{c} \right) - \sin pt$$

가 된다. 또  $e_1(t)$ 과  $e_2(t)$ 의 振幅은 다음 式과 같이 表示된다. 即

$$|e_1| = \frac{E_c \sqrt{1+e^{-4at}}}{2} \sqrt{1 \mp \frac{2e^{-2at}}{1+e^{-4at}} \sin m_f a} \quad (13)$$

$$|e_2| = \frac{E_c \sqrt{1+e^{-4at}}}{2} \sqrt{1 \pm \frac{2e^{-2at}}{1+e^{-4at}} \sin m_f a} \quad (14)$$

萬一에  $e_1(t)$ 와  $e_2(t)$ 가 直線檢波器에 印加된다면 辨別器의 出力波形은 다음 式으로 表示된다. 即

$$e_o(t) = \eta_1 (|e_1(t)| - |e_2(t)|)$$

$$= \mp \frac{E_c \eta_1 \sqrt{1+e^{-4at}}}{2} \left\{ A \sin m_f a + \frac{1 \cdot 3}{4 \cdot 6} A^3 \sin^3 m_f a + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} A^5 \sin^5 m_f a + \dots \right.$$

$$\left. + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} A^{m+1} \sin^{m+1} m_f a + \dots \right\} \quad (15)$$

但  $A \equiv \frac{2e^{-2at}}{1+e^{-4at}} < 1$

$m$  = 分母에 있는 因數의 個數

三角函數의 公式을 使用하여 (15) 式을 變形하면

$$e_o(t) = \pm \frac{\eta_1 E_c \sqrt{1+e^{-4at}}}{2} \left\{ \left[ 1 + \frac{1 \cdot 3}{4 \cdot 6} \cdot \frac{3}{4} A^2 + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \cdot \frac{10}{16} A^4 + \dots + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{C_{\frac{1}{2}(m+2)}}{2^m} A^m + \dots \right] A \sin m_f a - \left[ \frac{1 \cdot 3}{4 \cdot 6} \cdot \frac{1}{4} + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \cdot \frac{5}{10} A^2 + \dots + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{C_{\frac{1}{2}(m-2)}}{2^m} A^{m-2} + \dots \right] A^3 \sin 3m_f a + \left[ \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \cdot \frac{1}{16} + \dots + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{C_{\frac{1}{2}(m-4)}}{2^m} A^{m-4} + \dots \right] A^5 \sin 5m_f a - \dots + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots (2m+1)} \cdot \frac{(-1)^{\frac{N-1}{2}}}{2^m} A^N \sin Nm_f a \right\} \quad (16)$$

但  $N$  = 正의 奇數數

(16) 式을 Bessel 函數의 Jacobi 級數展開公式을 利用하여 表示하면 다음 式을 얻을 수 있다. 即

$$e_o(t) = \mp \eta_1 E_c \sqrt{1+e^{-4at}} \{ B_1 J_1(\Delta\phi) - B_2 J_1(3\Delta\phi) \}$$

$$\begin{aligned}
 &+ B_5 J_1(5\Delta\phi) - \dots + (-1)^{\frac{N-1}{2}} J_1(N\Delta\phi) \\
 &+ \dots \cos p(t-t_0) - [B_1 J_3(\Delta\phi) - B_3 J_3(3\Delta\phi) \\
 &+ B_5 J_3(5\Delta\phi) - \dots + (-1)^{\frac{N-1}{2}} J_3(N\Delta\phi) \\
 &+ \dots \cos 3p(t-t_0) + [B_1 J_5(\Delta\phi) - B_3 J_5(3\Delta\phi) \\
 &+ B_5 J_5(5\Delta\phi) - \dots + (-1)^{\frac{N-1}{2}} J_5(N\Delta\phi) \\
 &+ \dots \cos 5p(t-t_0) \\
 &\dots \dots \dots \\
 &+ (-1)^{\frac{N-1}{2}} [B_J N(\Delta\phi) - B_3 J_N(3\Delta\phi) \\
 &+ B_5 J_N(5\Delta\phi) - \dots + (-1)^{\frac{N-1}{2}} J_N(N\Delta\phi) \\
 &+ \dots \cos Np(t-t_0) + \dots] \quad (17)
 \end{aligned}$$

但  $B_1 = \left( 1 + \frac{1 \cdot 3}{4 \cdot 6} \cdot \frac{3}{4} A^2 + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \cdot \frac{15}{16} A^4 + \dots \right. \\ \left. + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{C_{\frac{1}{2}(m+2)}^{(m+1)}}{2^m} A^m + \dots \right) A$

$B_3 = \left( \frac{1 \cdot 3}{4 \cdot 6} \cdot \frac{1}{4} + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \cdot \frac{15}{16} A^2 + \dots \right. \\ \left. + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{C_{\frac{1}{2}(m+2)}^{(m+1)}}{2^m} A^{m-2} \right. \\ \left. + \dots \right) A^3$

$B_5 = \left( \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \cdot \frac{1}{16} + \dots \right. \\ \left. + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{C_{\frac{1}{2}(m+4)}^{(m+1)}}{2^m} \right. \\ \left. + \dots \right) A^5$

$B_N = \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \dots (2m-1)}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10 \dots 2(m+1)} \cdot \frac{1}{2^m} A^N$

$N = \text{正의 奇整数}$

$t_0 = \frac{l}{c}$

$$\Delta\phi = m_f \sin \left[ \frac{\pi}{4} (2n+1) \frac{p}{w_c} \right]$$

마찬가지로 自乘檢波器를 辨別器에 使用하면 出力波形은 다음과 같다. 即

$$\begin{aligned}
 e_0(t) &= \eta_2 (|e_1(t)|^2 - |e_2(t)|^2) \\
 &= \pm \eta_2 E_c^2 e^{-2\alpha t} \sin \left\{ 2m_f \sin \left[ \frac{\pi}{4} (2n+1) \frac{p}{w_c} \right] \right. \\
 &\quad \left. \cdot \cos p \left( t - \frac{l}{c} \right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \pm \eta_2 E_c^2 e^{-2\alpha t} [J_1(\Delta\phi) \cos p(t-t_0) \\
 &- J_3(\Delta\phi) \cos 3p(t-t_0) \\
 &+ J_5(\Delta\phi) \cos 5p(t-t_0) - \dots] \quad (18)
 \end{aligned}$$

但  $\Delta\phi = 2\Delta\phi, t_0 = \frac{l}{c}$

### 4. 數值的인 檢討

同軸高周波傳送線 RG-11/u는 3. (2)의 境遇에 該當되며 그 特性은 다음과 같다. 即

$$\begin{aligned}
 \alpha &= 0.008 \text{ neper/m (100MHz時)} \\
 k &= \text{短縮率} = 0.66 \\
 Z_0 &= 75\Omega
 \end{aligned}$$

지금 FM信號의 中心周波數  $f_c$ 가 100MHz인 境遇를 生覺하면  $l = \frac{\lambda}{8} k(2n+1)$ 에서  $n=0$ 로 取하면 傳送線의

길이  $l$ 는

$$\begin{aligned}
 l &= \frac{3}{8} \times 0.66 = 0.2475\text{m} \\
 \alpha l &= 0.008 \times 0.2475 = 0.00198 \\
 e^{-2\alpha l} &= e^{-0.004} \approx 1 \\
 e^{-4\alpha l} &= e^{-0.008} \approx 1
 \end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{2e^{-2\alpha l}}{1+e^{-4\alpha l}} \approx 1 \\
 \sqrt{1+e^{-4\alpha l}} &\approx \sqrt{2}
 \end{aligned}$$

그러므로 이 關係를 (18)式과 (14)式에 代入하면

$$|e_1| = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \left[ \cos \frac{m_f a}{2} \mp \sin \frac{m_f a}{2} \right] \quad (21)$$

$$|e_2| = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \left[ \cos \frac{m_f a}{2} \pm \sin \frac{m_f a}{2} \right] \quad (22)$$

이 되어 理想케이블을 使用했을 때와 같게 된다. 따라서 同軸케이블 RG-11/U를 이辨別器에 使用할 境遇에 出力波形的의 減衰는 無視되고 이 케이블의 短縮率로 因하여 辨別器에 使用되는 傳送線의 길이가 34% 減縮됨을 알 수 있다.

### 結 論

#### (I) 傳送線

FM辨別器에 使用한 傳送線의 分布定數는 3. (1)~(5)의 境遇에 減衰定數  $\alpha$ 는 周波數에 無關하고 傳播定數  $\beta$ 는 周波數에 正比例하면 FM辨別器가 良好하게 動作함을 알 수 있다. 可能한 限 傳送線型辨 FM辨別器의 感度를 害하지 않고 傳送線의 디넨손을 줄일려면 上記條件下에서 되도록 誘電率이 크고 損失이 적은 誘電體를 傳送線에 使用해야 한다.

#### (II) 다이오드 檢波

## (a) 直線檢波

(13)式과 (14)式에서  $A=1(\alpha=0)$ 이면  $|e_1(t)|$ 와  $|e_2(t)|$ 는 다음과 같이 된다. 卽

$$|e_1(t)| = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \left\{ \cos \frac{m_f a}{2} - \mp \sin \frac{m_f a}{2} \right\} \quad (19)$$

$$|e_2(t)| = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \left\{ \cos \frac{m_f a}{2} \pm \sin \frac{m_f a}{2} \right\} \quad (20)$$

가 됨으로 辨別器의 出力波形은 理想傳送線을 使用했을 境遇와 同一해 진다.

그러나  $A \ll 1$  ( $\alpha l > 1$ )이 되면 (13)式과 (14)式은

$$|e_1(t)| \approx \frac{E_c}{2} \sqrt{1+e^{-4\alpha l}} \left\{ 1 \mp \frac{A}{2} \sin m_f a \right\} \quad (23)$$

$$|e_2(t)| \approx \frac{E_c}{2} \sqrt{1+e^{-4\alpha l}} \left\{ 1 \pm \frac{A}{2} \sin m_f a \right\} \quad (24)$$

가 된다. 이 境遇에 (21), (22)式을 보면 알 수 있는 바와 같이 出力波形의 일그러짐의 量은 理想傳送線을 使用한 辨別器에서 自乘檢換의 境遇<sup>2)</sup>의 일그러짐의 量과 같음을 알 수 있다.

以上과 같이 檢討하여 볼 때 出力波形의 일그러짐의 量은 傳送線의 減衰定數  $\alpha$ 의 값에 따라 理想傳送線型

FM辨別器에서 直線檢波時에 生기는 일그러짐의 量과 自乘檢波時에 生기는 일그러짐의 量과의 사이에 있음을 알 수 있다.

## (b) 自乘檢波

(18)式의 出力波形은 係數  $e^{-2\alpha l}$ 를 除外하면 理想傳送線型 FM辨別器에서의 自乘檢波때의 出力波形과 同一하다. 따라서 이 境遇에 傳送線의 減衰定數  $\alpha$ 는 出力波形의 일그러짐에는 아무 影響을 주지 않음을 알 수 있다.

## 參考文獻

1. C.W.Lee, "Super Wide-Band FM Line Discriminator," Proc. IEEE (Correspondence), Vol. 51, pp. 1975~1976, Nov. 1963.
2. C.W. Lee, "An Analysis of a Super Wide-Band FM Line Discriminator," Proc. IEEE, Vol. 52, pp. 1034~1038, Sept. 1964.