

# AF 帶用 低遲延 FM 檢波器에 關한 研究

## (A Study on Low Delay FM Detector for AF Band)

金 炯 教\*, 李 忠 雄\*\*

(Kim, Hyeong kyo and Lee, Choong Woong)

### 要 約

本 論文에서는 J. Klapper 와 E. J. Kratt<sup>[1]</sup>에 의하여 제안된 低遲延 FM 檢波器的 一般의 歪曲解析을 Taylor<sup>[2]</sup>級數展開法에 의하여 行하였으며 또한 上記한 低遲延 FM 檢波器에서 使用한 RL C Notch 필터를 同 FM 檢波器的 IC 化를 考慮하여 Twin-Tee RC 能動필터로 代置하고 豫想되는 檢波信號의 遲延時間을 檢討하였다.

### Abstract

This paper presents the general distortion analysis of Klapper - Kratt FM detector by Taylor's series expansion, and also the time delay analysis of the twin-tee RC active notch filter of the Klapper - Kratt FM detector for the sub-miniaturization of the FM detector.

### 1. 序 論

一般의 FM 檢波에서는 FM 信號가 FM 檢波器를 通過하는데 所要되는 時間을 고려 할 必要가 없다. 그러나 大電力시스템의 보호장치에 이용되는 MODEM 장치에서는 보통 AF 帶用 FSK 方式이 채택되고 있으며 檢波過程에서 情報信號의 檢出에 遲延이 생기면 곤란한 경우가 많다. 즉 大電力시스템에서 어떤 部位에 고장이 일어났을때 그 部位를 알아 내어 조치를 취하는데 時間的인 遲延이 생긴다면 高價의 高電壓用시스템에 큰 損傷을 입히게 된다. 또한 遠隔制御用 시스템에서도 檢波時間이 問題되는 경우가 생기므로 最近에 와서 J. Klapper<sup>[1]</sup>와 E. J. Kratt<sup>[1]</sup>에 의하여 低遲延 FM 檢波器에 대한 研究가 시작되었다.

그러나 Klapper 등의 論文에서 시도한 FM 檢波器的 歪曲率計算은 入力으로서 狹帶域 FM 信號를 사용하여 行하여졌기 때문에 廣帶域 FM 信號에 대한 歪曲特性을 알 수 없으며 notch 필터에 의한 信號의 遲延時間도 解析하지 않았다. 따라서 本 論文에서는 Taylor 級數展開法에 의하여 低遲延 FM 檢波器的 一般의 歪曲特性을 計算하였다. 한편 Klapper-Kratt FM 檢波器에서 使用한 필터는 큰 인덕턴스가 필요하여 FM 檢波器的 超小形化에 부적합하므로 本 研究에서는 超小形化에 적합한 RC Twin-Tee notch 能動필터로 代置하고 이 필터에 의한 信號의 遲延時間을 解析檢討하였다.

### 2. 低遲延 FM 檢波器的 歪曲解析

Klapper - Kratt FM 檢波器<sup>[1]</sup>에서  $E_i = \sin \omega t$  일때 出力은  $E_o = 1 - \frac{1}{\omega^2}$  로 주위진다(FM信號의 中心周波數를 1로 正規化시킨 경우).  $E_o$ 를 1의 近處에서 Taylor 級數를 展開<sup>[2]</sup>하면

\* 準會員, \*\* 正會員, 서울大學校 工科大學 電子工學科 (Dept. of Electronics Engineering, Seoul National Univ.)  
接受日字: 1980年 5月 13日

$$E_o = 2(\omega - 1) - 3(\omega - 1)^2 + 4(\omega - 1)^3 - 5(\omega - 1)^4 + 6(\omega - 1)^5 \dots \dots \dots (1)$$

이 된다. 지금 角周波數의 最大偏移를  $\Delta\omega$ , 情報信號를  $\cos \omega_m t$  라면,  $\omega = 1 + \Delta\omega \cos \omega_m t$  즉  $\omega - 1 = \Delta\omega \cos \omega_m t$ 가 되는데, 이것을 (1) 式에 代入하면

$$E_o = 2\Delta\omega \cos \omega_m t - 3(\Delta\omega \cos \omega_m t)^2 + 4(\Delta\omega \cos \omega_m t)^3 - 5(\Delta\omega \cos \omega_m t)^4 + 6(\Delta\omega \cos \omega_m t)^5 \dots \dots \dots (2)$$

가 된다.

(2) 式을 다시 整理하면 다음과 같다.

$$E_o = (-1.5 \Delta\omega^2 - \frac{15}{8} \Delta\omega^4) + (2 \Delta\omega + 3 \Delta\omega^3 + \frac{45}{8} \Delta\omega^5) \cdot \cos \omega_m t + \frac{1}{2}(-3 \Delta\omega^2 - 5 \Delta\omega^4) \cdot \cos 2\omega_m t + \frac{1}{4}(\Delta\omega^3 + \frac{15}{2} \Delta\omega^5) \cdot \cos 3\omega_m t - \frac{5}{8} \Delta\omega^4 \cos 4\omega_m t + \frac{3}{8} \Delta\omega^5 \cos 5\omega_m t \dots \dots \dots (3)$$

(3) 式에서 第6項 이후의 項은 基本信號의 크기에 비하여 無視할 수 있으므로 檢波出力의 歪曲率 D는 (4) 式과 같이 주어진다. 즉

$$D = \frac{\sqrt{64(5\Delta\omega^2 + 3)^2 + 4\Delta\omega^2(16 + 30\Delta\omega^2)^2} + \frac{16}{\Delta\omega} + 24\Delta\omega + 30\Delta\omega^2}{\Delta\omega^4(100 + 36\Delta\omega^2)} \times 100\% \dots \dots \dots (4)$$

變調指數를  $\beta$  라면  $\Delta\omega/\omega_m = \beta$  이고 變調信號의 周波數와 搬送周波數의 비, 즉  $\omega_m/\omega_o = \rho$  라 두어서 (4) 式을  $\beta$  와  $\rho$  의 函數로 표시할 수 있다. 즉

$$D = \frac{\sqrt{64\{5(\beta\rho)^2 + 3\}^2 + 4(\beta\rho)^2\{16 + 30(\beta\rho)^2\}^2} + \frac{16}{\beta\rho} + 24\beta\rho + 30 + (\beta\rho)^3}{+(\beta\rho)^4\{100 + 36(\beta\rho)^2\}} \times 100\% \dots \dots \dots (5)$$

(5) 式에서  $\beta$  와  $\rho$  를 變化시켜서 歪曲率D를 구하면 表1 과 같이 된다. 表1 에서 보면  $\rho < 0.01$  정도가 되

며 이 檢波器는 廣帶域用으로 充分히 사용할 수 있을 을 알 수 있다.

표 1. 低遲延 FM 檢波器의  $\beta, \rho$  및 歪曲率과의 關係

Table 1. Relationships among  $\beta, \rho$  and percentage distortion of low delay FM detector.

$\rho (= \frac{\omega_m}{\omega_o})$ 변조지수 $\beta$	0.1	0.05	0.01	0.005	0.001
0.6	4.517	2.252	0.450	0.225	0.045
1	7.576	3.670	0.750	0.375	0.075
2	15.526	7.576	1.501	0.750	0.150
3	23.904	11.491	2.252	1.125	0.225
4	32.374	15.526	3.005	1.501	0.300
5	40.405	19.675	3.760	1.876	0.375

3. Notch 필터의 信號通過時間 解析

Klapper - Kratt FM 檢波器에서는 FM搬送波의 第2高調波成分을 除去하기 爲하여 RLC notch 필터를 使用하였다. 이 notch 필터는 값이 큰 인덕터를 使用하므로 IC化할 경우에 困難한 點이 생긴다. 따라서 本論文에서는 그림1 과 같이 인덕터를 使用하지 않고 OP amp 와 RC로 構成되는 twin-tee 能動 notch 필터 [3] 를 만들어 使用하였으며 이 경우에 能動 notch 필터에 依한 信號의 遲延時間을 檢討해 보기로 한다. 그림1 에서 能動 notch 필터의 傳達函數  $H(j\omega)$  는 다음과 같이 表示된다.(부록 참조) 즉

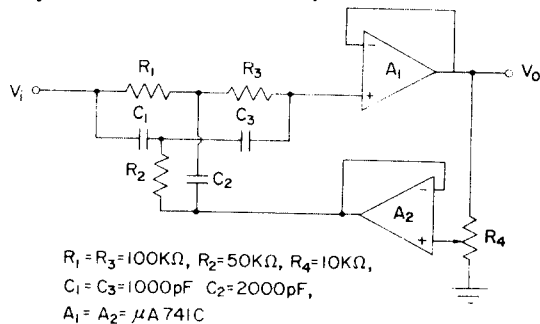


그림 1. Twin-tee RC 能動 Notch 필터  
Fig. 1. Twin-tee RC active notch filter.

$$H(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 + 10^4(j\omega)^2 + 10^8(j\omega) + 10^{12}}{(j\omega)^3 + 5 \times 10^4(j\omega)^2 + 5 \times 10^8(j\omega) + 10^{12}} = |H(j\omega)| \exp j\theta \dots \dots \dots (6)$$

$$|H(j\omega)| = \frac{\sqrt{(10^{12} - 10^4 \omega^2)^2 + (10^8 - \omega^2)^2 \omega^2}}{\sqrt{(10^{12} - 5 \times 10^4 \omega^2)^2 + (5 \times 10^8 - \omega^2)^2 \omega^2}}$$

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{4 \times 10^4 \omega^5 - 4 \times 10^{20} \omega}{\omega^6 - 10^8 \omega^4 - 10^6 \omega^2 + 10^{24}} \dots\dots\dots (8)$$

여기서  $R_1 = R_3 = \frac{2}{3} R_2$ ,  $C_1 = C_3 = \frac{C_2}{2}$  로 놓으면 위의 (6) 式은

$$H(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 + 10^4(j\omega) + 10^8}{(j\omega)^2 + 5 \times 10^4(j\omega) + 10^8} \text{ 가 된다.}$$

이 能動 Notch 필터의 遮斷周波數  $f_0$  는 FM 信號의 搬送波周波數가 800 Hz 이므로 1600 Hz 가 된다. 지금 이 能動 Notch 필터에 70 Hz 의 信號가 通過할 때 豫想되는 遲延時間을 求할려면 (8) 式을  $\omega$  에 關하여 微分한 다음  $\omega = 2\pi \times 70$  을 代入하면 된다. 따라서 遲延時間  $t_d$  는

$$t_d = \frac{d\theta}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left\{ \tan^{-1} \frac{4 \times 10^4 \omega^5 - 4 \times 10^{20} \omega}{\omega^6 - 10^8 \omega^4 - 10^6 \omega^2 + 10^{24}} \right\}$$

$$\approx \frac{d}{d\omega} \left( \frac{-4 \times 10^{20} \omega}{10^{24}} \right) = -0.4 \text{ ms}$$

가 된다. 이 0.4 ms 의 時間은 電力用 리레이의 作動

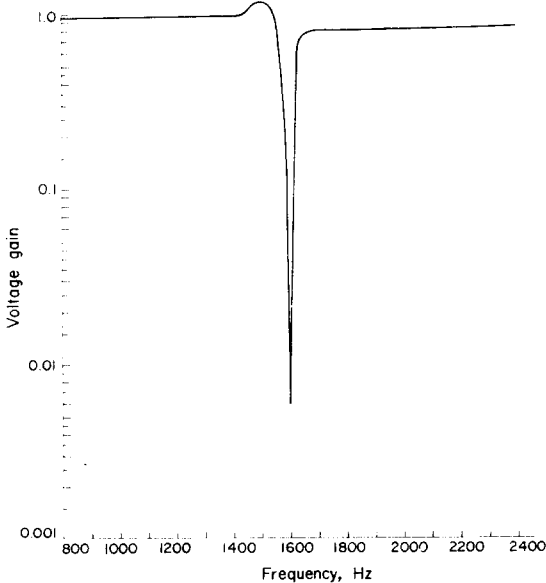


그림 2. Twin-tee RC 能動 Notch 필터의 周波數特性  
Fig. 2. Frequency characteristic curve of the twin-tee RC active notch filter .

時間數 10ms 에 比하여 아주 짧으므로 實用上 아무 支障이 없다.

이 Notch 필터의 周波數特性을 測定한 結果는 그림 2 와 같으며 Q는 약 20 정도가 된다. 이 경우에  $R_4$  의 값을 最大로 하여 10K  $\Omega$  로 하였다.

#### 4. 結 論

Taylor 級數展開法에 의하여 Klapper - Kratt FM 檢波器的 歪曲特性을 檢討한 結果 變調信號의 周波數와 搬送波周波數와의 比가 0.01 보다 작으면 廣帶域用으로 充分히 使用할 수 있음을 알았다. 또한 本 論文에서 使用한 Twin-Tee RC 能動 Notch 필터의 豫想遲延時間은 약 0.4 ms 로서 電力用 리레이의 作動時間보다 훨씬 짧으며 檢波器的 超小化에 適合함을 알았다.

#### 부 록 [3]

그림 1 에서 傳達函數  $H(j\omega)$  는

$$H(j\omega) = \frac{S^3 + AS^2 + BS + C}{S^3 + DS^2 + ES + C} \dots\dots\dots (A-1)$$

$$\text{但 } A = \frac{R_2(R_1 + R_3)C_1C_3}{\Delta}$$

$$B = \frac{R_2(C_1 + C_3)}{\Delta}, \quad C = \frac{1}{\Delta}$$

$$D = \frac{R_2(R_1 + R_3)C_1C_3 + R_1R_3C_2C_3}{\Delta} \dots\dots\dots (A-2)$$

$$+ R_1R_2C_2(C_1 + C_3)$$

$$E = \frac{R_2(C_1 + C_3) + R_1C_2 + (R_1 + R_3)C_3}{\Delta}$$

$$\Delta = R_1R_2R_3C_1C_2C_3$$

또 遮斷周波數  $f_0$  는

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_3}{C_1C_2C_3R_1R_3}} \dots\dots\dots (A-3)$$

지금  $R_1 = R_3 = 100 \text{ K}\Omega$ ,  $R_2 = 50 \text{ K}\Omega$  } 로 놓으면  
 $C_1 = C_3 = 1000 \text{ PF}$ ,  $C_2 = 2000 \text{ PF}$  }

遮斷周波數  $f_0$  는

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2000 \times 10^{-12}}{2 \times 10^9 \times 10^{-36} \times 10^4 \times 10^6}} \sim 1600 \text{ Hz}$$

가 된다.

$$\Delta = 5 \times 10^5 \times 10^9 \times 2 \times 10^9 \times 10^{-36} = 10^{-12}$$

$$A = \frac{50 \times 10^3 \times 200 \times 10^3 \times 10^6 \times 10^{-24}}{10^{-12}} = 10^4$$

$$B = \frac{50 \times 10^3 \times 2000 \times 10^{-12}}{10^{-12}} = 10^8$$

$$C = \frac{1}{10^{-12}} = 10^{12}$$

$$D = \frac{50 \times 10^3 \times 200 \times 10^3 \times 10^6 \times 10^{-24} + 10^4 \times 10^6 \times 2 \times 10^6 \times 10^{-24} + 5 \times 10^3 \times 10^6 \times 4 \times 10^6 \times 10^{-24}}{10^{-12}} = 50,000$$

$$E = \frac{50 \times 10^3 \times 2000 \times 10^{-12} + 10^5 \times 2000 \times 10^{-12} + 200 \times 10^3 \times 10^3 \times 10^{-12}}{10^{-12}} = 5 \times 10^8$$

A, B, C, D, E의 값을 (A-1)식에 代入하여 計算하면 (6), (7), (8)式을 얻는다. 그림 1의 回路에서  $R_4$ 는 最大로 놓아  $10\text{K}\Omega$ 로 하였다.

### 參 考 文 獻

1. J. Klapper & E. J. Kratt III, "A New Family of Low Delay FM Detectors" IEEE. Trans. Communication, Vol.-COM- 27, Feb. 1979.
2. C. W. Lee, "A Novel Analysis of FM Discriminators by Taylor's Expansion" IEEE. Trans BTR Vol.-BTR- 15, Feb. 1969.
3. D. Stout & M. Kaufman, Ed. Handbook of Operational Amplifier : Circuit Design : McGraw Hill, 1976. pp. 13-1~7.

