

〈論 文〉

스위칭 모우드變調器의 特性에 關한 研究

A Study of Characteristics in Switching-mode Modulator

李 潤 鉉\*

Lee, Yun Hyun

目

次

1. 序 論	3. 增幅回路的 構成 및 檢討
2. 스위칭 모우드의 理論的 考察	4. 變調器回路構成과 實驗
(1) 遮斷領域과 飽和領域	5. 結 論
(2) 스위칭 모우드增幅器의 效率	參考文獻
(3) 펄스變調波	
(4) 일그러짐과 雜音特性	

要 約

低周波增幅을 C級以上の 效率로 實現할 수 있는 스위칭 모우드增幅器의 性能을 解析하였고 變調器로 使用하기 위한 回路構成과 얻어지는 特性改善에 關하여 考察하였다.

그 結果 變調度 97[%]까지의 直線性, 7,200 [Hz]까지의 平坦한 周波數特性을 確認할 수 있었다.

= Abstract =

An analysis has been made about the performance of the switching-mode amplifier which can improve its efficiency higher than class C in audio amplification, and the improvement of characteristics and constitution in using it for modulator circuits was considered.

As a result, the linearity of modulation up to 97% and the frequency response keeping flat up to 7,200Hz have been observed.

1. 序 論

低周波增幅器는 一般的으로 周波數應答特性, 效率, 非直線歪曲, 雜音等이 問題가 된다.

從來의 增幅器는 低周波에서 高能率 動作이 어렵고 아날로그信號의 直接 增幅으로 能動素子의 非直線歪曲, 雜音, 周波數特性이 나빠질 우려가 많은 단

점이 있다. 따라서 能動素子를 스위칭動作시켜 ON, OFF動作만을 시킴으로써 非直線歪曲을 배제시킬 수 있고 能動素子의 電力損失이 극히 적게 될 것이며 펄스波의 取扱으로 周波數特性도 改善될 것이다.

또 現用 中短波送信機는 變調部를 B級무시플로 使用하므로 效率이 낮고 大型의 變調用 變成器를 必要로 하나 스위칭 모우드 (switching-mode) 방식을 導入하여 變調器에 利用함으로써 從來의 方式보다 훨씬

\* 서울北工高教師

優秀한 것으로 밝혀졌다<sup>(7)(8)</sup>

本研究는 半導體素子를 利用한 스위칭 모우드增幅器의 理論的인 考察 및 設計와 周波數帶域, 雜音特性, 效率等의 改善方案을 調査하고 이 方式의 增幅回路를 變調器로 使用하였을 때 他方式에 比하여 有利한 점 및 問題點等을 實驗檢討하고자 한다.

## 2. 스위칭 모우드의 理論的 考察

### (1) 遮斷領域과 飽和領域

스위칭 모우드增幅器에서 트랜지스터를 OFF시킬 때 콜렉터電流( $I_c$ )는 0, 콜렉터電壓( $V_c$ )은 電源電壓( $V_{cc}$ )이 되고 ON動作時  $V_c=0$ ,  $I_c = V_{cc}/Z_L$  ( $Z_L$ 은 負荷임피던스)이 되어 電壓이 0일 때에만 電流를 흘리도록 한다면 能動裝置의 電力損失은 거의 없게 되어 效率는 100%가까이 될 것이므로 理想的인 될 것이나 實際로는 트랜지스터의 遮斷領域과 飽和領域의 問題가 따른다.

트랜지스터의 動作領域에서 에미터 및 콜렉터의 接合電流  $I_E$ ,  $I_C$ 는 Ebers-Moll의 式에 의하여<sup>(2)</sup>

$$I_E = -\alpha_I I_C + I_{EO}(1 - \epsilon^{V_c/\eta V_T})$$

$$= \frac{\alpha_I I_{CO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (\epsilon^{V_c/\eta V_T} - 1) - \frac{I_{EO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (\epsilon^{V_c/\eta V_T} - 1)$$

.....(1)

$$I_C = -\alpha_N I_E + I_{CO}(1 - \epsilon^{V_c/\eta V_T})$$

$$= \frac{\alpha_N I_{EO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (\epsilon^{V_c/\eta V_T} - 1) - \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (\epsilon^{V_c/\eta V_T} - 1)$$

.....(2)

또  $\alpha_I I_{CO} = \alpha_N I_{EO}$  .....(3)

여기서

- $\alpha_N, \alpha_I$ : 베이스接地 順, 逆電流利得
- $V_T$ : 溫度에 의한 電子볼트值 ( $V_T = \frac{kT}{e}$ )
- $I_{EO}$ : 에미터接合 逆飽和電流
- $V_E$ : 에미터接合 順電壓降下
- $\eta$ : Ge=1, Si≈2

다음에 에미터 및 콜렉터接合電壓  $V_E$ ,  $V_C$ 는

$$V_E = \eta V_T \ln \left( 1 - \frac{I_E + \alpha_I I_C}{I_{EO}} \right) \dots\dots\dots (4)$$

$$V_C = \eta V_T \ln \left( 1 - \frac{I_C + \alpha_N I_E}{I_{CO}} \right) \dots\dots\dots (5)$$

飽和領域에서 E-C間電壓  $V_{CEsat}$ 는

$$V_{CEsat} = V_C - V_E \dots\dots\dots (6)$$

遮斷領域에서는  $I_E=0$ ,  $I_C=I_{CO}$ 이므로 ③, ④로부터

$$V_E = \eta V_T \ln \left( 1 - \frac{\alpha_I I_{CO}}{I_{EO}} \right) = \eta V_T \ln (1 - \alpha_N) \dots\dots\dots (7)$$

이 때  $V_E$ ,  $V_C \gg \eta V_T$ 이고 (-)이면

$$I_C = -\alpha_N I_E + I_{CO} = \frac{I_{CO}(1 - \alpha_I)}{1 - \alpha_N \alpha_I} \dots\dots\dots (8)$$

### (2) 스위칭 모우드增幅器의 效率

스위칭 모우드增幅器는 入力信號펄스에 의해서만 ON, OFF動作을 시킨다. 보통 高레벨에서는 2개의 트랜지스터를 각 스위치로 하여 그림 1과 같이 1개의 스위치가 ON하는 동안 다른 스위치는 OFF狀態로 半周期씩 번갈아 動作시킴으로써 理想的인 스위칭 모우드일 경우 트랜지스터에 의한 電力消耗는 없게 될 것이다.

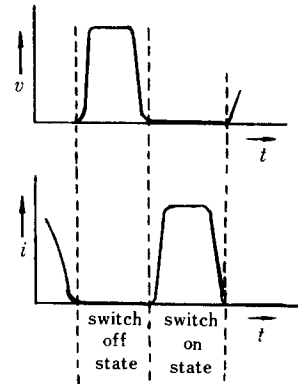


그림 1 理想的인 動作狀態

그러나 트랜지스터가 ON動作時  $V_C$ 는 飽和電壓,  $I_C$ 는 全電流가 되고 OFF일 때에는  $V_C$ 는 全電壓,  $I_C$ 는 거의 0에 접근하나  $I_C \neq 0$ 이 된다.

또 트랜지스터의 스위칭 타임이 무시될 수 없게 되어 能動裝置에서 損失의 原因이 되고 負荷(路網)의 傳達損失等에 의해서도 效率의 低下原因이 된다.

#### ① $I_{CO}$ 에 의한 損失電力

트랜지스터가 OFF狀態일 때  $I_C = I_{CO}$ 의 電流가 흘러 能動素子 (active device)는 無限大가 되지 않으므로 생기는 損失電力  $P_{D0}$ 는

$$P_{D0} \approx I_{CO} \cdot V_{CC} \dots\dots\dots (9)$$

#### ② 飽和電壓에 의한 損失電力

트랜지스터가 ON되었을 때 1個는 飽和電壓  $V_{CEsat}$ 에 의해 直流電流  $I_d$ 가 흘러 이 때문에 생기는 損失電力  $P_{DS}$ 는

$$P_{DS} = V_{CEsat} \cdot I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{CEsat} |i_d \theta| \dots (10)$$

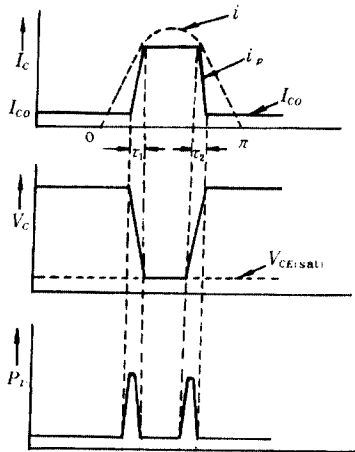


그림 2 損失電力波形

③ 變換時間에 의한 損失電力

適當한 出力回路設計와 스위칭 트랜지스터를 잘 택하였다 해도 高周波에 대한 턴온(turn-on), 턴오프(turn-off)의 變換時間(transition time)은 AC 周期の 相當部分을 차지하여 電力消耗가 된다. 스위칭 動作의 兩側 變換期間이 같다( $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ )고 하면 이때 消費電力  $P_{DR}$ 은

$$P_{DR} = \frac{|i_p(\theta)|}{\pi} \int_0^\tau \left(1 - \frac{\theta}{\tau}\right) \left(\frac{\theta}{\tau}\right) d\theta \dots\dots\dots (11)$$

이 때 얻어지는 交流出力電力을  $P_o$ 라고 하면 能動裝置만의 電力效率  $\eta$ 는

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 = \frac{P_o}{P_o + P_{Do} + P_{Ds} + P_{DR}} \times 100 [\%] \dots\dots\dots (12)$$

電力損失은 能動裝置以外에도 負荷回路網에서 생기며 이의 損失抵抗을  $r_L$ , 負荷를  $R_L$ 이라고 하면 綜合效率  $\eta_\tau$ 는 다음과 같다.

$$\eta_\tau = \eta \times \frac{R_L}{r_L + R_L} [\%] \dots\dots\dots (13)$$

(3) 펄스變調波

스위칭 모우드增幅器는 入力信號로서 펄스波를 가하게 되어야 할 것이며 이 펄스波가 增幅하고자 하는 아날로그信號에 따라 變調된 波形일 때 出力側에서 原信號를 再現할 수 있어야 할 것이다.

여기서는 PDM波를 만들어 使用하는 方法을 택하였고 샘플링周波數는 變調信號의 最高周波數  $f_m$ 에 의해서 정해지게 될 것이므로 샘플링 펄스列의 振幅은  $V_{cc}$ 이며 샘플링 타임을  $T_c$ , 펄스幅을  $\Delta t$ 라고 하

면 샘플링 펄스列  $s(t)$ 는<sup>(10)</sup>

$$S(t) = \frac{V_{cc}\Delta t}{T_c} + \frac{2V_{cc}\Delta t}{T_c} \left( \cos 2\pi \frac{t}{T_c} + \cos 2 \times 2\pi \frac{t}{T_c} + \dots\dots\dots \right) \dots\dots\dots (14)$$

샘플링周波數  $f_c = 1/T_c$ 이며,  $f_c = 2f_m$  즉  $T_c = 1/2f_m$ 로 할 경우 變調信號波  $v_s = V_s \sin \omega_s t$ 로 變調시키면  $S(t) \cdot v_s(t)$ 의 出力은

$$s(t) \cdot v_s(t) = \frac{V_{cc}\Delta t}{T_c} v_s(t) + \frac{V_{cc}\Delta t}{T_c} [2v_s(t) \cdot \cos 2\pi (2f_m)t + 2v_s(t) \cdot \cos 2\pi (4f_m)t + \dots\dots\dots] \dots\dots\dots (15)$$

이 式에서 첫 項은 變調信號波  $v_s(t)$ 이고 둘째 項은  $v_s(t)$ 와  $2f_m$ 의 곱으로 搬送波가 抑制된 兩側帶波(DSB-SC)이며 다음 項도 같다. 따라서 遮斷周波數  $f_m$ 인 LPF를 통하여 信號波를 再現할 수 있게 된다.

帶域幅이  $(f_m - f_L)$ 이고  $f_L \neq 0$ 일 때는 샘플링周波數를  $2(f_m - f_L)$ 로 하여 帶域濾波器를 使用해도 역시 變調信號波를 얻을 수 있게 된다.

(4) 일그러짐과 雜音特性

스위칭되는 펄스의 ON과 OFF時間이 같고 角速度가  $\omega$ , 振幅이  $V_{cc}$ 이면 샘플 펄스列은 푸리에(Fourier)級數로 展開하면

$$v_i(t) = \frac{V_{cc}}{2} + \frac{2V_{cc}}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots\dots\dots \right) \dots\dots\dots (16)$$

로 되어 偶數高調波成分이 없다.

따라서 트랜지스터를 스위칭動作시켜 飽和領域과 遮斷領域만을 利用함으로써 非直線性일그러짐을 전혀 받지 않게 되고 펄스動作에 의해 基本波와 奇數高調波만이 含有되므로 出力과 負荷사이의 LPF에 의해 第3高調波를 除去하면 일그러짐을 극히 적게 할 수 있다. 周波數일그러짐도 펄스列을 가하여 콜렉터電壓이나 電流가 矩形波를 再現하게 되므로 廣帶域性을 갖는다. 따라서 廣帶域增幅器의 LPF遮斷周波數는 第3奇數高調波의 바로 아래에 둔다.

또 雜音은 주로 스위칭變換時에 發生하는 高調波成分이며 LPF에 의해 除去시킬 수 있으므로 雜音이 적게 된다.

스위칭 모우드增幅器를 變調器로 使用할 때는 펄스周波數의 첫번 高調波가 變調信號의 帶域內에 생기지 않도록 펄스周波數의 選擇이 必要하며 變調器靜特性의 非直線性도 影響을 받을 수 있다.

### 3. 增幅回路의 構成 및 檢討

그림 3은 스위칭 모우드 增幅器의 系統圖를 나타낸 것이며 入力側에 PDM波나 펄스列을 加하여 트랜지스터를 스위칭動作시키면 低域濾波器에 의하여 信號를 꺼낼 수 있게 될 것이다.

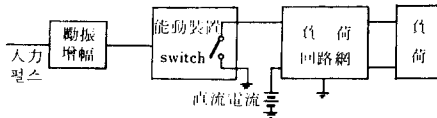


그림 3 스위칭 모우드 增幅器의 系統圖

그림 4는 低周波增幅을 行하기 위한 回路構成으로서 兩트랜지스터의 베이스에 가할 PDM波는 60kHz의 矩形波出力을 積分器에 넣어 톱니波로 만든 후 變調用 低周波信號를 겹쳐서 슈미트 트리거 드레시호울드 (schmitt trigger threshold) 增幅器에 가하여 얻어내는 方法과 그림 5와 같이 正弦波 60kHz發振出力을 클리퍼 (clipper)로 矩形波를 만들어 ramp化시킨다. 여기에 信號波를 겹쳐 比較器에 의해서 PDM波를 얻어내는 回路를 따로 構成하여 그림 6(a)가 얻어지는 結果를 實驗하였다.

最大샘플링 펄스周波數와 出力最高信號周波數는 트랜지스터의 上昇時間과 增幅器의 許容歪에 의해서 정해질 것이다. 또 PDM波는 스위칭周波數成分과 그의 高調波에 의한 非直線變調로 無限의 스푸리어스를 發生하므로 스위칭周波數는 增幅하고자 하는 低周波信號의 最高周波數의 적어도 5倍以上이 되어야 한다.

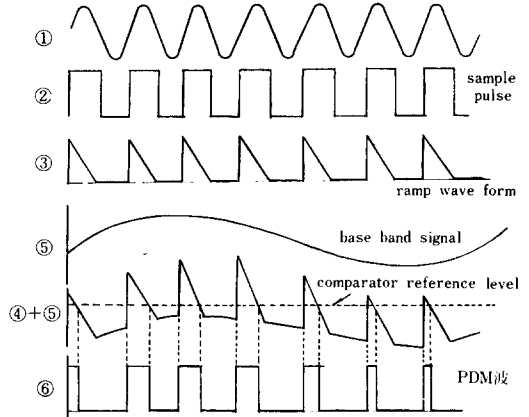
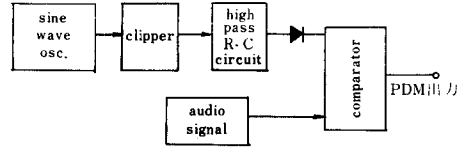


그림 5 PDM波의 發生

여기서는 特히 廣帶域特性을 考察하고자 入力最高信號周波數를 12,000Hz로 잡고 샘플링 펄스周波數를 60kHz로 하였다. 또 負荷回路網의 低域濾波器의 遮斷周波數도 12,000Hz로 素子값을 정하여 回路를 構成시켰다.

本回路方式으로 直流電源 25[V]에서 交流出力 12 W, 效率 90%를 確認할 수 있었으며 좀 더 빠른 스위칭 타임用 트랜지스터使用으로 設定한 대로의 周波數特性과 높은 效率이 얻어지리라 믿어진다.

### 4. 變調器回路構成과 實驗

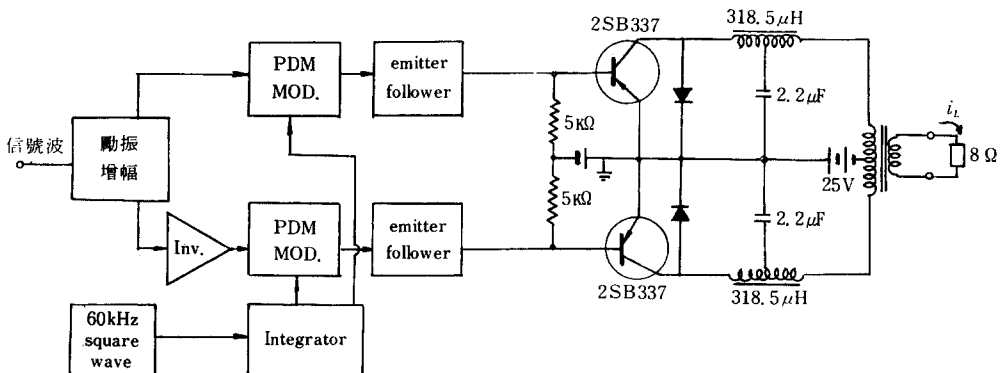
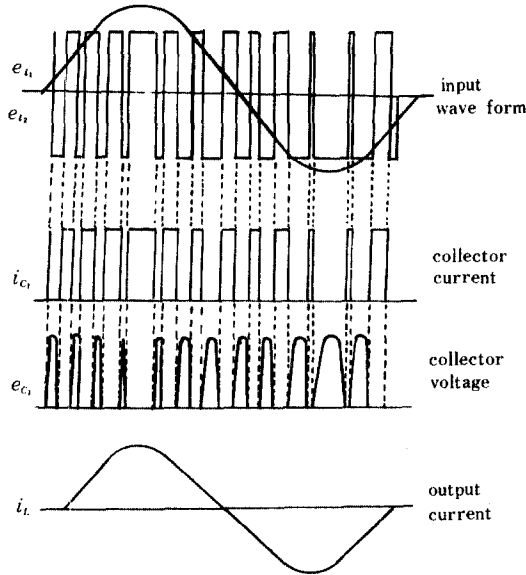
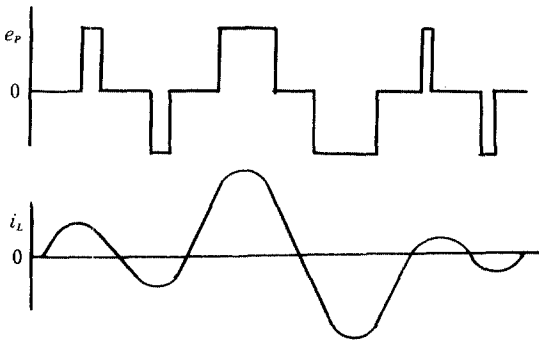


그림 4 低周波 스위칭 모우드 增幅器



(a) 스위칭 모드 증폭기의波形



(b) 被變調波形

그림 6

스위칭 모드 증폭기를 고주파用に 사용하여 振幅變調를 行하였다. 電壓스위칭회로의 負荷回路網에

LC直列同調回路를 附加시켜 入力側에 RF 바이포울러PDM波를 加해서 各트랜지스터가 半周期씩 交代로 動作토록 하였다.

이 때 入力PDM波의 펄스周波數는 搬送周波數로 하고 그 幅이 變調信號波에 比例할 때 LC共振周波數를 入力PDM波에 共振시켜 高周波出力이 펄스幅에 따라 變化하도록 한다. LC同調회로의 Q는 兩側 帶波까지 通過하도록 한다.

그림 6(b)는 PDM出力電壓波形  $e_p$ 가 同調回路를 通過하였을 때 負荷에는  $i_L$ 의 波形을 얻게 된다.

入力信號波에 의해 變調를 行하기 위한 實驗회로를 그림 7과 같이 構成하였다.

회路에서는 入力側에 一定幅의 單一周波數펄스를 가하고 變調信號波를 直流電源에 接쳐서 콜렉터電壓을 變化시켜 振幅變調波를 얻는 方法<sup>(6)</sup>도 並行하여 構成시켰다.

펄스 即 搬送周波數는 트랜지스터의 스위칭 타임을 考慮하여 500kHz로 하였고 通過帶域은  $\pm 15\text{kHz}$ 로 하였다. 負荷回路에서  $C_1, C_2$ 는 임피던스整合用이며 C를 調整하여 共振시켰는데 L과 더불어 帶域濾波기로 動作된다.

그림 8은 그림 7의 各部波形을 나타낸 것이다. 따라서  $Q_1, Q_2$ 에 가해진 바이포울러 PDM波가 搬送周波數로 交代動作하여 負荷側 帶域濾波器에 의해 AM波가 구해진다. 이 變調回路構成에서 變調直線性 및 周波數應答特性을 그림 9 및 그림 10과 같이 얻었다.

變調直線性에서 現想的인 特性이라고는 할 수 없으나 트랜지스터選擇과 負荷回路網의 同調에 의한 帶域特性을 改善시키면 매우 優秀한 結果가 얻어질 수 있으리라 믿어진다. 現在의 狀態에서도 實用性은 충분히 있는 것 같다.

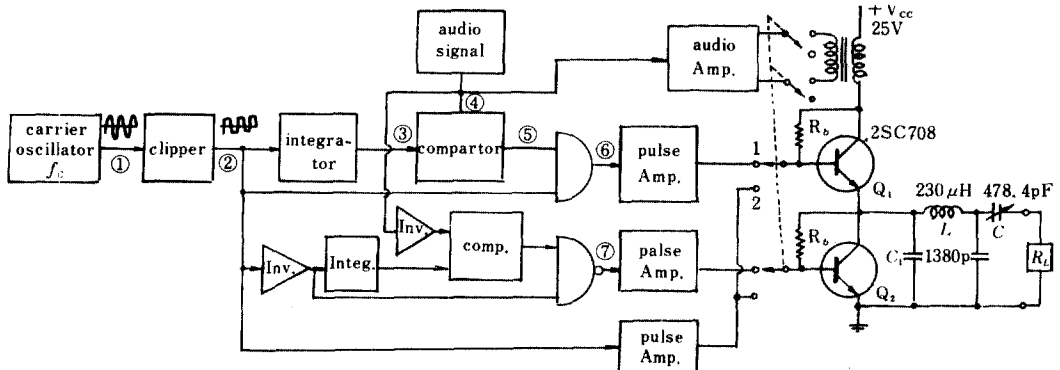


그림 7 스위칭 모드 변調 회로

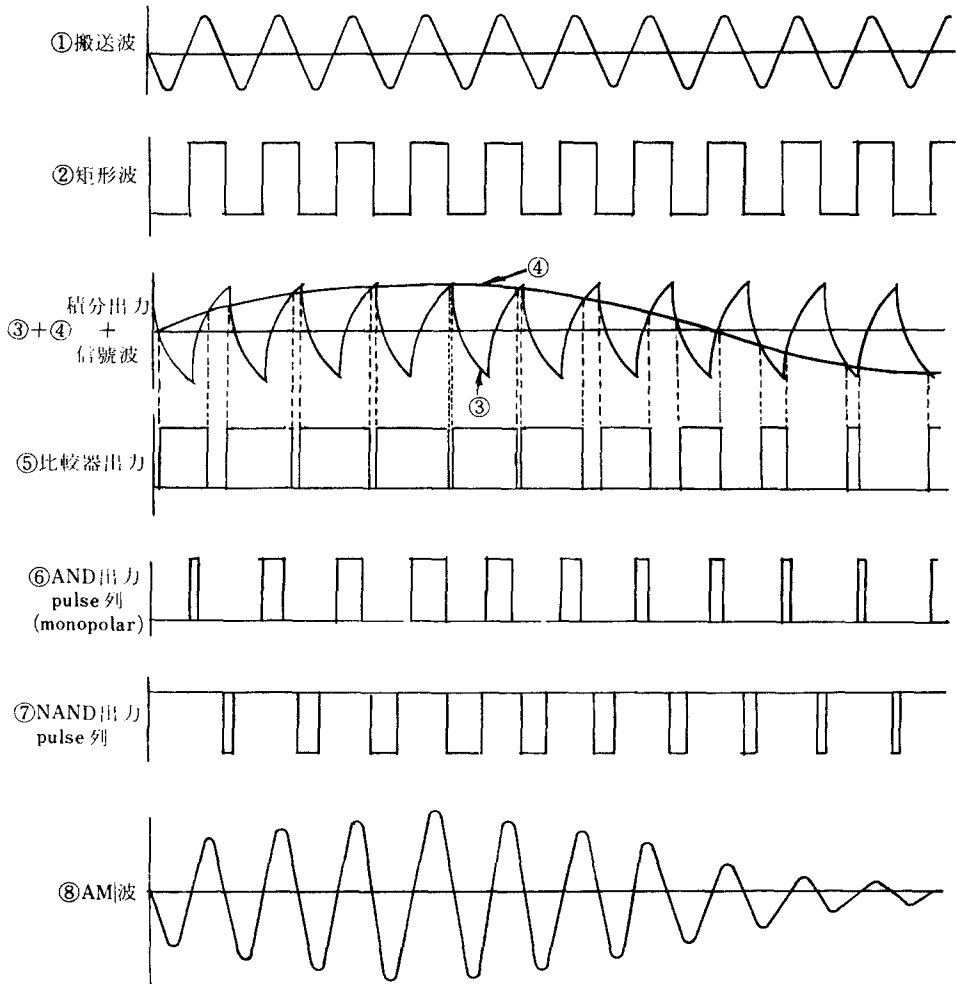


그림 8 AM變調의 波形

變調周波數特性은 2000Hz까지 거의 一定하고 -3 dB가 7,200Hz에서 이루어졌다. 따라서 스위칭 타임이 극히 적은 트랜지스터의 選定으로 特性은 더욱 改善될 것이다.

### 5. 結 論

트랜지스터 스위칭 모우드로 低周波增幅을 廣帶域增幅이 되도록 하는 方式과 高周波增幅에 利用하여 振幅變調器로 使用하였을 때 얻어지는 特性에 대하여 考察하였다.

廣帶域 低周波增幅器에서 入力波로 가해야 할 PDM波를 얻는데 있어서 混變調歪을 減少시키기 위하여 信號의 最高周波數에 비해 훨씬 높은 5倍인 安定

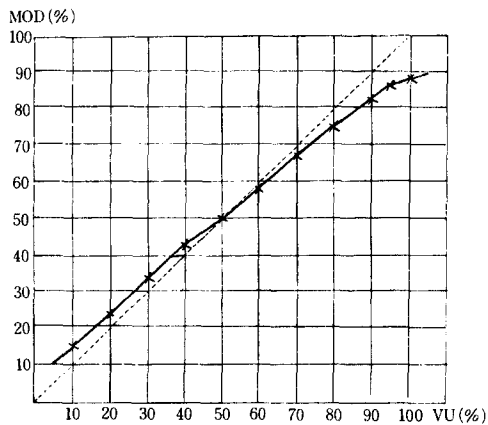


그림 9 變調直線性特性

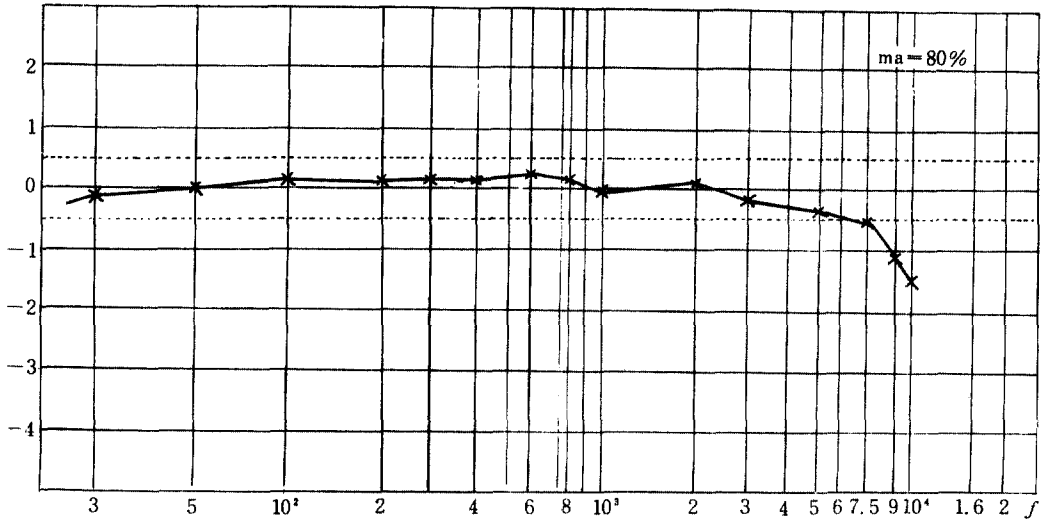


그림10 변調出力周波數特性

화된 60kHz의 샘플링 펄스周波數를 사용하여 12,000 Hz까지의 廣帶域增幅이 되도록 設計하였다. PDM波는 인테그레이터(integrator)에 의한 方法과 콤파레이터에 의해서 얻는 回路를 構成하여 實驗하였다.

그 結果 效率 90%를 얻어 C級에 이르렀으며 -3 dB되는 周波數特性은 前者가 5400Hz, 後者は 7600 Hz까지를 實現할 수 있었으나 12,000Hz까지는 미치지 못했다. 效率와 特性面에서 滿足한 結果가 못된 것은 高速스위칭 트랜지스터가 아니므로 해서 廣帶域信號 最高周波數에 따른 샘플링 펄스周波數가 높아짐에 따라 스위칭비에 의한 變換損失이 그만큼 增加된 점 그리고 負荷回路網의 周波數特性 및 傳達損失이 많았던 것으로 여겨진다. 따라서  $f_T$ 가 높고 스위칭 타임이 빠르며 雜音指數가 적은 高出力트랜지스터의 選定과 負荷回路網의 傳達特性을 改善하고 出力 變成器를 除去하는 등의 設計條件으로 한다면

大出力增幅器로서의 充分한 實用化가 될 것으로 믿어진다.

또 스위칭 모드增幅器의 利點을 利用하여 振幅變調器로 動作시키는 回路를 構成하여 實驗하였다. 振幅變調器에 必要한 高周波(搬送波) PDM펄스는 使用한 트랜지스터의 스위칭 타임을 考慮하여 比較的 낮은 500kHz를 使用하여 信號波에 따라 PDM波가 되도록 함으로써 電力變調器의 動作을 檢討하는 것으로 하였다.

그 結果 變調直線성이 97%, 變調周波數特性이 7,200Hz까지 平坦함을 確認할 수 있었다. 펄스周波數가 높을 때 펄스幅의 識別이 어려웠다.

變調器로서는 스위칭 타임等 增幅器의 設計條件과 大容量일 것, 大電流의 ON, OFF에 따르는 動作安定과 firing影響등의 對策으로 利用이 크게 기대된다고 할 수 있다.

参 考 文 献

- (1) Sokal N. O. and Sokal A. D., Class E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers, IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, No. 3, pp. 168-176, June 1975
- (2) Millman J. and Tauf H., Pulse Digital and Switching Waveforms, McGraw-Hill, 1965
- (3) Page D. F., Hindson W. D. and Chudobiak W. J., On Solid-State Class-D Systems, Proc. IEEE(Corresp.), Vol. 53, pp. 423-424, Apr. 1965
- (4) B. E. Rose, Notes on Class-D Transistor Amplifiers, IEEE J. of Solid-State Circuits(Corresp.), Vol. SC-4, pp. 178-179, June 1969

- (5) Chudobiak W. J. and Page D. F., Frequency and Power Limitations of Class-D Transistor Amplifiers, IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. SC-4, pp. 25-37, Feb. 1969
- (6) Raaf F. H., Radio Frequency Pulse Width Modulation, IEEE Trans. on Commun., Vol. 21, pp. 958-966, Aug. 1973
- (7) Swanson H., The Pulse Duration Modulator: A New Method of High-Level Modulation in Broadcast Transmitters, IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-17, No. 4, Dec. 1971
- (8) Mikheyenko A. M., Nonlinear Distortions in Single-Cycle Class-D Modulators, Telecom. and Radio Eng., Vol. 29/30, No. 12, pp. 96-101, Dec. 1975
- (9) Dogadin O. V., The Simplified Circuit of an Amplifier in Class-D Operation, Telecom. and Radio Eng., Vol. 30/31, No. 1, pp. 127-128, Jan. 1976
- (10) Tauf H. and Schilling D. L., Principles of Communication Systems, McGraw-Hill, 1971