

## 雙트랜지스터 회로에 의한 定差變調方式

### (A Delta Modulation Method by Means of Pair Transistor Circuit)

吳 鉉 禕\*

(OH, Hyun Wee)

#### 要 約

負性特性回路로서 雙트랜지스터 회로의 兩에미터端子 사이에 容量 C와 抵抗 R의 並列回로를 挿入하고, 標準化주파수의 短形波電流源를 에미터·바이어스電流源으로 하여 雙回로를 驅動하면, RC 並列回로는 定差變調回로의 積分回路로서 動作시킬 수 있다. 이 積分회로와 直列로 信號波電壓源을 接續시키면 雙회로가 驅動電源의 標準化펄스에 依하여 驅動될 때 마다, RC 積分회로의 積分電壓과 信號波電壓이 서로 比較되기 때문에 그들의 差電壓에 依하여 雙회로의 트랜지스터들 중의 어느 한 쪽이 ON 되기 때문에 그 베이스結合抵抗端子에는 one bit의 펄스가 送出된다.

本實驗에서는 極히 簡素한 回路構成을 갖는 雙트랜지스터회로에 依한 定差變調回로를 提示하고 그들의 特性을 付記하였다. 定差變調波의 品質 或은 S/N比의 向上을 爲하여 考慮되어야 할 問題로서, 積分회로의 回路定數 및 量子化電壓의 驅動펄스의 波高와 波幅의 關係를 檢討한다.

#### Abstract

A noble method of delta modulation by means of pair transistor circuit having negative resistance characteristic is presented. An RC parallel circuit is inserted between two emitter terminals of the pair transistor circuit, and their emitters are driven by a square pulsed current source.

Basically this is a relaxation oscillator circuit. But when the value of capacitance and resistance R, and the pulse height of driving source are properly chosen, the RC parallel circuit apparently functions as integrating circuit of driving pulses.

Compared with the integrated voltage of capacitor C, a signal input voltage supplied in series with RC parallel circuit between two emitters makes on or off either of the pair transistors, as the result, one bit pulse is sent out from the coupling resistance terminal of conducted transistor.

The circuit diagram used for this experiment is presented, it is composed with simple modulator circuit, differential amplifier and pulse shaping amplifier.

The characteristics of the components of this circuit are discussed, and especially quantumized noise in this delta modulation system is discussed in order to improve the signal to noise ratio which has a close relation with circuit constants, quantumized voltage, pulse height and width of driving current source.

\* 成均館大學校 理工大學教授

序 論

定差變調方式이 1952年 F. de Jager 에 의하여 提唱된 以來, 各方面으로부터 廣範한 研究發表가 繼續된 結果, 그들의 應用分野는 音聲傳送은 勿論, TV 信號, 遠隔計測, 아너로그情報, 衛星通信, 或은 Radar 等에 이르고 있다. 이와 같이 廣範한 分野에 걸쳐 그 應用이 發達되고 있는 理由로서는, 定差變調方式이 갖는 本質인 特徵때문인 것이며, 다음과 같은 點들을 들 수 있을 것으로 믿는다.

- (1) 回路構成이 極히 單純하다.
- (2) 信號再生이 간단하다.
- (3) 信號對雜音比가 優秀하다.
- (4) 多重化가 可能하다.

以上과 같이 定差變調方式에 關한 研究發表가 廣範한 分野에 걸쳐 活發하게 이루어졌음에도 不拘하고 아직 그 實用化面에서 不振한 것은, 定差變調方式의 여러 特徵에 比해서 亦是 從來의 變調方式의 優秀性を 뜻하는 것으로 믿어진다. 定差變調方式은 아너로그信號를 디지털 信號로 變換하는 한 方式이며 PCM의 一種으로 看做된다. 信號周波數보다 훨씬 높은 周波數로(信號周波數의 20倍以上) 信號波를 標本化하여 그 標本值가 어떤 일정한 값以上으로 差가 있을 때에는 한 bit의 부호出力을 發生하게 된다. 다시말하면 符號化出力을 積分한 饋還量과 入力信號波의 標本值를 比較하므로써 그들의 差가, 正이나 負냐에 따라서 符號化出力펄스의 正負를 決定한다. 符號出

力의 積分機能은 簡單한 RC회로의 積分回路 또는 計數回路가 使用된다. 受信側의 復調回路로서도 全然同一한 回路가 使用된다.

定差變調方式의 基本回路構成은 그림 (1)에서와 같이 標本化펄스發生器를 包含한 펄스變調器, 積分器, 比較器등으로 된다. 受信側의 復調器로서는 送信側과 同一한 RC積分回路나 또는 計數回路가 使用되지만 積分器出力은 低域濾波器를 통하여 信號波가 再生된다.

그림 (1)의 各部의 波形들은 大略 그림 (2)와 같은 것이라 생각되나, 連續信號를 有限數의 二值信號에 近似시켰을 때 入力信號와 再生信號 사이에는 반드시 差가 생기기 마련이다. 이 差는 量子化로 인하여 생기는 것이므로 定差變調方式에서는 本質으로 附隨되는 問題로서 이를 量子化雜音이라 하여 重視하게 된다.

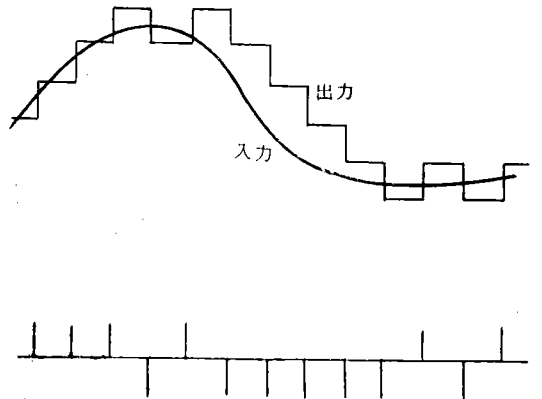


그림 2. 入力信號와 積分器 出力波形 및 pulse 變調器 出力 pulse

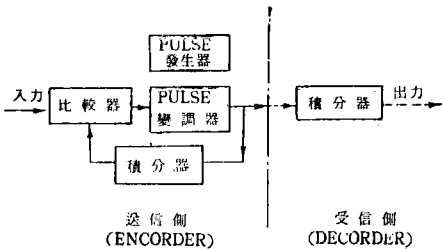


그림 1. 定差變調方式

여기에 提案하는 雙트랜지스터회로를 基本으로 한 定差變調回路는 雙회로의 差特性을 利用하여 그 兩에미터間에 RC 並列積分回路를 入力信號波와 直列로 挿入하고, 兩에미터를 電流源의 標本化펄스로 驅動하는 것이다. 積分回路의 容量C의 端子電壓과 入力信號電壓과의 差가 標本化펄스로 驅動되는 瞬間에 正이나 負냐에 따라서 兩트랜지스터中의 어느 한 쪽을 ON, 다른 한 쪽을 OFF 시키므로써, 定差變調를 수행시키고저하는 것이다. 따라서 이 裝置構成의 單純性和 그 優秀한 特性들이 定差變調方式의 實用化開發에 一助가 되

기를 바란다.

### 1. 雙트랜지스터 定差變調의 原理

#### 1-1. 雙트랜지스터 回路의 差特性

雙트랜지스터 定差變調의 基本回路를 이루고 있는 雙트랜지스터回路의 特性을 簡略하게 記述할 必要가 있을 것으로 생각된다.

그림 (3)과 같이 2I의 電流源으로 驅動된 雙트랜지스터回路의 差特性, 즉 兩트랜지스터의 各에미터端子 a, b에서의 電流 電壓特性은 負性抵抗部分을 갖는 그림 (4)에서와 같은 N字形的 驅動特性을 나타낸다. 그러나 驅動이 멎은 (休止)狀態에서의 電流 電壓特性은 負性抵抗部分을 갖지 않는 休止特性을 갖게 된다. 따라서 이 雙回路를 duty factor 50%의 矩形波電流源으로써 驅動할 때는 端子 a, b에서의 電流 電壓特性은 驅動時의 特性

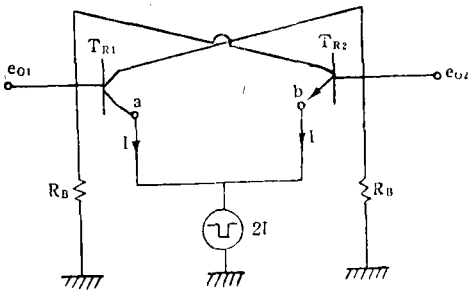


그림 3. 雙트랜지스터 回路

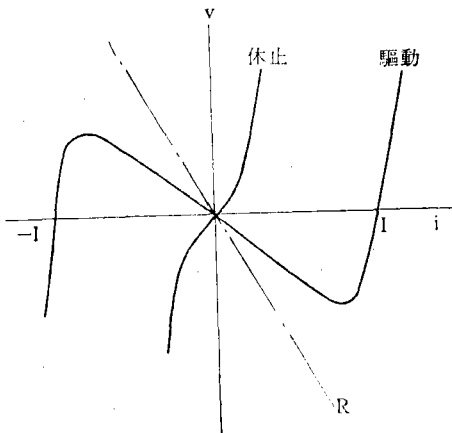


그림 4. 雙回路의 差特性

曲線과 休止時의 特性曲線들을 交代로 驅動周期의 折半(1/2fs)式 갖게된다. 또 驅動特性曲線의 負性抵抗部の 傾斜과 그 範圍는 驅動電流 2I의 電流振幅에 依해서 決定된다.

#### 1-2. 雙트랜지스터回路의 兩에미터端子 ab 사이에 CR 並列積分回路를 挿入하였을 때의 回路動作.

1-1에서와 같은 雙回路의 兩에미터間에 容量 C와 並列인 抵抗 R로 이루어진 積分回路를 挿入했을 때의 回路動作을 考察한다. 지금 驅動休止狀態에서 矩形波電流源 2I에 依한 驅動을 받았을 경우를 假定하면, 이 雙回路는 休止時特性으로부터 驅動時特性으로 急激히 移行할 것이다. 여기서 假令 TR1이 ON, TR2가 OFF 狀態로 되었다고 생각하면, TR1의 에미터端子 a點의 電位는 驅動特性曲線에 따라서 上昇해 가도록 容量 C에는 I의 電流가 흐른다. a點의 電位上昇速度는 電流 I의 振幅과 容量 C의 크기에 左右될 것은 勿論이지만 負荷直線 R의 傾斜에도 關係되는 것이다.

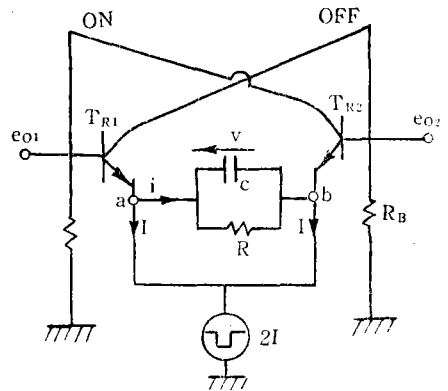


그림 5. 雙트랜지스터 發振回路

여기서 容量 C를 너무 적은 값으로 하고, R를 너무 큰 값으로 選擇했을 때에는, 그림 (6)에 表示한대로 容量 C의 電位上昇이 빨라져 電流源의 驅動繼續時間 τd以內에 驅動特性曲線의 頂點에 到達하게 되므로 다시 그 負性特性部分을 飛越하여 反對側으로 스위칭 되기 때문에 두 트랜지스터는 ON과 OFF의 狀態가 서로 交替되어 TR2가 ON, TR1이 OFF 狀態로 되 바뀌어, 結局 이 雙回路는 弛張振動動作을 하게 된다.

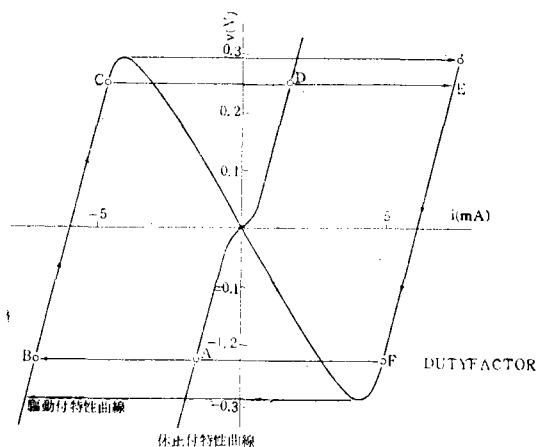


그림 6. 差特性曲線上的 驅動時 및 休止時의 動作

그러나 용량 C와 抵抗 R의 값들을 適當한 크기로 選擇하면, 용량 C의 電位上昇은 驅動되고 있는 동안에 驅動特性曲線의 頂點까지 도달되지 못하고 驅動曲線의 어떤 값에 도달한 時刻에 驅動電源이 斷絶狀態로 되기 때문에 差特性은 休止時特性으로 移行되어 兩트랜지스터는 모두 OFF 狀態로 된다. 따라서 용량 C는 驅動時間  $\tau_d$  동안에  $\Delta V$ 만큼의 電壓으로 充電된다. 여기서 용량 C의 端子電壓은 抵抗 R에 의한 放電으로 인하여 漸次로 下降할 것이지만, 時定數  $\tau = RC$ 를 驅動休止時間에 비해서 相當히 크게하면 거의 一定한 電壓으로 保持될 수 있다.

다음으로 지금 용량 C가  $\Delta V$ 의 電壓을 保持하고 있을때에 第二의 驅動波가 왔을 境遇에는 용량 C의 保持電壓때문에  $T_{R2}$ 의 에미터電位가 낮은 關係로  $T_{R2}$ 가 ON이 되고  $T_{R1}$ 이 OFF 된다. 따라서 이번에는 앞의 境遇와는 反對方向으로 용량 C가 充電되게 되고, 驅動時間  $\tau_d$  동안에  $-\Delta V$ 만큼의 電位降下가 생기게 때문에, 結局電位狀態에서 驅動休止로 移行되어 休止時間동안 거의 零電位를 유지하게 되는 것은 앞의 境遇와 마찬가지로이다. 다음으로 第三의 驅動波가 왔을 때에는 다시 雙트랜지스터회로의 ON과 OFF가 서로 交替되는 것은 마찬가지 理致이다. 이것을 雙회로의 差特性曲線에다가 表示한 것이 그림 (6)이다.

위의 結果로서, 雙트랜지스터회로는 標本化驅

動波에 의한 驅動時마다 交代로 ON과 OFF되어서 두 배수負荷抵抗  $R_B$ 에는 交代로 거의  $R_B \times 2I$ 와 同等한 矩形電壓 펄스가 驅動時間과 同期的으로 생기게된다. 이들의 두 出力矩形波를 差動增幅器의 入力에 印加하면, 差動增幅器의 出力로서는 正負가 交代로 이루어진 矩形波가 된다. 따라서 이 出力波의 積分値는 恒常 零이 될것은 勿論이다.

1-3. RC 積分회로에 直列로 信號波電壓를 插入了 境遇의 雙회로動作

信號波電壓이 零인 境遇의 雙회로出力  $E_{O1}$ 과  $E_{O2}$ 는, 驅動펄스 마다 交代로 같은 波高의 矩形波를 發生하여, 差動增幅器에 接續된 出力은 驅動펄스 間隔으로 正負가 交代된 矩形波가 된다. 그러나 信號波電壓  $e_s$ 가 그림 (7)에서와 같이 어떤크기의 電壓值로 되어있는 時刻에 驅動波펄스에 의하여 驅動되면, 용량 C의 電壓은 零이기 때문에 雙회로의 두 트랜지스터는 信號波電壓의 方向에 따라서 ON과 OFF가 決定될 것이지만, 例컨대 그림 (7)에서와 같이  $T_{R1}$ 이 ON이고  $T_{R2}$ 가 OFF라고 한다면 용량 C에는 驅動電源으로부터 I인 電流가 흘러 充電되기 때문에 驅動休止의 時刻까지에는  $\Delta V$ 만큼의 電壓으로 上昇하게 된다. 여기서 驅動休止동안에 용량 C의 電壓이 거의 一定하게 하기 爲하여 時定數 RC를 相當히 큰값으로 取하는 것은 위에서 言及한 바와같다.

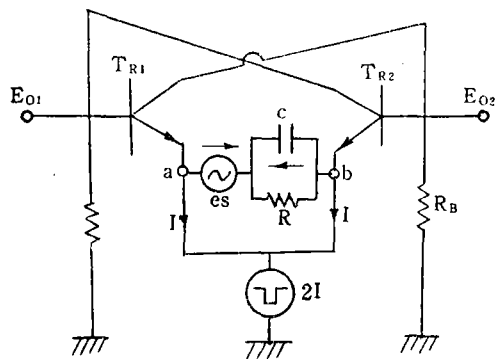


그림 7. 定差變調회로

繼續하여 第二의 驅動펄스가 왔을 時刻에 용량 C의 保持電壓  $\Delta V$ 와 信號波電壓  $e_s$ 을 서로 비교했을 때, 그들의 差( $e_s - \Delta V$ )가 正이 되어  $e_s$ 가  $\Delta V$

보다 컸다고 하면, 繼續해서  $T_{R1}$  이 ON 되고,  $T_{R2}$  가 OFF 되어 容量C에는 다시 I의 電流가 흘러 C의 端子電壓은 第一펄스의 境遇와 同一한 方向으로 한階段 더  $\Delta V$ 만큼 上昇하게 된다. 이 때 出力  $E_{o1}$ 에는 繼續해서 두번째의 펄스가 發生된다.

그러나 萬一( $e_s - \Delta V$ )의 값이 負 즉  $e_s$ 가  $\Delta V$ 보다 작은 境遇에는, 위에서와는 反對로  $T_{R2}$ 가 ON이 되고  $T_{R1}$ 이 OFF 되기 때문에 容量C의 充電方向은 反對로 될 것이다. 따라서 出力  $E_{o2}$ 에 矩形波가 發生되어 出力펄스는 第一驅動과 第二驅動에 있어서  $T_{R1}$ 과  $T_{R2}$  사이에서 交代로 發生하게 된다. 다음 繼續해서 驅動波가 到來했을 境遇도 앞서와 全然同一한 動作理致이지만, 오직 容量C의 電壓은 出力펄스가 交代되지 않고 同一한 트랜지스터側에서 繼續될 때마다  $\Delta V$ 만큼씩 上昇되어 積分되고, 그 積分電壓과 信號波  $e_s$ 의 瞬間值가 서로 比較되게 된다. 驅動時에 있어서의 容量C의 積分電壓과 信號波  $e_s$ 와의 差가 正이나 負냐에 따라서 兩트랜지스터들 중 어느 한 쪽이 ON 되고 또 다른 한 쪽이 OFF 되어, 出力  $E_{o1}$  또는  $E_{o2}$ 에 펄스波가 發生된다. 따라서 差動增

幅器出力도 그에 따라서 正의 펄스와 負의 펄스를 發生시킨다.

以上으로서 雙트랜지스터 回路의  $\Delta$ -M 基本回路의 動作原理를 說明하였거니와, 이 基本回路를 定差變調原理構成의 見地에서 본다면 에미터 回路의 RC 並列回路는 標本化 驅動펄스에 依한 量子化電壓  $\Delta V$ 의 積分回路이며 同時に 信號波  $e_s$ 와의 比較器를 兼하고 있는 것이다. 그러므로 差動增幅器와 合쳐서 아카데미크한 意味에 있어서의 定差變調回路를 構成하는 것이고, 差動增幅器를 생략하여도 變調特性을 滿足시킬수 있음은 勿論이다.

## 2. 裝置의 構成

### 2-1. 變調回路의 構成(符號化回路)

그림 (8)에 試作한 雙트랜지스터 定差變調回路의 構成을 例示하였다. 즉 펄스變調回路, 差動增幅器 및 펄스成形回路로 이루어진다. 여기서 펄스變調用의 標本化驅動 電流源으로서 2ns 程度의 rise-time 特性을 갖는 펄스發生器를 使用하여 約 2V의 出力電壓에 對해서 400  $\Omega$ 의 直列抵抗

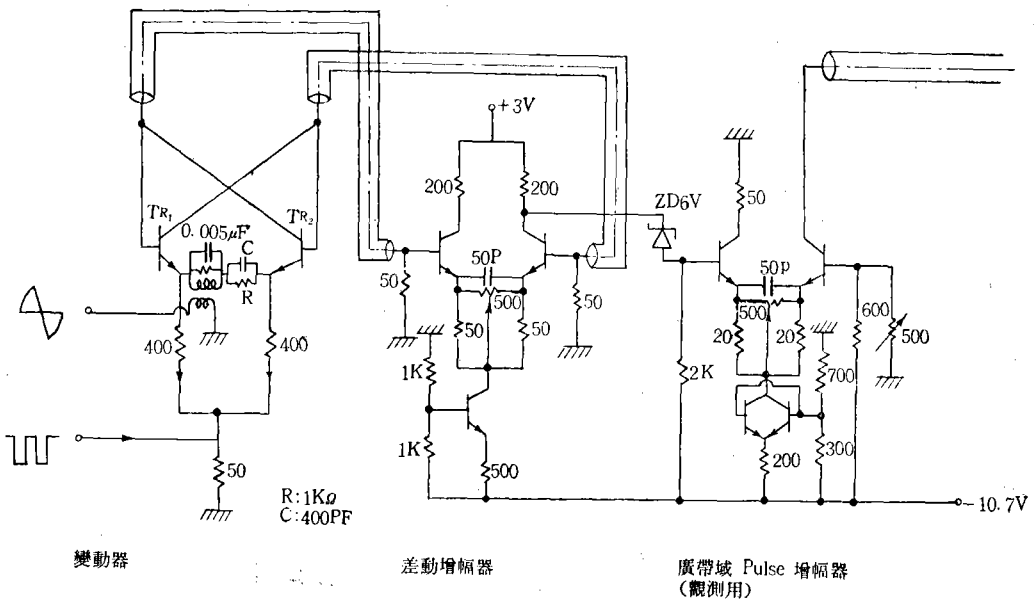


그림 8. 變調回路

을 挿入하여 波高值 約 5mA 의 電流源으로 使用하였다. 動作周波數는 여러制限때문에 20MHz 를 基準으로 하였다.

信號波入力電壓은 卷線比 4:1의 페라이트磁心 變成器結合으로 하여 2次側에 500 PF 의 容量을 並列로 접속하여 驅動펄스周波數에 對해서 數 Ω程

度의 低임피던스를 갖도록 하였다.

定差變調의 積分回路로서는 RC 並列回路가 使用되었고, 信號波入力和 直列로 두 에미터 사이에 挿入되어 電壓比較器의 機能을 兼하고 있다. 信號波入力電壓이 積分器에 미치는 影響을 抑制하기 爲해서는 容量C의 값을 可及으로 크게 또는 R의 값을 可及으로 작게 選擇하는 것이 有利한 것은 勿論이지만, 量子化電壓 ΔV 를 또한 適當한 크기로 할 必要가 있기 때문에, R=500~1 kΩ, C=50~200 PF 範圍로 取하였다.

試作한 差動增幅器의 入出力特性을 그림 (9)에 參考로 例示하였다. 本 製置에 使用한 雙트랜지스터는 2SC68 을 使用한 것이나, f<sub>c</sub>가 낮은 관계로 始初의 100MHz 帶計劃에 未達했음을 附記한다.

2-2. 復調回路(復號器)

變調回路의 動作特性을 解析하기 爲하여 復調回路 즉 積分器를 試作한 結果를 參考로 그림(10)에 例示하였다.

3. 特性 및 檢討

3-1. 信號波電壓 e<sub>s</sub>가 積分回路의 容量C의 端子電壓에 미치는 影響

信號波電壓 e<sub>s</sub>의 瞬間値와 量子化量 ΔV 의 積分値인 容量C의 端子電壓과를 比較하므로써, 그差가 正이나 負냐의 結果에 따라 펄스變調가 이루

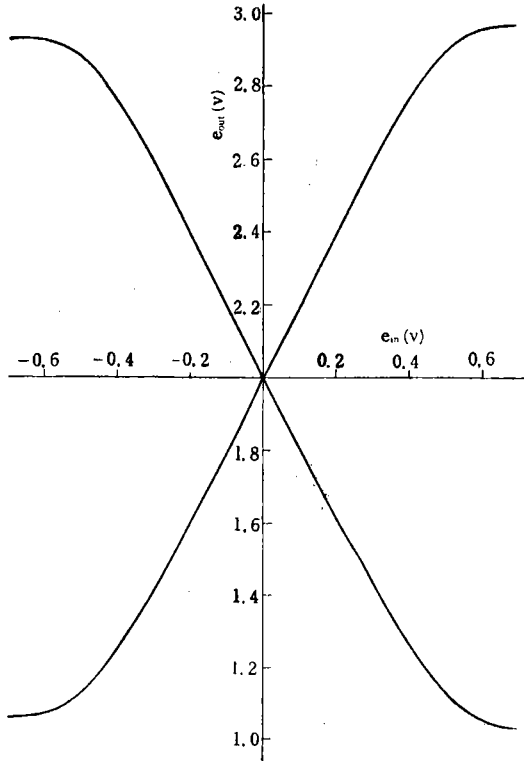


그림 9. 差動增幅器特性

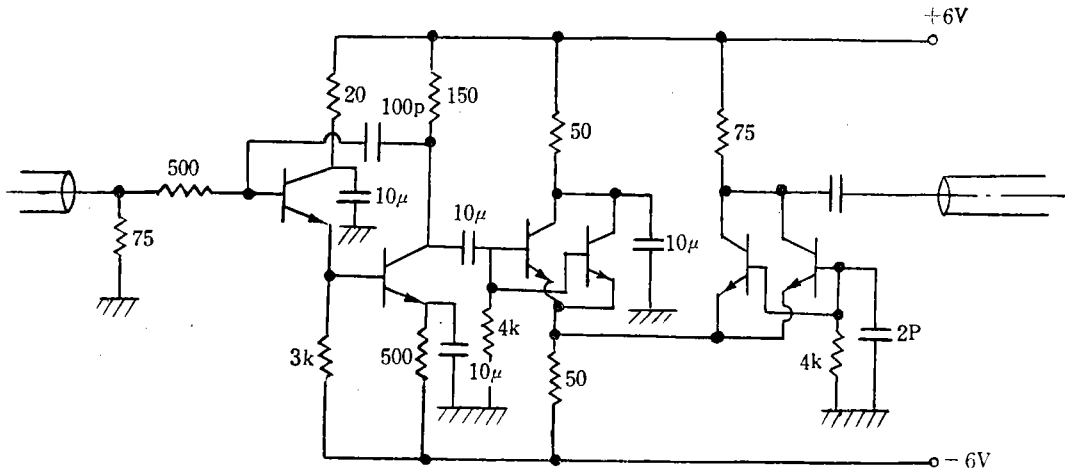
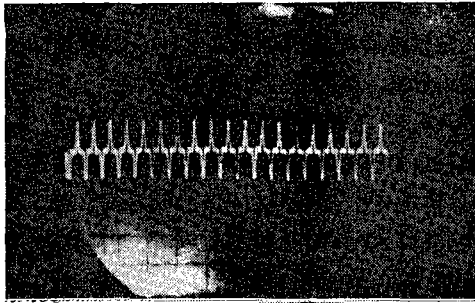
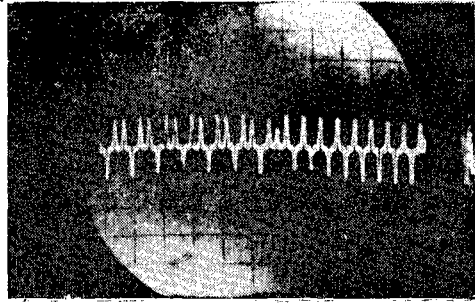


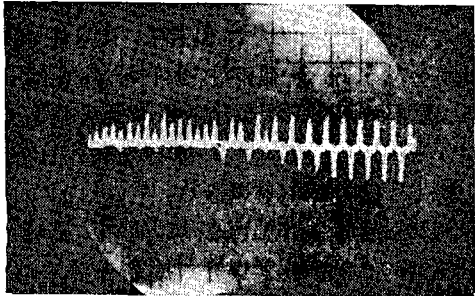
그림 10. 積 分 回 路



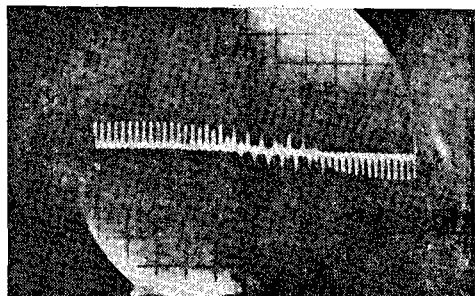
SIGNAL INPUT  
0V



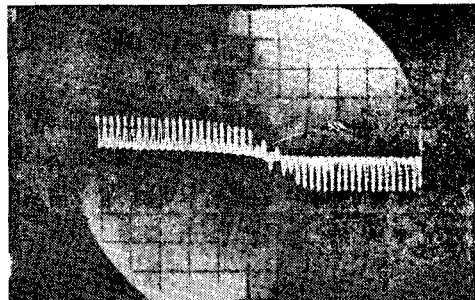
0.05V



0.2V



0.3V



0.4V

250 ns/div  
SAMPLING FREQ  
17MHZ  
SIGNAL FREQ.  
200KHZ

그림 11. 定差變調波形

어지만큼 理想的인 見地에서는  $c_s$ 가 容量C의 端子電壓에 미치는 影響은 零인 것이 要望된다. 그러나 定差變調의 標本化周波數는 信號周波數의 20倍以上이 바람직하기 때문에 信號周波數에 比해서 훨씬높은 標本化周波數의 驅動펄스에 의해서, 充電되어야 할 容量C의 端子에 信號波  $e_s$ 에 의해서 誘起되는 電壓  $e_o$ 를 零으로 한다는 것은 不可能하다.

지금 두 트랜지스터의 에미터端子에서 본 雙回路임피던스를  $Z_0$ 라 하면

$$\frac{e_o}{e_s} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega c}}{Z_0 + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega c}}$$

가 되므로, 높은 周波數의 信號波에 對해서는 그 影響이 減少된다. 또 C의값을 크게 하거나 R의 값을 작게 하므로써 그 影響을 減少시킬 수 있음은 勿論이겠으나, 그 結果로서 量子化量  $4V$ 가 過小해지면 標本化周波數를 그만큼 더 높이 取할 必

要가 있어 不利한 結果를 招來하게 된다.

3-2. 驅動펄스에 의하여 充電되는 容量C의 量子化電壓  $\Delta V$

驅動電流源의 펄스波形的 rise-time 을  $t_r$ , 펄스幅을  $t_w$ , 波高를  $I$ , 周期를  $T$  라하면, 驅動펄스 函數  $f(t)$ 는 다음과 같다.

$$f(t) = i(t) = \alpha t U(t) - \alpha(t-\beta)U(t-\beta) - \alpha(t-\delta)U(t-\delta) + \alpha(t-\beta-\delta)U(t-\beta-\delta)$$

여기서  $\beta = \frac{t_r}{0.8}$       $\alpha = \frac{0.8I}{t_r} = \frac{I}{\beta}$   
 $\delta = t_w$

$f(t)$ 에 依한 RC 並列회로의 端子電壓  $V(t)$ 를 求하여  $V(t) = \Delta V$ 를 計算한 結果는 다음과 같다.

$$V(t) = \Delta V = IR \frac{\tau}{gT} e^{-\frac{t}{\tau}} \left\{ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{t-d}{\tau}} + e^{-\frac{(t+d)}{\tau}} \right\}$$

여기서  $g = \frac{\beta}{T}$ ,      $d = \frac{\delta}{T}$ ,      $\tau = RC$

따라서  $\Delta V = IR \cdot f_1 \left( \frac{T}{\tau} \right)$  로 表示되어 量子化電

壓  $\Delta V$ 는 R의 값에 正比例함을 알수 있다. 그러나 R의 값이  $500 \Omega$  程度의 크기로 되면 雙회로의 差特性回線上에서 거의 無限대로 看做되는 만큼, 容量C의 電荷가 驅動休止동안에 放電되는 것은 거의 驅動電流源의 內部抵抗을 通하여 이루어 지기 때문에, R의 값을 크게해도  $\Delta V$ 의 값은 거의 一定해지는 傾向을 갖는다. 그러므로 電源회로의 內部抵抗이 R보다 훨씬작은 값일 때에 대해서  $\Delta V$ 의 값을 求해본다.

위에서와 마찬가지로의 符號를 使用하여 一個의 電流펄스에 依한 容量C에 蓄積되는 電壓  $V(t)$ 는

$$V(t) = \frac{1}{C} \int_0^{t+\delta} i(t) dt$$

이기 때문에

$$V(t) = \frac{\alpha}{2C} \{ t^2 U(t) - (t-\beta)^2 U(t-\beta) - (t-\delta)^2 U(t-\delta) + (t-\beta-\delta)^2 U(t-\beta-\delta) \}$$

이며,  $t = \beta + \delta$ 에서의  $V(t)$ 의 값은

$$V(\beta, \delta) = -\frac{\alpha\beta\delta}{C} = \frac{I\delta}{C}$$

다음에 驅動休止 동안의 放電은 앞서 檢討한 바와 같이 驅動電流源의 內部抵抗  $2Re$ 를 通하여 이루어지는 것으로 생각하면

$$V(t) = \frac{I\delta}{C} e^{-\frac{t}{2ReC}}$$

이다. 驅動休止時間  $t = T - \beta - \delta$  동안의 放電의 結果로서 容量C에 保持되는 電壓  $V_{(T-\beta-\delta)}$ . 다시말하면 量子化電壓  $\Delta V$ 는

$$\Delta V = V_{(T-\beta-\delta)} = \frac{I\delta}{C} e^{-\frac{T-\beta-\delta}{2ReC}}$$

로 求해진다.

예컨대  $R = 1k\Omega$ ,  $I = 5mA$ ,  $\beta = 1.25ns$ ,  
 $T = 10ns(100MHz)$ ,  $Re = 200\Omega$

인때의  $\Delta V$ 를 計算해 보면 다음 表와 같다.

C(pf)	$\delta(ns)$				
	4 ns	6 ns	7 ns	8 ns	9 ns
50	0.314	0.415	0.522	0.641	0.771
70	0.312	0.322	0.388	0.469	0.558
100	0.228	0.238	0.280	0.335	0.393

正弦波信號일 때, 傳送可能한 振幅A와 量子化電壓  $\Delta V$  사이에는 다음과 같은 關係式이 成立한다.

$$A = \frac{f_i}{f} \Delta V$$

여기서  $f$ 는 信號周波數를  $f_i$ 는 標本化周波數를 의미한다. 위의式에서 入力信號波의 振幅A에 對한 量子化電壓  $\Delta V$ 는 決定되어야 하며, 이 式을 滿足하지 못할 境遇 量子化雜音레벨이 높아져 S/N比의 低下를 招來하게 된다. 入力信號波의 振幅이 過大하여 위의 式을 滿足하지 않을 境遇에는 變調器가 過負荷의 狀態에 빠져 같은 方向만의 連續펄스를 發生시키는 波形이 된다. 또 이 式에서 明白한 바와 같이 信號波周波數가 높으면 一定한  $\Delta V$ 의 값에 對해서는 傳送可能한 振幅A는 작아진다. 이點은 定差變調方式에서 가장 注目해야 할 點이라 생각되지만, 多幸히도 音聲波나 TV信號波에 있어서는 高周波成分의 勢力分布가 弱하고, 그 振幅이 低周波成分에 比하여 작기 때문에 이 式을 滿足시키는데 지장이 없다. 예컨대



音聲波인 境遇 800 Hz 程度에서 이 式을 滿足하도록  $\Delta V$  또는  $A$ 의 값을 選擇하면, 全音聲帶域에서 自然히 이 式을 滿足하는 變調가 可能하게 된다.

### 3-3. 量子化雜音

定差變調에 依한 信號波傳送의 質을 높이는 方法으로서, 標本化周波數  $f_i$ 를 增大시키므로써 量子化階段數를 增加시켜, 큰 信號波振幅에 對해서도 忠實한 量子化가 可能하도록 하여 量子化雜音레벨을 낮게 抑制하는 것이다.  $S/N$ 의 값을 높이는 見地에서 信號周波帶域에 있어서의 量子化雜音레벨의 改善과 標本化周波數 및 量子化電壓사이의 關係를 考察해 보기로 한다.

定差變調方式에서의 雜音은 差信號量  $\epsilon$  ( $\epsilon = e_n - e_{n-1}$ )에 의해서 發生되는 것이다. 그런데 이것은 一般的으로 極히 不規則한 波形을 이루는 것이기 때문에 周期性을 갖지 않으므로, 그 勢力分布는 連續周波數스펙트럼을 示現하게 된다. 그런 結果로서 量子化雜音의 勢力分布는 標本化周波數보다 낮은 周波數帶에 걸쳐 均一할 것이다. 따라서 遮斷周波數  $f_c$ 인 低域濾波器를 통해서 얻어지는 量子化雜音電力은 遮斷周波數  $f_c$ 에 比例할 것이다. 그런데 量子化電壓量  $\Delta V$ 를 同一한 값으로 그대로 標本化周波數  $f_i$ 를 2배( $2f_i$ )로 했을 때를 생각하면, 周波數帶域( $0 \sim f_c$ )에서의 雜音電力은  $f_i$  때에 比해서 折半으로 減少될 것이다.

그러므로 受信側에서 定差變調波가 低域濾波器를 通過한 後의 雜音電力은 標本化周波數에 反比例하게 된다. 따라서 量子化雜音電壓의 實効値를  $N$ 라 하면

$$N^2 \propto \frac{f_c}{f_i} (\Delta V)^2$$

量子化雜音電力은 低周波濾波器的 遮斷周波數에 比例하고, 標本化周波數에 反比例한다. 또 雜音電壓振幅은  $\Delta V$ 에 比例하므로 雜音電力은  $\Delta V$ 의 自乘에 比例하는 結果가 된다.

한편 周波數  $f$ 인 正弦波信號의 傳送可能한 振幅  $A$ 는  $A = f_i/f \Delta V$ 이기 때문에 그 實効値를  $S$ 라 하면

$$S \propto \frac{f_i}{f} \Delta V$$

로 表示된다. 그러므로 信號對雜音比 ( $S/N$ )는

$$\frac{S}{N} = K \frac{f_i^{\frac{3}{2}}}{f \cdot f_c^{\frac{1}{2}}}$$

$S/N$ 比는 標本化周波數  $f_i$ 의 2分の 3自乘에 比例하여 改善되고 있다. 여기서 比例定數  $K$ 를 理論적으로 究明하는 問題는 定差變調 傳送回路의 非直線性에 비추어 容易한 일이 아니며, 다만 多值法에 의하여 여러  $f_i$ 의 값에 對한 係數決定方法이 實際적으로 생각된다.

## 結 論

雙트랜지스터回路를 基本으로한 回路構成이 極히 單純한 定差變調回路에 關해서 그 原理, 裝置構成 및 그回路特性을 檢討하였다. 標本化周波數를 100 MHz 帶로 올려 TV 信號波의 定差變調를 試圖한 當初의 計劃은 使用된 트랜지스터의  $f_c$ 가 낮은 便이어서 回路動作이 不充分한 關係로 20 MHz 帶의 實驗에 制限되었다. 20MHz 帶의 變調回路動作은 優良한 것으로 看做된다.

回路構成이 單純하기 때문에 遠隔計測等の 變調回路에 가장 適切한 것으로 생각되지만, 터널 다이오드 定差變調回路에 比하여 高速動作面에 있어서 不充分한 것은 트랜지스터의 特性에서 받는 當然한 制約이겠으나, 將次 機能回路의 IC化를 考慮할 때 여기 提案한 雙트랜지스터 定差變調回路는 그러한 制約을 上廻하는 重要性을 생각할 수 있을 것으로 믿는다.

$S/N$ 比 改善과 回路定數와의 關係에 있어서는 다시 詳細한 檢討와 究明이 이루어져야 할 것으로 믿는다.

## 參 考 文 獻

1. F. De Jager: Deltamodulation, A Method of P. C. M. Transmission using the 1-unit code" Philips RES, REP. 7. 442-466 1952
2. J. C. Balder and Kramer: Analog-to-Digital Conversion by Means of Delta Modulation" IEEE Trans on Space Elec. and Telemetry. Sept. 1964

3. J. C. Balder and Kramer: "Video Transmission by Delta Modulation using Tunnel Diodes" PRO IRE p428 April 1962.
4. H. Inose: "A Telemetry System by code Modulation,  $\Delta$ - $\Sigma$  Modulation" IRE Trans. Space Elec, and Telemetry. pp. 204-210 Sept. 1962.