

雙트랜지스터 회로에 의한 電流制御型 펄스變調

(Current Control Type Pulse Width Modulation by Using Pair Transistor Circuit)

吳 鉉 禧*
(Oh, Hyun Wee)

要 約

雙트랜지스터 회로에 의하면 電流制御型의 負性抵抗素子が 可能하다. 이와같은 負性素子を 사용한 矩形波發振回路의 바이어스電流에 信號波를 重疊함으로써 펄스幅變調回로를 構成하였다. 信號波가 正인 경우에는 한쪽의 트랜지스터의 바이어스電流만을 增加시키고, 또 信號波가 負인 경우에는 다른 한쪽의 바이어스만을 增加시키는 方法을 채택하였다. 따라서 信號回路로서 一種의 全波整流회로의 變型을 채용하였다. 發振周기의 理論的解析과 回路定數決定의 設計指針을 究明하고 實驗回로를 提示하였다.

Abstract

A negative resistance element in the form of current control can be obtained by using a pair transistor circuit. This negative resistance element can be used in the generation of square pulse, and also in the realization of pulse width modulation circuit by superposing signal current on its bias current. The each bias current of pair circuit increases alternatively according to the polarity of the input signal. In order to satisfy this condition, a modified full wave rectification circuit has been adopted for supplying the input signal.

Theoretical analysis of pulse times and design guidances for practical modulation circuit parameters are presented.

1. 序 論

펄스幅變調方式에 관하여는 펄스振幅變調, 펄스位相變調, 或은 펄스符號變調等的의 諸方式에 비하여 그 研究開發이 뒤떨어진 感이 있어왔다. 펄스幅變調方式에서는 펄스周기가 一定한 同時에 正 或은 負의 펄스幅이 信號波의 振幅에 比例할것이 要求된다. 따라서 펄스幅變調는 하나로그 量의 變換에 不過하지만. 信號波振幅을 一定한

周기의 時間量으로 變換하는 點은 將來 그應用分野가 廣範할것이 豫想된다. 또 펄스波가 波高와 波幅의 二元的構成을 갖는 點으로보아 이 變調方式이 높이 評價되어야할것으로 생각된다.

여기에 負性特性回路로서의 雙트랜지스터회로를 基本으로한 펄스幅變調方式을 提案하여 發振과 變調가 同時에 遂行되는 回路構成上의 單純性과 아울러 優秀한 動作特性이 펄스幅變調方式의 開發에 一助가 되었으면한다.

* 成均館大學校 理工大學, 正會員
College of Science and Technology, Sungkyun-Kwan Univ.

接受日字: 1971年 8月 20日

2. 雙트랜지스터회로의 靜特性

特性이 서로 같은 두개의 트랜지스터 Tr_1 , Tr_2

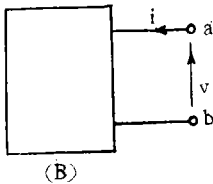
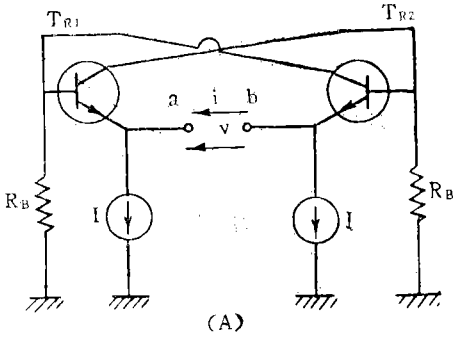


Fig. 1.

를 雙으로 하여 그림1(a)에서와 같이 서로 直結 正歸還을 시키고, 各各 I_1, I_2 의 電流源으로 바 이어스된 回路를 基本回路로 생각한다. 이 回路의 兩에맞터端子를 各各 a, b 라하면 ab 兩端子에서 본 2端子回路의 電流~電壓特性은 N字形의 非線形特性을 보여준다. 이와같은 ab 兩端子間의 靜特性을 그림 1(b)의 等價回路로써 近似시켜 直流通解를 하면, 다음과 같은 結果로서 電壓 V 는 電流 I 의 函數로 表示된다.

$$V = (V_{e1} - V_{e2}) - R_n [2i - (I_1 - I_2)] \quad (1)$$

여서기

$$R_n = \alpha_n R - (1 - \alpha_n)(i_b + R_B) \quad (2)$$

또 에미터·다이오드電壓 v_{e1} 과 v_{e2} 는 다이오드電流 i_{D1}, i_{D2} 에 의하여 決定될 것이고,

$$i_{D1} = i - I_1, \quad i_{D2} = -i - I_2$$

인 結果로서 式(1)의 $V_{e1} - V_{e2}$ 는

$$V_{e1} - V_{e2} = f(i - I_1) - f_2(-i - I_2)$$

로 表示되어 그림 2(a)에서와 같은 電流-電壓特性을 갖게 된다. 여기서 $v_{e1} - v_{e2}$ 의 非線形特性과 負性特性을 表示하는 式(1)의 第二項과를 電壓으로 加算하면 그림 (2)(b)에 表示한 바와 같은 電流制御形의 非線形 N字特性이 됨을 알 수 있다.

T_{r1} 이 ON 되고 T_{r2} 가 OFF 인 경우에는 ab 兩端子는 거의 電流源 I_2 로 보이고, 또 T_{r1} 이 OFF

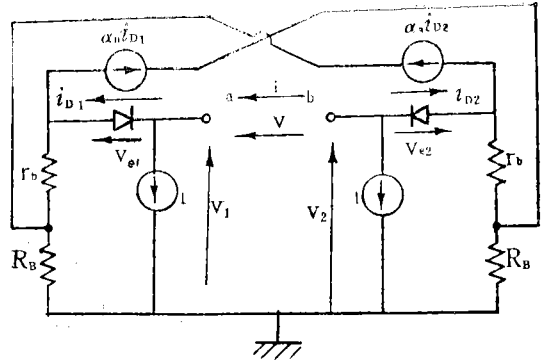


Fig. 2.

되고 T_{r2} 가 ON 인 경우에는 ab 兩端子는 거의 電流源 I_1 으로 보이게 된다. 그러나 T_{r1} 과 T_{r2} 가 同時에 活性領域에 있을 경우에는 近似的으로 볼때 負性抵抗 $-2R_n$ 로 생각할 수 있다. 좀더 嚴密하게 負性抵抗値을 考察해볼때, 그값은

$$R_{ab} = -2R_n + \frac{\partial(V_{e1} - V_{e2})}{\partial i} \quad (3)$$

로 되어, $i = \frac{1}{2}(I_2 - I_1)$ 에서 負性抵抗의 값은 最大로 된다. 그러나 式(3)에서 正의 抵抗値를 갖는 第二項은 바이어스電流 I_1, I_2 가 작은 값으로 되면 커지기 때문에 式(3)의 R_{ab} 는 負의 값을 보이지 않을 경우도 있을 수 있다. 또 R_n 는 R_B 에 의하여 活定되기 때문에 R_B 의 값 如何에 따라서도 R_{ab} 는 負性抵抗를 나타내지 않게된다.

바이어스電流 I_1 과 I_2 를 같은 값으로 取할 경우, N字形特性은 原點에 對해서 點對稱으로 될 것은 勿論이다. 여기에 T_{r1}, T_{r2} 에 2SC8098를 使用하고 $R_B = 100\Omega$ 로 했을때, ab 兩端子에서 본 N字形特性의 實測結果를 提示한다.

I_1 과 I_2 가 같은 값($I_1 = I_2 = I$)인 경우에 I 의 값을 可變으로 한 $V-I$ 特性을 그림 3에 表示한다. 바이어스電流의 增加에 따라 負性抵抗値는 增大되며 負性抵抗의 範圍가 넓어지고 있다. 또 正抵抗領域의 傾斜는 電流源의 內部抵抗과 거의 같아 內部抵抗이 커지면 그에 따라서 傾斜도 커진다.

다음으로 I_1 을 一定한 값($I_1 = 4mA$)으로 하고 I_2 를 變化시켰을 경우의 $V-I$ 特性을 그림 4에 表示한다.

이들 曲線이 위의 $I_1 = I_2 = I$ 인 경우와 相異한 點은, T_{r2} 의 바이어스電流 I_2 를 $I_2 = I + J$ 로 하여

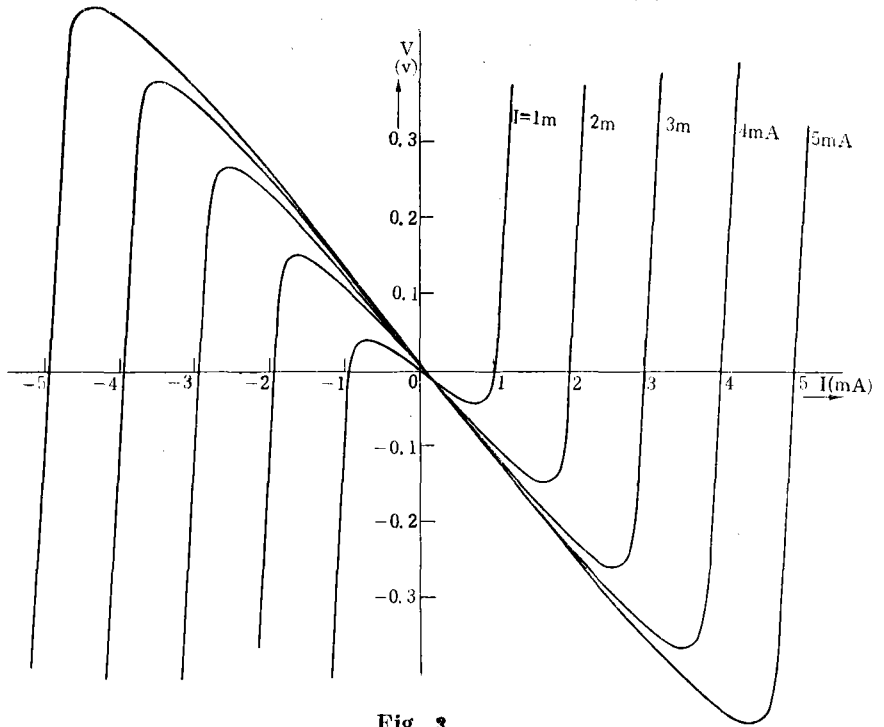


Fig. 3.

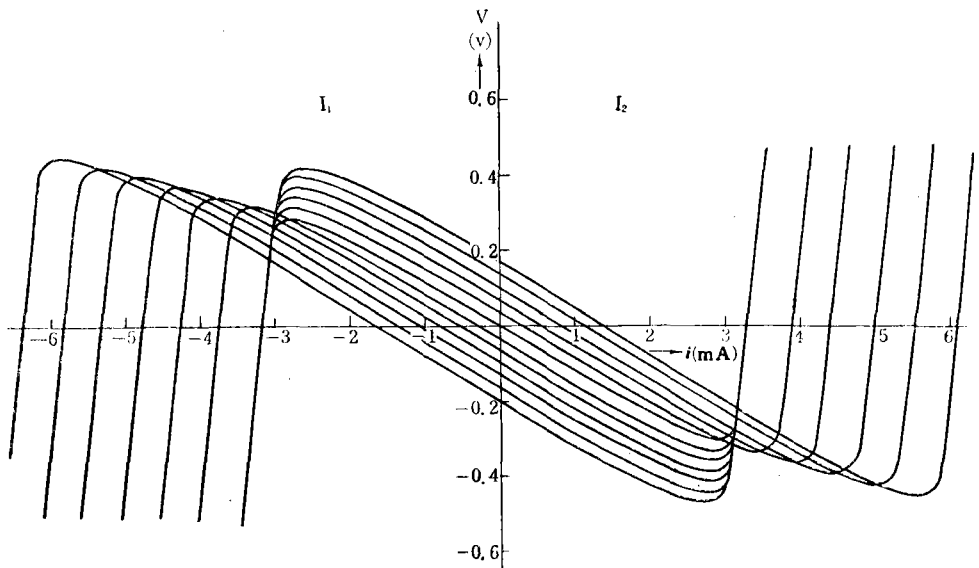


Fig. 4.

J의 값을 변화했기 때문에 負性抵抗範圍가 變化하여 右側으로 擴大되고 電壓의 最大値도 역시 J의 增加에 따라 增大되고 있다. 따라서 負性抵抗領域과 電流 i 軸과의 交點은 原點이 아니고 바이어스電流値의 變化分 J의 半分인 $J/2$ 만큼 비

켜 나고있다. 그러나 이들 線群의 第1, 2, 3領域은 모두 各各 平行關係에 있어 特性의 傾斜는 $I_2 = I_2 = I$ 의 경우와 變함이 없다. 또 後에 詳細히 檢討될 펄스幅變調의 準備로서, I_1 을 一定히 하고 I_2 로 變化시켰을 경우와, I_2 를 一定히 하고 I_1 을 變

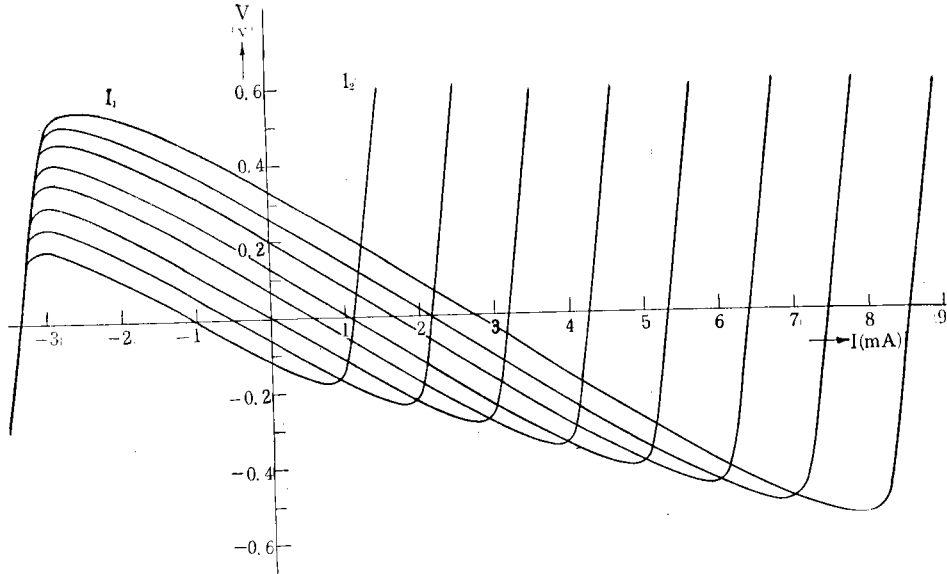


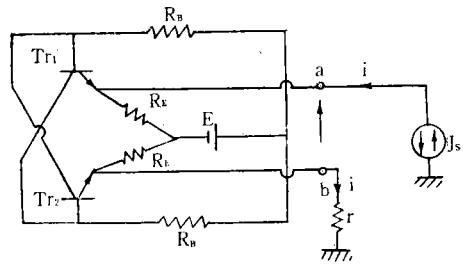
Fig. 5.

화시켰을 경우와의 $V=i$ 특성들을 한 그래프로
重疊시켜 그림 5에 表示해 둔다.

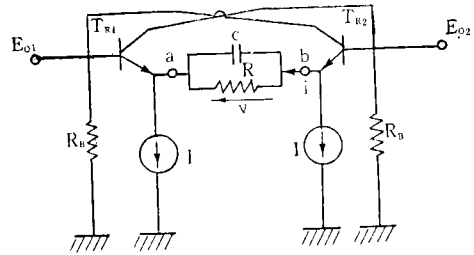
3. 雙트랜지스터회로의 發振

그림 1에 表示한 雙트랜지스터회로의 에미터端
子 ab에서의 電壓-電流특성은 위에서와 같이 電
流制御型負性抵抗특성이되기 때문에 그림 6에 表
示한 바와 같이 ab兩端子에 抵抗 R와 容量 C를
並列로 하여 접속하고, R, C의 값을 적절히 선택
할 때에는 弛張發振을 이르게 된다.

雙트랜지스터회로의 바이어스電流 I_1 과 I_2 가 그
값들이 서로 같을 경우의 N字形特性을 그림 7에
서와 같이 直線近似시킨 結果에 對해서 이 發振
動作을 고찰해 본다. T_{r1} 이 ON이고 T_{r2} 가 OFF
로된 特性曲線上的 AB間을 第一領域이라 하고,
兩트랜지스터 T_{r1} 과 T_{r2} 가 모두 活性領域에 들어
가 있는 BD間을 第2領域(負性特性領域)이라 하
고, T_{r1} 이 OFF이고 T_{r2} 가 ON으로 된 CD間을
第3領域이라 부르기로 한다. 抵抗 R를 그림 7
에 표시한 바와 같이 負荷로 생각할 때, R가 負
性抵抗보다 작을 경우($R < 2R_n$) 正抵抗領域인 第
1領域과 第3領域에서 負荷曲線은 交叉되어 所
謂 그 安定回路로 되기 때문에 發振은 不可能하
다. 그러나 負荷抵抗 R가 適當한 크기의 값일



(A)



(B)

Fig. 6.

경우에는 發振이 可能하게 된다.

우선 T_{r1} 이 ON狀態이고 T_{r2} 가 OFF狀態라 하여 T_{r1} 이 A點에 있다고 가정하자. 이때 T_{r2} 는 OFF狀態이므로 그 바이어스電流 I는 容량 C를 充電하게 되어 電流 i는 I로 되고, ON狀態에 있는 T_{r1} 에는 2I인 電流가 흐르는 것이다. 여기

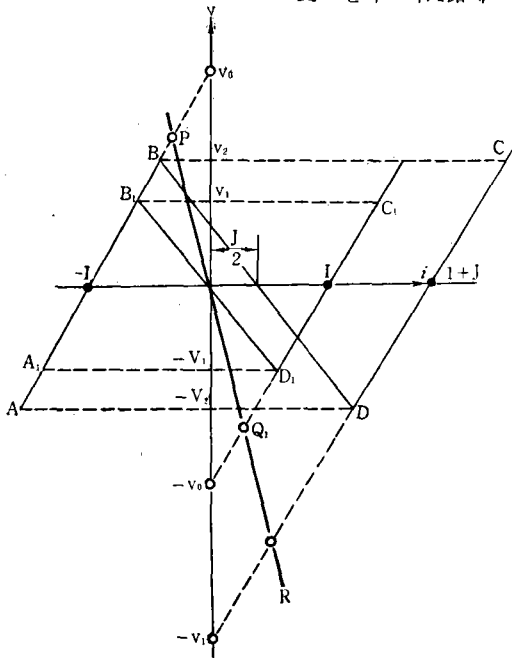


Fig. 7.

서 $2I$ 의 電流가 T_{r1} 의 코렉터를 거쳐, OFF 상태에 있는 T_{r2} 側의 베이스抵抗 R_B 를 흐르게 되는 결과 T_{r2} 의 베이스電位는 거의 $2IR_B$ 로 된다. 容量 C 의 充電이 A點으로부터 P點을 향하여 B點까지 도달하면, 負性抵抗領域을 飛越하여 C點으로 스위치 되고, 그 結果로서 T_{r1} 의 에미터電位는 급격히 上昇하여 OFF 상태로 變하는 同時에 T_{r2} 의 베이스電位는 급격히 下降하여 ON 상태로 된다. T_{r2} 가 ON 되면 T_{r2} 의 베이스電位는 앞에서와 마찬가지로 $2IR_B$ 로 된다. 이때 容量 C 는 點 C로부터 Q點을 향하여 放電하게 되나, D

點에 도달하면 또 負性抵抗領域을 飛越하여 A點으로 스위치 된다. 그 結果로서 T_{r1} 의 에미터電位가 급격히 下降하여 T_{r1} 이 ON 상태로 變하여 본래의 상태로 되돌아가게 된다. 그림 8에 表示한바와 같이 트랜지스터의 베이스電位 E_{o1} , E_{o2} 는 矩形波로 되고 容量 C 의 端子電壓 V_c 는 三角波로 된다. T_{r1} 과 T_{r2} 의 回路定數가 完全히 對稱일 경우에는 T_{r1} 이 ON 되고 T_{r2} 가 OFF 되어 있는 時間 T_1 와 T_{r1} 이 OFF 되고 T_{r2} 가 ON 되어 있는 時間 T_2 와는 서로 같고 近似的으로는 다음과 같이 計算된다.

$$T_1 = T_2 = \frac{CR_g}{1+R_g/R} \cdot \log \frac{(V_o/V) + (1+R_g/R)}{(V_o/V) - (1+R_g/R)} \quad (4)$$

여기서 R_g 는 그림 7의 第一領域에서의 正抵抗의 값(여기서는 第3領域의 값과 같다) 대략 電流電源의 內部抵抗의 값과 같다. 다음으로 바이어스電流 I_1 과 I_2 가 같은 값이 아닐때의 發振動作을 고찰한다. 그림 9는 $I_1 = I_2 = I$ 인 경우에 對照시켜 $I = I$, $I_2 = I + J$ 인 경우의 靜特性을 直線近似시킨 것이다. $I_1 = I_2$ 인 경우에 비교하여 電壓振幅이 커졌기 때문에 $I_1 = I_2$ 인 때의 A_1 點 B_1 點들이 각각 A, B 까지 延長되었고, 또 C_1 點과 D_1 點들은 각각 C 點과 D 點까지 延長된 結果가 되었다.

여기서 가령 A點에서 부터 시작된다고 하면, 容量 C 는 A點의 電壓值 $-V_2$ 에서 부터 充電을 시작하여 P點을 향하여 B點의 電壓值 V_2 까지 도달한다. $I_1 = I_1$ 인 경우에 비하면 充電電壓의 幅

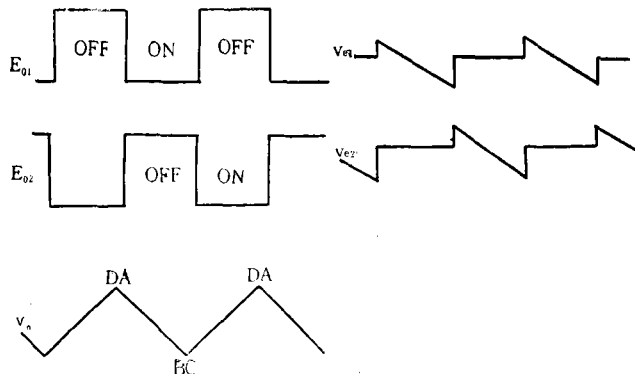


Fig. 8.

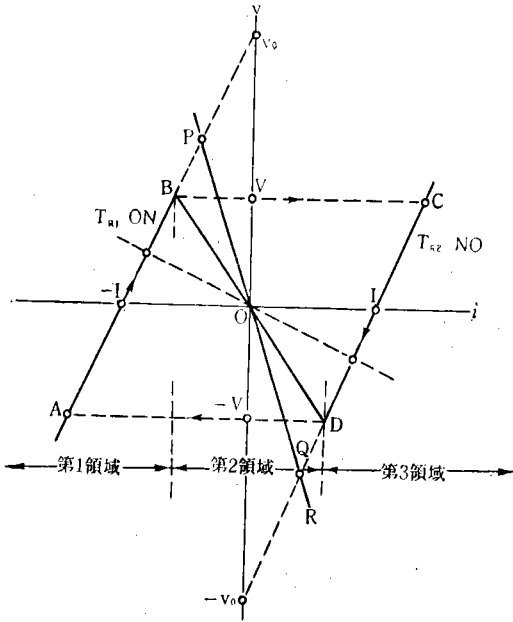


Fig. 9.

은 훨씬 增大되기 때문에 이때의 充電時間 T_1 은 AB間을 點 P를 向하여 充電하는 時間보다 길어진다. 그런데 容量 C 의 充電電壓이 B點에 達하면 負性抵抗領域을 飛越하여 C點으로 스위치되기 때문에 C點의 電壓 V_2 에서 부터 放電을 시작하게 된다. 이 放電도 역시 Q點을 向하여 D點의 電壓 $-V_2$ 까지 계속되어 D點에 도달하면 다시 A點으로 스위치되어 一周期를 끝마치게 된다. 여기서도 $I_1=I_2$ 인 경우에 비하여 C_1 點과 D_1 點들은 각각 C點과 D點으로 옮겨져서 放電電壓의 幅이 넓어지고 있다. 그러나 放電의 終電壓點인 D點과 Q點과의 關係를 보면 D_1 點과 Q_1 點과의 關係에 비하여 더 멀어지고 있다. 그러므로 CD間을 Q點을 向하여 放電하는 時間은 $\overline{C_1D_1}$ 間을 Q_1 點을 向하여 放電하는 時間보다 짧아진다. 그러므로 그 發振波形은 J 로 인하여 T_1 이 길어지고 T_2 가 짧은 矩形波가 된다. 여기서 T_1 과 T_2 를 그림 9에서와 같이 折線近似的으로 求한 結果는 다음과 같다.

$$T_1 = \frac{CR_g}{1+R_g/R} \times \log \frac{(V_0/V_1+1+R_g/R) + (1/2+R_g/2R)J/I}{(V_0/V_1-1-R_g/R) - (1/2+R_g/2R)J/I} \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{CR_g}{1+R_g/R} \times \log \frac{(V_0/V_1+1+R_g/R) + J/I(V_0/V_1+1/2+R_g/2R)}{(V_0/V_1-1-R_g/R) - J/I(V_0/V_1-1/2-R_g/2R)} \quad (6)$$

(5)式的 T_1 과 (6)式的 T_2 와를 $I_1=I_2=I$ 인 경우의 (4)式的 $T/2$ 과 比較해 보면, (J/I) 에 의하여 J 가 正이면 $T_1 > T/2$, $T_2 < T/2$ 이고 J 가 負이면 $T_1 < T/2$, $T_2 > T/2$ 인 것을 알 수 있다.

4. 雙回路의 回路定數들이 發振波形에 미치는 影響

雙트랜지스터회로의 矩形波發周期 T 에 影響을 미치는 因子로서는, 兩바이어스電流 I_1, I_2 를 위치하여 負荷抵抗 R , 容量 C , 베이스抵抗 R_B 들이 考慮된다. 그러므로 이 因子들이 周期 T 또는 正負의 펄스時間 T_1, T_2 들과 어떠한 關係에 있는가를 考察하는 것이 펄스幅變調를 생각함에 있어서 重要한 것으로 보아진다. 펄스幅變調回路로서는 周期 T 가 信號波振幅에 無關하게 一定한 同時에 正 또는 負의 펄스時間 T_1 또는 T_2 가 信號波의 振幅에 正比例하는 것이 要된다. 만일 信號波의 振幅에 따라서 周期 T 가 變動하게 되면 復調波에는 周波數의 變移가 同伴하게 되고 T_1 또는 T_2 가 信號波振幅에 比例하지 않을 경우에는 振幅歪를 發生시키게 된다.

4.1 바이어스電流의 影響

지금 T_{r1} 의 에미터·바이어스電流 I_1 의 값을 $4mA$ 로 一定한채로, T_{r2} 의 에미터·바이어스電流 I_2 의 값을 $1.5mA$ 로부터 $9mA$ 의 範圍로 增加시켰을 경우에 T 또는 T_1, T_2 를 實測한 것이 그림 10이다. I_2 의 값이 $4mA$ 보다 減少하면 급격히 周期 T 가 增大하는 同時에 (T_1-T_2) 의 直線性도 나빠지는 傾向에 있다. T_{r1} 의 바이어스電流 I_1 을 $4mA$ 에 一定한 채로 T_{r2} 의 바이어스電流 I_2 를 $4mA$ 에서 $9mA$ 의 範圍로 增大시킨 경우와 마찬가지로, T_{r2} 의 바이어스電流 I_2 를 $4mA$ 에 一定한 채로 I_1 을 $4mA$ 에서 $9mA$ 까지의 範圍를 增大시킨 경우의 發振周期 T 와 正負펄스時間 T_1, T_2 의 實測值를 그림 11에 提示한다. 여기서 I_1 과 I_2 의 電流增加分을 J_1 또는 J_2 라 하고,

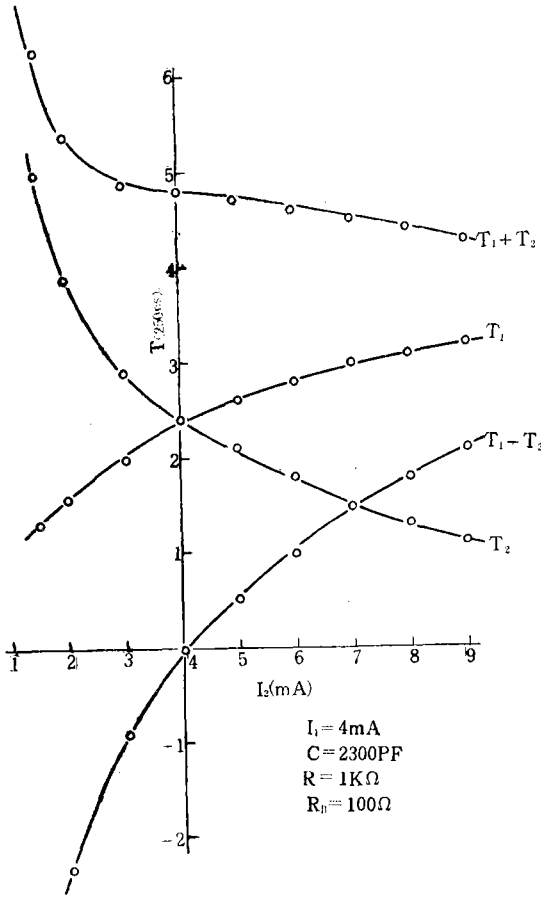


Fig. 10.

이들 J_1, J_2 에 대해서 周期 T 는 거의 일정하고 ($T_1 - T_2$)의 直線性도 그림10에 比하여 훨씬 良好해진 것으로 생각된다.

여기서 바이어스電流 I_1, I_2 의 一定值를 위의 $4mA$ 로부터 $4.5mA, 5.0mA, 5.5mA$ 로 變化시켜 바도 그들의 特性變化는 거의 없으나, 다만 電流值의 增大에 따라서 周期 T 가 減少하는 것은 理論的인 豫想대로의 結果가 實測되었다.

이와같은 結果로 미루어 볼때 雙트랜지스터回路가 에미터·바이어스電流值 I_1 과 I_2 를 適切한 값으로 選擇하여, 이들에 信號波電流源 J_1 과 J_2 를 重疊함으로써 펄스幅變調回路로서 動作시킬수 있음을 알수 있다.

4.2 負荷抵抗 R의 影響

雙回路의 發振周期 T 와 正負의 펄스時間 T_1 과 T_2 를 表示하는 (4)式, (5)式, (6)式에 의하면, T 및 T_1, T_2 의 R 에 對한 關係는 比較的 複雜한 것으로 되어있다. 兩에미터電流值를 모두 $4mA$ 로 하고, 容量 C 를 $2300PF$, 베이스回路抵抗을 100Ω 로 했을 때에 對해서 負荷 R 의 값을 $300\Omega \sim 4k\Omega$ 로 變化시켰을 경우의 周期 T 와 正負 펄스時間 T_1, T_2 가 바이어스電流의 增加分 J 에 對한 特性上的 變動은 別로 없는 것으로 實測되었다. 앞에서 言及한 바와 같이 R 가 負性抵抗의 最大值 R_m 보다 작아지면 發振이 멎게 되지만, 負性抵抗值(約 200Ω)에 가까운 300Ω 정도의 低抵抗值로 R 의 값이 되면 周期 T 의 特性도 惡化되고 있다. 그러므로 이 回路에서는 負荷抵抗 R 는 充分히 큰 800Ω 以上으로 選擇되어야 한다.

4.3 容量 C의 影響

發振周期 T 와 正負펄스時間 T_1, T_2 는 모두 容量 C 의 값에 比例하는 것은 理論的인 關係式에서 明白한 바이나, 實測值에서도 確認되었다. 다만 容量 C 의 값이 數 $10PF$ 정도로 작아지면 發振周波數가 甚히 높아지게 되어 矩形波가 이그러져 正弦波에 가까운 波形으로 돼 버린다. 이것은 트랜지스터의 스위칭時間 T_B 가 無視될 수 없는 結果에서 오는 것이기 때문에 矩形波가 펄스幅變調로서 實用的인 波形을 維持하기 위해서는 負性抵抗의 最大值 R_m 와 C 와의 相積 $R_m C$ 의 값이 T_B 의 10배이상으로 될 必要가 있다.

4.4 베이스回路抵抗 R_B 의 影響

베이스回路抵抗 R_B 의 값을 $25\Omega, 50\Omega, 75\Omega, 100\Omega$ 와 같이 했을 때 雙回路의 特性은 그림12에 表示한 것과 같다. 여기서 R_B 를 增大시키면 負性抵抗領域의 範圍와 그 傾斜도 增大하는 것을 알수 있다. 앞의 近似式 (2)에서도 負性抵抗의 最大值 R_m 는 대략 R_B 에 比例하는 것으로 되어 있지만, 實測值도 이와 符合되고 있다. R_B 의 값을 크게 취할수록 電壓出力펄스振幅은 增大되는 同時에 發振周期도 길어진다. 그러므로 變調出力을 크게하기 위해서는 R_B 를 可及的 크게 취하는 것이 有利하지만, 高速펄스回路로서는 R_B 를 작게 할 必要가 있다.

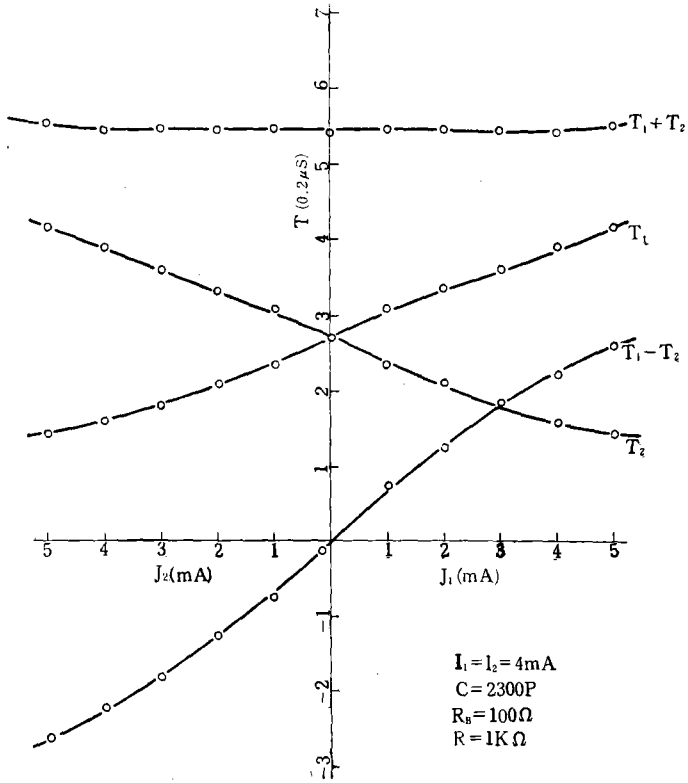


Fig. 11.

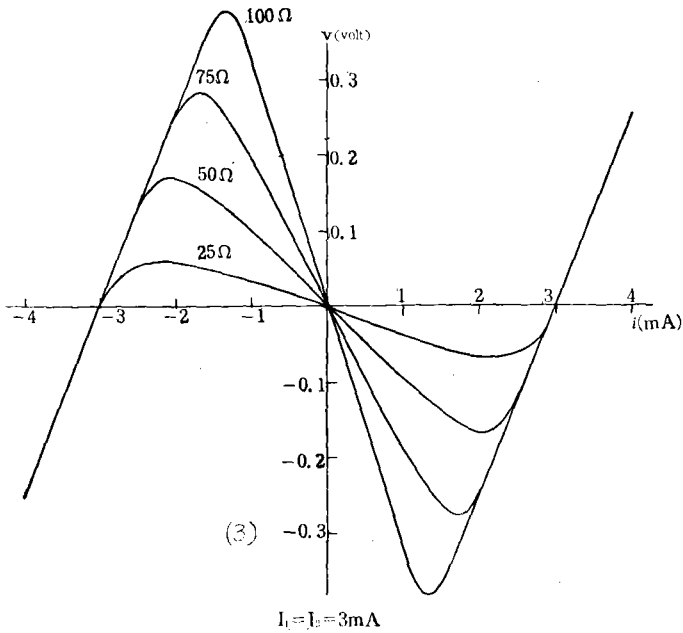


Fig. 12.

5. 펄스幅變調回路

펄스幅變調의 基本條件을 滿足하도록 回路定數들을 定한 雙트랜지스터 회로의 實驗回路를 그림 13에 表示한다. 이것은 에미터電流를 信號波電流源에 의하여 制御함으로써 베이스端子電壓矩形波의 펄스幅을 變調하는 回路이다.

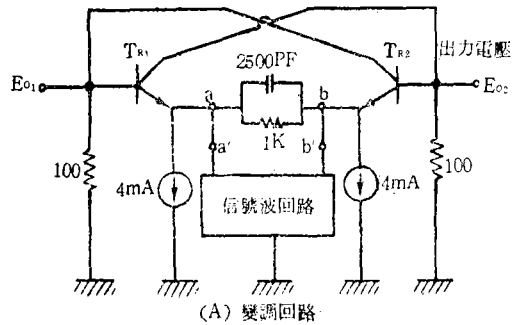
雙트랜지스터(25C8098) 回路의 兩에미터端子 a, b間에 容量 C(2300PF)와 R(1kΩ)를 並列接續시키고, 兩에미터·바이어스電流 I₁과 I₂를 각각 4mA로 하여 雙發振回路로서 約 1MHz의 弛張發振을 시킨다. 이 發振回路에 다시 그림에서와 같이 a, b端子 사이에 信號波電流源을 접속시킴으로써 變調回路를 構成한 것이다.

信號波가 正인 때는, I₂는 一定值 I(여기서는 4mA로함)로 하고, I₁만을 I+J₁과 같이 變化시키고 J₁을 信號波電流로 취하였다. 또 信號波가 負인 때는 I₁을 一定值 I(여기서는 4mA로함)로 하고, I₂만을 I+J₂와 같이 變化시키고 J₂를 電號波電流로 취하였다.

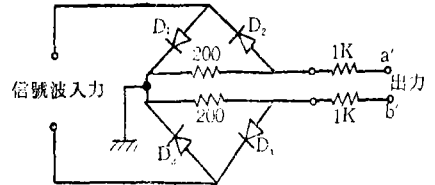
위와 같은 意圖에서 信號波回路로서는 一種의 全波整流回路를 採用하였다. 브릿지形 全波整流回路의 負荷抵抗을 二個의 抵抗으로 분리하여, 接地端子和 反對側에 二個의 別個의 端子를 具備토록 한 것이다. 여기서는 電流源에 가까운 內部抵抗이 比較的 큰 電流源으로 하기 위하여 각각 1kΩ의 直列抵抗이 삽입되어 있다.

이 信號回路에서 信號波가 正弦波라 하면 a', b'의 兩端子에는 半波씩의 信號波負流가 흐르게 된다. 그러므로 變調回路에서는 信號波回路의 出力負電流에 의하여 信號波의 半波時間씩 交替로 T_{R1}과 T_{R2}의 에미터電流를 制御하게 된다. 信號波 入力으로 부터 接地點에 對해서 同極性의 半波電流源을 얻기 위하여 브리지型 整流回路를 採用한 것은 兩端子波形의 位相調整 또는 將來 IC化過程의 利點들을 考慮하였기 때문이다.

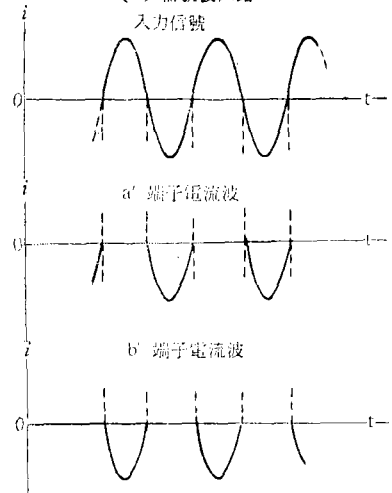
다음으로 펄스幅變調回路의 回路定數를 選定함에 있어 考慮된 點들을 들어 본다. 雙回路의 矩形波發振周波數는 容量 C에 比例함을 앞에서 言及하였거니와 여기서는 主로 基本的인 回路動作을 考案할 意圖에서 發振周波數를 1MHz 程度로



(A) 變調回路



(B) 信號波回路



(C) 信號波回路의 各部波形

Fig. 13.

選定하여 C=2300PF로 하였다. 또 兩에미터·바이어스電流值 I를 모두 4mA로 하였으나 앞에서 이미 檢討한 바와 같이 이 電流值를 5.5mA程度로 올려도 發振周波數가 높아질 따름이고 T-J特性에는 別다른 變化는 없기 때문에 펄스幅變調로서 不合理하다고는 생각되지 않으나 다만 信號波의 電流振幅을 크게 取하고자 할 때에는 이 電流의 값 I를 可及的으로 작게 定하는 것이 바람직하다. 베이스回路抵抗 R_B는 50Ω 정도가 펄스發振回路의 特性으로서의 良好한 것으로 생각되

었으나, 역시 出力電壓을 可及的 크게 하기 위하여 여기서는 100Ω 로 하였다.

6. 結 論

雙트랜지스터회로의 靜特性은 에미터·바이어스電流에 의하여 變化하는 點에 注目하여, 雙트랜지스터矩形波發振회로의 바이어스電流에 信號波電流를 重疊함으로써 펄스幅變調를 遂行시키는 回路動作의 解析과 그 設計方針이 얻어졌다. 이 펄스幅變調회로는 發振과 變調가 同時에 遂行될 수 있는 簡單한 回路構成인 點이 그 特徵이다. 여기에 提示한 實例의 回路는 信號波의 周波數가 比較的 낮은 경우이고, 例컨대 테레메터링等에는

適合할 것으로 생각된다. 그러나 回路定數(특히 C의 값)를 適當히 選擇하면 VIDEO 信號의 펄스幅變調에는 充分히 使用될 수 있을 것으로 믿는다.

參 考 文 獻

- 1) W. J. Cunningham: "Introduction to nonlinear analysis" McGraw-Hill Co. 1958.
- 2) Dankwart, Koechler: "The charge control concept in the form of equivalent circuits representing a link between the classic large signal diode and transistor modes," BSTJ 1967.
- 3) 平山博, 永井正夫: "電流切換型 三值論理回路", 信學會 計算機研資 EC-68-36(1969-01).