

雙터널다이오드회로를 이용한 펄스幅變調

(Pulse Width Modulation by Tunnel Diode Pair Circuit)

吳 鉉 禕*

(Oh, Hyun Wee)

要 約

負性抵抗領域에서 동작하도록 바이어스電壓을 걸어 준 雙터널다이오드회로의 差特性은 역시 電壓制御型的 負抵抗領域을 갖고, 이 회로를 發振器로 動作시킬 때의 雙회로의 中點의 電位는 矩形波의 弛緩振動을 일으킨다. 本論文에서는 이 中點에서의 矩形波의 周期 및 正 또는 負의 펄스의 幅을 바이어스電壓에 의하여 制御할 수 있다는 點을 勘案하여 周期 T 및 正펄스時間 T_1 또는 負펄스時間 T_2 를 差特性曲線으로부터 解析적으로 求하고 또한 實測하였다.

또한 T 및 T_1 또는 T_2 와 回路諸定數와의 關係를 檢討하여, T 가 一定하고 T_1-T_2 가 바이어스電壓의 變化量에 比例하는 條件을 滿足시키는 回路定數를 定하고, 바이어스電壓과 直列로 信號電壓을 插入하는 方法을 考慮하여 構成한 펄스幅變調회로의 特性을 求하였다.

Abstract

The characteristics of tunnel diode pair circuit biased within the negative resistance region has also the voltage-control type negative resistance region, and the voltage at the center point of negative resistance region is described as the square-wave relaxation oscillation. In this paper, the period T , positive duration T_1 , negative duration T_2 of the pulse are obtained from the characteristic curve and observed actually, considering the fact that the pulse width and the period of square-wave at the center point of the negative resistance region is able to be controlled by the bias voltage. Moreover, the relationship between T , T_1 or T_2 and circuit parameters is searched for and the circuit parameters that satisfy the conditions of T_1-T_2 being proportional to the variation of bias voltage with T constant are determined. Thereafter, the bias voltage and the signal voltage are inserted serially to the PWM circuit and the characteristics of that circuit is analyzed.

1. 序 論

高速性素子로서의 터널다이오드의 動作特性 및 其應用에 關하여 數多한 研究開發이 行하여져 왔으나, 本論文에서 提案하는 펄스幅變調回路素子로서의 利用에 關해서는 거의 研究되지 않고 있다.

高速펄스의 펄스周期 또는 펄스幅을 制御하는 回路素子로는, 터널다이오드가 가장 適合하나, 出力이 작기때문에 其 制御範圍는 크게 制限된다. 그러나 터널다이오드 또는 其 雙회로의 發振特性을 利用하면, 아주 簡單한 回路構成으로 高速펄스幅變調회로를 만들 수 있다는 點은 注目할만한 것이다.

펄스幅變調技術은 여러 分野에 利用될 것이 期待된다. 本論文에서는 雙터널다이오드회로를 基

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

木要素로 하는 高速펄스幅變調回路構成 및 其特性에 關하여 論議키로 한다.

2. 雙터널다이오드회로의 差特性

터널다이오드는 그림 2-1과 같이 負컨덕턴스部分을 包含하는 N字形的 靜特性을 갖는 高速素子이다. 이와같은 特性을 갖는 2個의 터널다이오드

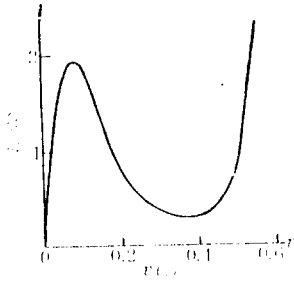


그림 2.1. 터널다이오드의 電壓—電流特性
Fig 2.1. Voltage-current characteristics of tunnel diode

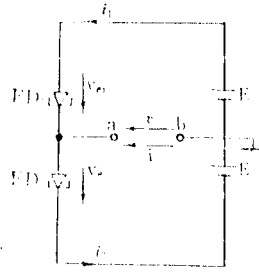


그림 2.2. 雙터널다이오드 回路
Fig 2.2. Tunnel diode pair circuit.

를 그림 2.2와 같이 接續한 雙회로의 差特性, 即 그림의 端子 a, b 사이의 電壓(v)—電流(i)特性은 2個의 다이오드特性의 差로 求할 수 있으며, 一定한 바이어스電壓 2E에 對하여 그림 2-3(b)와 같이 表示된다. 그림 2-2에서 電壓 및 電流들을 그림과 같이 取하면

$$i = i_2 - i_1, \quad v = V_{c1} + E, \quad -v = V_{c2} + E \dots (2.1)$$

와 같이 되며

$$v = \frac{1}{2}(V_{c1} - V_{c2}) \dots (2.2)$$

가 된다. 따라서 이 雙회로의 中點 a의 電壓—電流特性은, 두 다이오드의 電壓, V_{c1} 과 V_{c2} 의 差와, 다이오드에 흐르는 電流 i_1 과 i_2 와의 差의

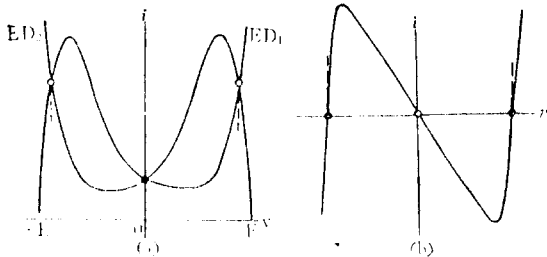


그림 2.3. 雙터널다이오드회로의 差特性
Fig 2.3. v-i characteristics of tunnel diode pair circuit.

關係로 表示되므로 差特性이라고 불리운다. 따라서 雙회로의 v-i 特性曲線은 바이어스電壓, 2E의 値에 따라 달라 지지만, 一般的으로 그림 2-3(b)와 같은 N字形的 曲線이 된다.

이 差特性은 터널다이오드自體의 特性과 같이 負컨덕턴스部分을 갖고, 負컨덕턴스의 크기와 範圍는 그림 2-4와 같이 2E의 値에 따라 달라진다. 여기서 (a)는 2E의 値가 過小하여 負컨덕턴스領域을 갖지 않는 境遇를 나타낸다. 바이어스電壓과 負컨덕턴스와의 關係를 圖示하면 그림 2-5

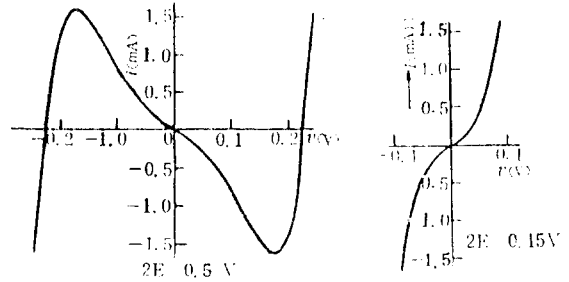


그림 2.4. 바이어스電壓에 따르는 v-i 特性
Fig 2.4. v-i characteristics for various bias voltages.

와 같다. 이 그림에서 바이어스電壓을 크게 할수록 差特性의 負컨덕턴스의 値와 其範圍는 增加하지만, 바이어스電壓이 어떤 一定值(0.3V 程度)를 넘으면 오히려 負컨덕턴스의 値는 減少함을 알 수 있다.

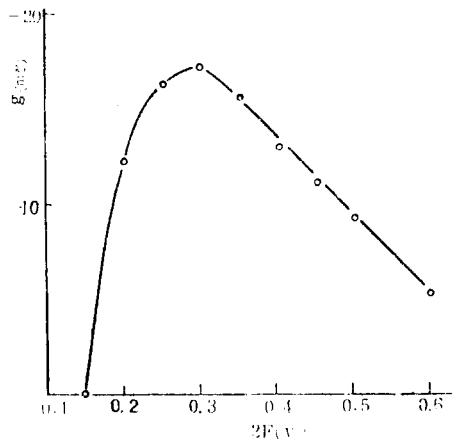


그림 2.5. 負컨덕턴스와 바이어스電壓과의 關係
Fig 2.5. Relation between bias voltages and negative conductances.

3. 雙터널다이오드회로의 發振

3.1. 發振條件

雙터널다이오드회로의 差特性이 負컨덕턴스를 갖도록 바이어스電壓 $2E$ 를 適切히 擇하고, 中點 a, b 사이에 인덕턴스 L 을 接續하면 이 回路는 發振을 일으키게 될 것이 豫想된다. 다이오드 特性에서, $2E \leq 0.15[V]$ 및 $2E \geq 0.7[V]$ 에서는 雙회路의 差特性은 負컨덕턴스를 나타내지 못하므로 바이어스電壓 $2E$ 는 $0.2[V] \leq 2E \leq 0.6[V]$ 의 範圍內에서 擇해야 한다. 그러나 $2E = 0.6[V]$ 와 같이 負컨덕턴스가 크게 變動하는 境遇에는 波形의 찌그러짐이 일어나므로, $2E$ 는 $0.3 \sim 0.5[V]$ 가 適切한 値라고 생각된다.

그림 3-1(a)와 같이 雙회路의 中點 a, b 사이에 抵抗 R 과 인덕턴스 L 을 直列로 連結한 發振회路의 等價회路는 그림(b)와 같다. 이것은 a, b 端子에서 본 雙회路는 前述한바와 같은 差特性을 갖는 2端子網 $G(v)$ 와 터널다이오드의 固有容量 $2C$ 와의 並列회路로 代置할 수 있기 때문이다.

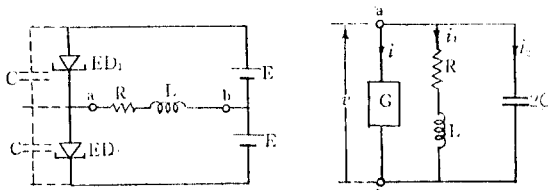


그림 3-1. (a) 雙터널다이오드發振회路和 (b) 其等價회路
 Fig 3-1. (a) Tunnel diode pair oscillator (b) its equivalent circuit.

3-2. 發振周期

그림 3-1의 發振회路에서 터널다이오드의 固有容量 C 가 充分히 작아서 이를 無視하는 경우 一定한 바이어스電壓 $2E$ 에 對한 N 字形의 差特性 曲線을 直線近似法으로 그림 3-2과 같이 3個의 領域으로 區分하면, 그림의 第1領域과 第3領域의 直線傾斜는 모두 同一한 値를 갖는다. 이 値를 k 라고 하고, 第2領域의 負性抵抗傾斜를 g 라고 하면 第1領域의 差特性線에서는

$$i = kv + i_0 \dots\dots\dots(3.1)$$

이다. 여기서 i_0 는 第1領域의 差特性直線이 i 軸과 交叉하는 點의 i 의 値이다. 또한 第2, 第3領域에서는 各各

$$i = gv \dots\dots\dots(3.2)$$

$$i = kv - i_0 \dots\dots\dots(3.3)$$

이며, 負荷直線에서는

$$iR = -v \dots\dots\dots(3.4)$$

이다. 여기서 다이오드의 固有障壁容量 C 를 充分히 작다고 생각하고, 雙회路에기의 다이오드의 스위칭時間을 無視할 수 있는 境遇, 發振周期 T 는 差特性直線上的 點이 點 A로부터 點 P로 向하여 點 B까지 到達하는 時間 T_1 과 點 C로부터 點 Q로 向하여 點 D까지 到達하는 時間 T_2 와의 和가 된다. 即 이것은 差特性의 負컨덕턴스部分을 뛰어 넘어서 點 B로부터 點 C까지 또는 點 D로부터 點 A까지의 스위칭時間은 無視한 境遇이다

于先 第1領域에서는 다음 關係가 成立한다. 即

$$v = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} \dots\dots\dots(3.5)$$

$$i = kv + i_0, \quad i + i_1 = 0 \dots\dots\dots(3.6)$$

이 式에서 i 를 求하면

$$i = Ke^{-\frac{kRt}{L}} + \frac{i_0}{kR + 1} \dots\dots\dots(3.6)$$

이다. 여기서 K 는 積分常數이다. 點 A를 初期狀態로 하여, $t=0$ 에서 $i = -I$ 로 하면

$$i = -\left(1 + \frac{hi_0}{k+h}\right)e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{hi_0}{k+h} \dots\dots\dots(3.7)$$

이 된다. 여기서

$$h = \frac{1}{R}, \quad \tau = \frac{kL}{k+h}$$

이다. A點으로부터 B點까지 移動하는 時間 T_1 은 i 가 特性直線을 따라서 $-I$ 에서 $+I$ 까지 커

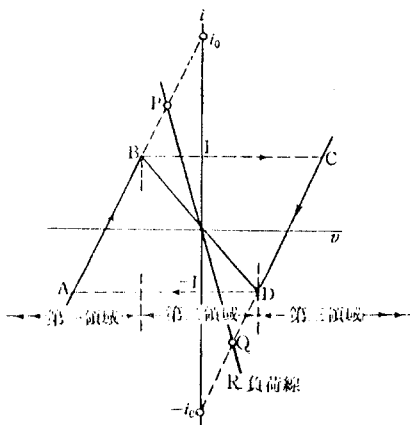


그림 3-2. 直線近似 差特性
 Fig 3-2. Linear approximation of the characteristic curve of tunnel diode pair circuit.

지는 時間이므로, $t = T_1$ 에서 $i = +I$ 라고 하면 (3.7)式에서

$$T_1 = \tau \ln \frac{hi_0 + (k+h)I}{hi_0 - (k+h)I} \dots\dots\dots(3.8)$$

을 얻는다. 또한 點 C로부터 點 D까지 移動하는 時間 T_2 를 求하면 $T_2 = T_1$ 이 되므로 發振周期 T 는 結局

$$T = 2T_1 \dots\dots\dots(3.9)$$

이 된다.

3-3. 回路定數가 發振周期에 미치는 影響

가) 바이어스電壓 $2E$ 의 影響

雙터널다이오드發振回路에서, 差特性은 바이어스電壓 $2E$ 의 크기에 의하여 決定되므로, 一定한 R 및 L 의 値에 對한 發振 펄스波의 波形, 振幅 및 發振周波數들은 바이어스電壓 $2E$ 에 依해서 決定된다. 따라서 바이어스電壓을 變化시키면 正 또는 負의 波幅時間을 變化시킬 수 있으며, 一般적으로 發振周期도 同時に 變化하는 結果가 된다. 바이어스電壓의 增加에 比例하여 發振周波數가 커지고 周期 T 는 짧아진다. 이들 關係를 實測한 結果는 그림 3-3와 같다.

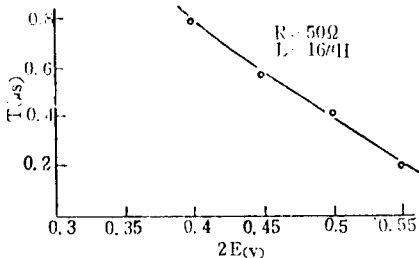


그림 3-3. 바이어스電壓 $2E$ 와 發振周期과의 關係
Fig 3-3. Relation between bias voltage and oscillation period.

나) 인덕턴스 L 의 影響

直線近似法에 依하여 얻은 發振周期 T_1 의 式 (3.8)을 보면, 一定한 바이어스電壓 $2E$ 에 對한 差特性에서 i_0, I 및 k 의 値가 決定되고 周期 T 는 L 과 R 의 函數가 된다. 이때 R 가 一定하면 周期 T 는 L 에 比例한다. 그림 3-4는 $2E = 0.45$ [V], $R = 50[\Omega]$ 으로 하고, $L = 16, 100, 500[\mu H]$ 로 할 때의 實測한 發振周期 T 를 表示한 것이다 이것을 差特性曲線에서 주어진 $2E, R$ 의 値에 對한 i_0, I 및 k 의 値를 求하고 (3.8)式에서 計算한 結果와 比較하면 잘 一致함을 알 수 있다.

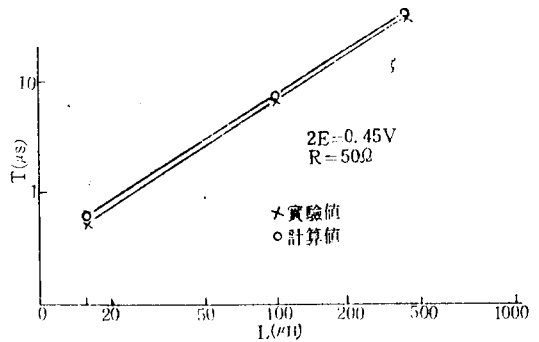


그림 3-4. 發振周期과 L 과의 關係
Fig 3-4. Relation between the period of oscillation and the value of L .

이와같이 實測値와 計算値가 잘 一致한다는 것은, 雙터널다이오드發振回路에서 L 이 커서 發振周期가 比較的 큰 境遇에는 터널다이오드의 障壁容斥 C 를 無視할 수 있으며, 따라서 두 다이오드의 스위칭時間이 無視할 수 있을 程度로 짧다는 것을 意味한다. 그러나 높은 發振周波數를 갖는 짧은 펄스波인 境遇에는, 스위칭時間은 無視할 수 없고 이때 實測値와 計算値와는 相當한 差異를 나타낼 것으로 생각 된다. 그러나 이와 같은 境遇의 發振波形은 正弦波에 가까워지기 때문에 여기서는 論하지 않기로 한다.

다) R 의 影響

바이어스電壓 $2E$ 와 L 의 値가 定해져 있을 때 周期 T 와 R 과의 關係는 (3.8)式에서 보는 바와 같이 R 을 一定하게 하고 L 을 變化시킬 때와 같이 簡單한 關係로는 表示할 수 있다. $L = 16[\mu H]$, $2E = 0.45[V]$ 일 때의 周期 T 와 R 과의 關係를 實測한 結果는 그림 3-5와 같다. R 이 增加할수록 時定數 L/R 가 減少하므로 周期 T 가 增大하는 傾向을 볼 수 있다.

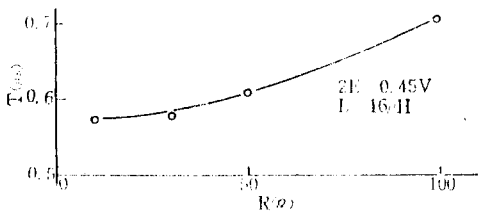


그림 3-5. 發振周期 T 와 R 과의 關係
Fig 3-5. Relation between the period of oscillation and the value of R .

4. 바이어스電壓이 相異한 雙터널다이오드회로의 發振波形

4-1. 差特性

이제까지는 두 다이오드 ED₁ 및 ED₂에 걸여 준 바이어스電壓 E₁과 E₂가 同一한 雙터널다이오드회로의 差特性 및 其 發振波形等에 對하여 檢討하였다. 여기서는 E₁과 E₂가 相異한 境遇를 考察한다.

그러나 여기서 取扱하는 것은 E₁+E₂=2E 즉 두 바이어스電壓이 一定한 値가 되는 境遇에 限한다.

지금 E₁=E₂=0.1[V]인 때의 差特性은 그림 4-1(a)와 같다. 여기서 E₁=0.07[V], E₂=0.13[V]로 하면, E₁+E₂=0.2[V]이므로 이 때의 差特性曲線은 그림(b)와 같이 (a)의 曲線을 右側으로 움직인 것과 같아진다. 反對로 E₁=0.13[V], E₂=0.07[V]로 하면 曲線은 左側으로 0.03[V]만큼 움직인 曲線이 된다.

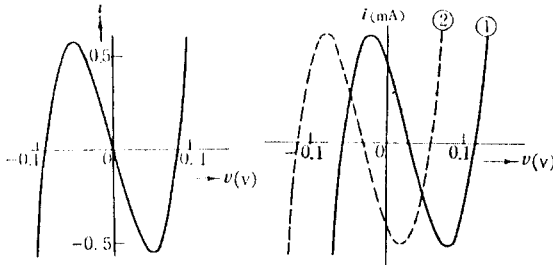


그림 4-1 差特性曲線
 Fig 4-1 Characteristic curve of tunnel diode pair circuit with different bias voltages
 E₁=0.1V E₂=0.1V ① E₁=0.07V E₂=0.13V
 E₁+E₂=0.2V ② E₁=0.13V E₂=0.07V
 ③ E₁+E₂=0.2V, E₁+E₂=0.2V

4-2. 發振波形과 周期

그림 4-2의 雙터널다이오드회로는 바이어스電壓 E₁ 및 E₂의 値를 適切히 取하면 發振을 일으킨다. 萬一 E₁=E₂=E인 境遇에는 中點 a의 電位는 正, 負의 펄스幅이 同一한 波形을 가지며, E₁과 E₂가 다른 境遇(E₁≠E₂)에는 正, 負의 펄스幅은 달라진다.

本論文에서는 E₁과 E₂가 相異하지만 E₁=E+ΔE, E₂=E-ΔE와 같이 E₁, E₂가 一定值 E보다 ΔE만큼의 差異를 가지고 E₁+E₂=2E와 같이 和가 恒常 一定值 2E과 同一한 條件下에서의 發振動作에 限해서만 論議키로 한다.

E₁=E-ΔE, E₂=E+ΔE와 같이 바이어스電

壓이 相異한 境遇의 差特性은, E₁=E₂=E인 境遇의 差特性曲線을 v軸方向으로 右側으로 ΔE만큼 移動시킨 曲線으로 表示된다. 萬一 E₁=E+ΔE, E₂=E-ΔE인 境遇에는 左側으로 ΔE만큼 移動시킨 것이 된다.

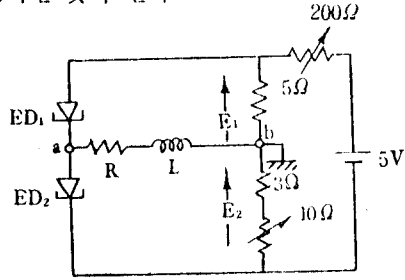


그림 4-2. 雙터널 다이오드 發振回路
 Fig 4-2. Tunnel diode pair oscillator circuit.

지금 雙회로의 差特性은 그림 4-3과 같이 近似的으로 直線으로 생각하고 그림과같이 3個의 領域으로 나누어서 解析한다. 그림에서 ①, ②, ③은 各各 第1, 2, 3領域을, ④는 負荷線을 表示한다.

여기서는, 터널 다이오드의 接合容量은 充分히 작으므로, 動作周波數에서 負抵抗特性部分을 넘어서 스위칭되는 時間은 無視할 수 있다고 생각하고 發振周期 T는 第1領域의 AB 사이를 移動하는 時間 T₁과 第3領域 CD 사이를 移動하는 時間 T₂에 依해서만 定해진다고 考察한다.

그림 4-3을 보면, 바이어스電壓 E₁ 및 E₂가 各

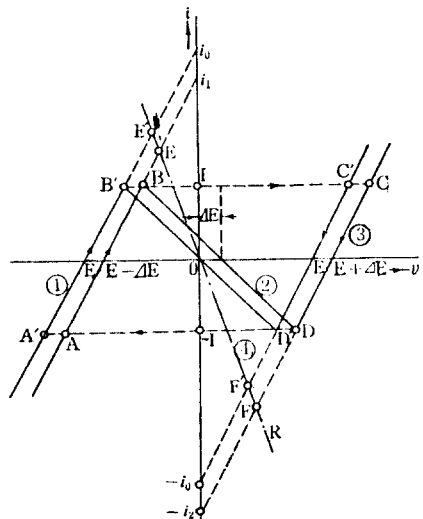


그림 4-3. 바이어스電壓의 增減에 依한 差特性의 變位
 Fig 4-3. Change of characteristics due to change of the bias voltage.

各 ΔE 만큼의 増減된 擾遇 差特性曲線은 v 軸方向으로 ΔE 만큼 移動되기 때문에, 第1 및 第3領域特性直線을 延長한 線이 負荷線과 交叉하는 點 E, E' 및 F, F' 와 差特性的 頂點 B, B' 및 D, D' 와의 關係를 보면 B 點은 B' 에 比해서 負荷線에 接近하고 反對로 D 點은 D' 點보다 負荷線에서 멀어지게 된다. 따라서 第1領域에서 電流 i 가 B 點을 向해서 A, B 사이를 移動增大하는 時間 T_1 은 B' 點을 向하여 $A'-B'$ 사이를 移動 增大하는 時間 T_1' 보다 長아지게 된다. 反面 第3領域에서 B 點을 向하여 C, D 사이를 移動, 減少하는 時間 T_2 는, B' 點을 向하여 C', D' 사이를 移動, 減少하는 時間 T_2' 보다 短縮된다. 即ち 바이어스電壓 E_1, E_2 가 各各 ΔE 만큼 増減될기 때문에 中點 a 에서의 發振은 正, 負의 振幅이 다른 矩形波가 된다. 또한 바이어스電壓의 増減이 上記의 擾遇와 反對로 되면 振幅의 増減도 反對로 된다.

지금 雙안진나오스 회로의 直線近似特性을 $G(E, \Delta E, v)$ 로 하고, 이 發振회로의 等價회路를 그림 4-4와 같이 놓는다. 이때 그림 4-3의 直線近似 差特性曲線의 第1, 第3領域의 直線傾斜를 모두 k 라고 하면 第1, 第3領域에서 各各 $i = kv + i_1$ 및 $i = kv - i_2$ 가 된다. 이것의 i_1 및 i_2 는 두 나오스의 바이어스電壓이 ΔE 만큼 正, 負로 다른 境遇의 差特性曲線에서 第1及 第3領域直線의 延長이 i 軸과 交叉하는 點에서의 i 의 值들이다.

지금 이 회로의 弛緩發振은 다음과 같이 일어난다고 假定한다. 即 動作點이 그림 4-3의 A 點에서 出發하여 E 點을 向하여 B 點에 到達하면 電流 i 의 値는 I 가 되고 動作點은 C 點으로 스위치된다. 今後 動作點은 T 點으로부터 F 點을 向하여 點 D 에 이르면 電流 i 는 $-I$ 가 되고 點 A 로 스위치됨으로써 發振이 일어난다. 이러한 境界值에 對하여 等價회路의 方程式을 풀면 第1 및 第3領域에서의 펄스波의 波幅時間 T_1 및 T_2 , 即ち 周期 T 를 求할 수 있다. 尤도 第1領域에서

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{(i-i_1)}{k} = 0 \dots\dots\dots(4.1)$$

에서

$$i = -\left(i_1 + \frac{h}{k+h} i_1\right) e^{-t/\tau} + \frac{h}{h+k} i_1 \dots\dots\dots(4.2)$$

이 된다 여기서,

$$h = \frac{1}{R}, \quad \tau = \frac{Lbk}{h+k}$$

이다. 이때

$$T_1 = \tau \ln \frac{hi_1 + (h+k)I}{hi_1 - (h+k)I} \dots\dots\dots(4.3)$$

을 일는다. 여기서 i_1 은 特性曲線上에서

$$i_1 = \frac{E - \Delta E}{E} i_a \dots\dots\dots(4.4)$$

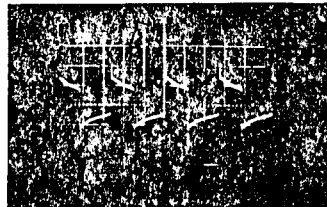
이다. 마찬가지로 第3領域에서의 波幅時間 T_2 를 求하면

$$T_2 = \tau \ln \frac{hi_2 + (h+k)I}{hi_2 - (h+k)I} \dots\dots\dots(4.5)$$

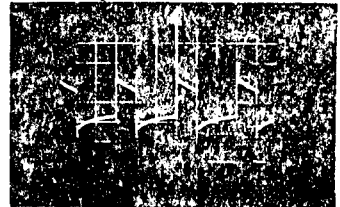
$L = 16\mu H$ $R = 30\Omega$ $250ms \text{ div}$



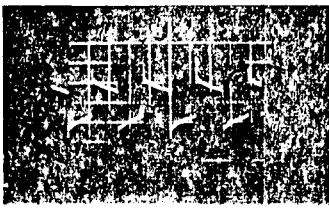
$E_1 = 0.225V + 0.01V$
 $E_2 = 0.225V - 0.01V$



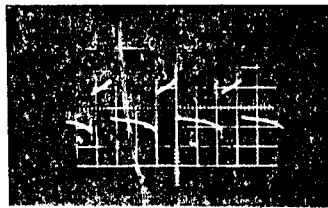
$E_1 = 0.225V + 0.22V$
 $E_2 = 0.225V - 0.02V$



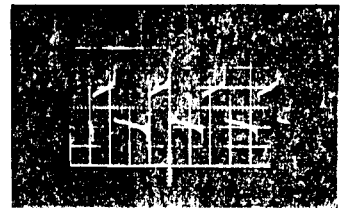
$E_1 = 0.225V + 0.04V$
 $E_2 = 0.225V - 0.04V$



$E_1 = 0.225V - 0.01V$
 $E_2 = 0.225V + 0.01V$



$E_1 = 0.225V - 0.03V$
 $E_2 = 0.225V + 0.03V$



$E_1 = 0.225V - 0.05V$
 $E_2 = 0.225V + 0.05V$

그림 4-4. 바이어스電壓과 發振波形($E_1 \approx E_2$ 일 때)
Fig 4-4. Wave shape of oscillation for different values of bias voltage ($E_1 \approx E_2$)

이며, 여기서

$$i_2 = \frac{E + \Delta E}{E} i_0$$

이다. 發振周期 T 는

$$T = T_1 + T_2 \dots \dots \dots (4.6)$$

에서 求할 수 있다. $R=50[\Omega]$, $L=16[\mu H]$ 로 하고, 바이어스電壓을 $E_1=0.225[V] \pm \Delta E$, $E_2=0.225[V]$ 干 ΔE 와 같이 擇하고 ΔE 의 值를 變化시킬때의 發振回路的 中點 a에 있어서의 出力電壓波形成은 그림 4-4와 같다.

4-3. 回路定數가 發振波形成에 미치는 影響

펄스幅變調時 成立되어야 할 가장 重要한 條件은 펄스幅과 信號波振幅과의 直線的關係와 周期 T 의 不變性이다. 그러나 이들 條件들은 雙回路的 差特性曲線과 負荷線과의 相互關係에 따라서 크게 影響을 받게 되므로, 여기서는 L 을 一定하게 할 때의 R 과 바이어스電壓이 미치는 影響에 對하여 再檢討기로 한다.

가) R 의 影響

$L=16[\mu H]$ 로 하고, $R=10, 50, 100[\Omega]$ 等으로 取할 때, $E_1=0.225[V] \pm \Delta E$, $E_2=0.225[V]$ 干 ΔE ($E_1+E_2=0.45[V]$)와 같이 ΔE 를 變化시킬때의 T 와 ΔE 와의 關係를 實測하여 表示한 것이 그림 4 5와 같이진다. 이들 實測結果는 이미 論議한 바와 같이 R 이 增加할수록 發振周期 T 가 길어진다. 또한 바이어스電壓의 增減分 ΔE 와 T_1 또는 T_2 와의 關係에 있어서는 其直線性은 R 의 어떠한 值에 對해서도 잘 滿足되고 있으나. ΔE

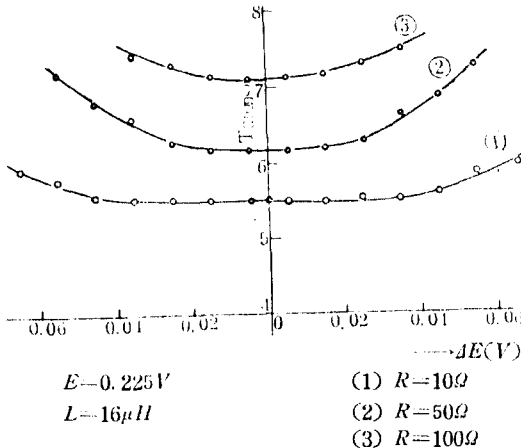


그림 4 5. 發振周期에 對한 R 의 影響
Fig 4 5. Relation between oscillation period and R .

와 周期 T 와의 關係는 R 이 增加할수록 나빠지고 ΔE 의 增加에 對하여 T 는 急激히 길어지는 傾向을 갖는다 따라서 直列抵抗 R 의 值는 數10 $[\Omega]$ 程度로 낮게 取하는 것이 $\Delta E \sim T$ 特性을 좋게 하는 것으로 생각된다.

나) 바이어스電壓의 影響

이미 4節에서 論議한 바와 같이, 雙터널다이오드回路的 發振周期 T 는 바이어스電壓 $2E$ 가 커질수록 짧아진다. 一定한 回路定數($L=16[\mu H]$, $R=30[\Omega]$)을 갖는 條件下에서 바이어스電壓 $2E$ 와 T 와의 關係 및 바이어스의 增減分 ΔE 에 따르는 T 의 變化를 實測한 結果를 圖示하면 그림 4-6과 같다.

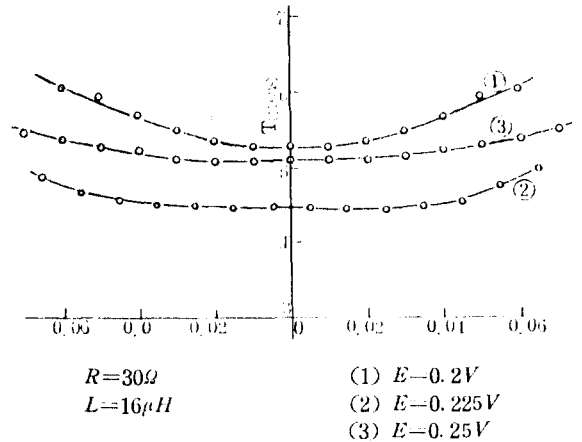


그림 4-6. 바이어스電壓과 發振周期과의 關係
Fig 4-6. Relation between bias voltage and the period of oscillation.

다) 負荷 R_L 의 影響

雙터널다이오드發振回路的 出力電壓은 雙回路的 中點 a에서 取하고 있으므로, 中點 a에 負荷抵抗 R_L 이 連結될 때 發振波形成이 R_L 의 影響을 받아 달라질 것은 當然하며, 이것은 等價回路 그림 4-7을 보아도 明白하다.

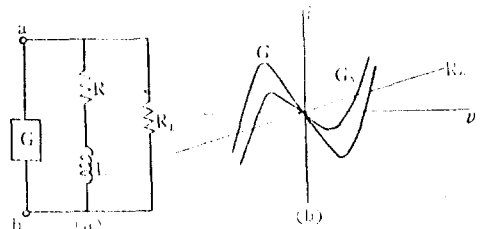


그림 4-7. 負荷 R_L 의 影響
Fig 4 7. Characteristic curve with the load resistance

雙回路的 差特性 G 에 負荷 R_L 가 並列로 連結된 것으로 생각한 때, E 와 R_L 와의 合成回路的 電壓電流特性을 G_N 으로 表示하면, 이 G_N 이 負抵抗이 되는 範圍內에서는 역시 이 合成回路가 發振回路로서 動作하게 된다.

雙回路的 差特性은 바이어스電壓 $2E$ 의 値에 依하여 定해지므로, 바이어스電壓이 定해지면 最小負荷抵抗値도 決定된다. 턴넬다이오드의 負抵抗値는 $2E$ 차 $0.4 \sim 0.5[V]$ 인 範圍에서 約 $100 \sim 60[\Omega]$ 程度이므로 合成回路特性 G_N 이 負抵抗을 갖기 爲해서는 $R_L > 100[\Omega]$ 이어야 하며, 이 發振回路는 數 $100[\Omega]$ 程度의 抵抗負荷에도 使用할 수 있다.

5. 雙턴넬다이오드回로를 利用한 펄스 幅變調回路構成과 其特性

그림 5-1과 같은 變調回路에서, 中點 a 의 出力 端子에서의 電壓波形을 觀測하면 그림 5-2와 같다. 于先 變調回路的 回路定數 L 을 $16[\mu H]$ 로 取하였으며 이것은 펄스周波數를 約 1MHz 程度에서의 基本的데이터를 얻기 위한 것이다.

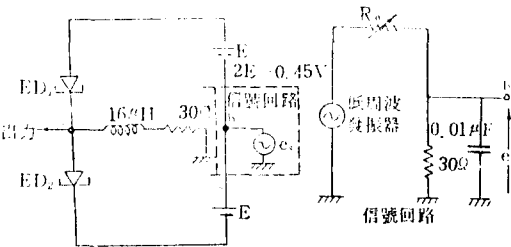
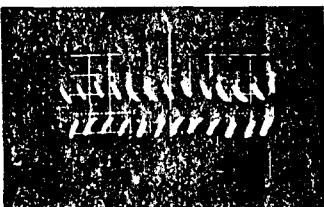
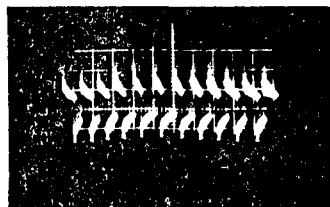


그림 5-1. 雙턴넬다이오드變調回路
Fig 5-1. Modulation circuit using tunnel diode pair circuit.

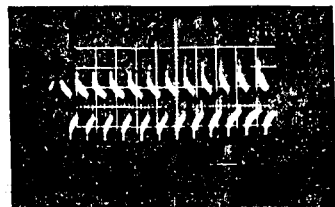
4-3에서 檢討한 바에 依하면, 바이어스電壓의 變化分 ΔE 에 對한 發振周期 T 의 不變性和 펄스 幅變化率의 直線性을 同時에 滿足시킬 수 있는 回路定數値로서는 $R = 30[\Omega]$, $E = 0.225[V]$ 가 最適値라고 생각된다.



正弦信號波 100 kHz



50 kHz



30 kHz

그림 5-2. 펄스幅變調波
Fig 5-2. Pulse width modulation wave.

여기서 試圖한 것은 雙턴넬다이오드發振回路的 바이어스電壓 E_1 및 E_2 를 同時에 信號電壓 e_s 로 變化시킴으로써 펄스幅을 制御하는 펄스幅變調方式이다. 만일 E_2 를 一定한 電壓 E_0 로 維持한 채 E_1 만을 $E_1 = E \pm e_s$ 로 變化시킴 境遇에는 發振周期 T 의 變動이 過大해지기 때문에 펄스幅變調回路로서는 不適當한 것으로 생각된다.

따라서 本論文에서는 바이어스 E_1 과 E_2 를 同時에 $E_1 = E \pm e_s$, $E_2 = E \mp e_s$ 와 같이 變化시킴으로써 펄스幅을 e_s 의 振幅에 比例시키고 同時에 周期變動率이 最小가 되도록 試圖하였다.

6. 結 論

雙턴넬다이오드回路的 差特性은 두 다이오드에 걸어 주는 바이어스電壓에 따라서 달라진다. 이와 같은 點을 勘案하여 本論文에서는 두 바이어스電壓 E_1 과 E_2 를 서로 反對位相을 갖는 信號波電壓으로 制御함으로써 高速펄스幅變調를 行하는 回로를 構成하고 其特性을 調査하였다.

이 回路는 構成이 아주 簡單하고 同時에 良好한 變調特性을 갖고 있으므로 遠隔計測等에 適切한 것으로 생각된다. 特히 直流成分을 包含하는 信號波에 依한 變調에 있어서도 滿足한 回路動作을 얻을 수 있다는 利點을 갖는다.

이 變調回路는 高速性인 特徵을 갖고 있으나, 出力레벨이 낮으며 信號波入力이 $30[mV]$ 程度가 되면 過變調狀態로 되어, 變調率을 높일 수 없는 短點을 갖고 있다.

參 考 文 獻

- 1) 平山博, 塚田啓一, 富永英義 “雙턴넬다이오드의 發振과 其應用” 日本電電公社通信研究所報 1963. 5
- 2) 平山博, 永井正大 “雙턴넬다이오드比較器의 動作解析” 日本電電公社通信研究所報 1969. 6
- 3) 石川廣一, 塚田啓一, 平山博 “雙턴넬다이오드安定回路的 動作解析” 日本電氣通信學會誌 Vol 49. 8
- 4) John M. Carroll “Tunnel-diode and semiconductor circuits” McGraw-Hill Co. 1963.