

트랜지스타 水晶發振器에 있어서 發振 周波數에 對한 電壓變動의 영향

李 鍾 郁*

1 序 論

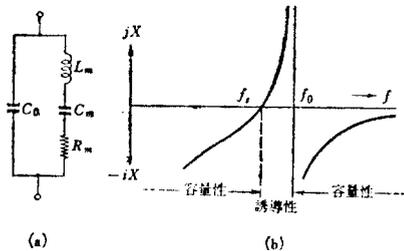
本稿는 水晶 發振器의 標準方式 研究 過程에 있어서 트랜지스타 水晶 發振器를 試作하여 電壓을 變動 시켰을때에 나타난 周波數의 變動을 나타낸 것이다.

水晶 發振器에 있어서 周波數 變動의 要因은 人力, 電壓, 溫度, 回路의 素子等等 많은 要因이 있으나 우선 人力 電壓에 對한 變化는 어느 程度 發生하는 가를 알아 보기로 한 것이다

2. 트랜지스타 水晶 發振器

水晶 發振回路는 水晶 振動子와 트랜지스타에 依해서 連續的인 振動으로 動作되는 回路이다.

트랜지스타를 使用한 水晶 發振回路의 形式도 各樣 各色이며 大部分의 形式은 眞空管 回路에 있어서 眞空管 代身 트랜지스타로 바꾸어서 그 動作 임피단스만 바꾸어놓도록 回路 定數를 送定하여 트랜지스타의 cut-off 周波數만 考慮하여 놓으면 特殊 境遇를 除外하고는 眞空管 水晶 發振回路 方式과 相應하다.



第 1 圖 水晶振動子の等價回路

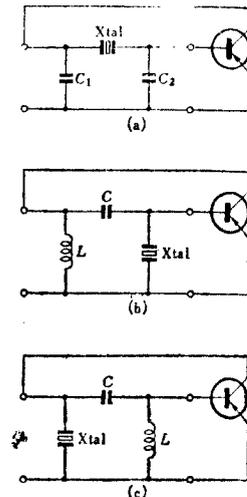
水晶 振動子の 等價回路는 上記 第1圖 (a)에 나타낸 바와 같이 L_m , C_m , 및 R_m 와 같은 直列 임피단스와 水晶 自體의 靜電 容量을 나타내는

C_o 로 나타낼 수있다. 여기서 L_m , C_m , R_m 의 直列 共振를 생각하고 靜電 容量 C_o 와의 直列 共振 回路도 생각 할 수 있다.

直列 共振時의 Q 의 값은 아래 表에 나타낸 바와 같이 놓으나 R_m 값과 ωL_m 혹은 $1/\omega C_m$ 에 比하여 無視될수 있는 程度이다. 第1圖 (b)에 나타낸 바와 같이 水晶 振動子の 回路 임피단스는 f_o 와 f_s 間에 있어서 誘導性이다. 더욱이 이 사이에 周波數 幅은 極히 狹小하다. 여기서 發振 回路를 形成하는 誘導性 리액탄스를 水晶振動子の 誘導性 리액탄스로 바꾸어 發振 條件이 $f_o \sim f_s$ 間에서 成立하는 回路및 回路 素子를 選擇하여 極히 周波數 安定度가 높은 發振 回路를 만들수 있다.

2.1 歸還型 水晶發振 回路

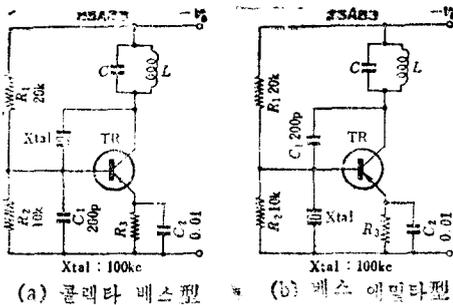
一般的으로 트랜지스타 水晶 發振器의 基本 回路를 나타내면 第2圖와 같다



第 2 圖 트랜지스타 水晶 發振器의 基本回路

* 標準科 標準係

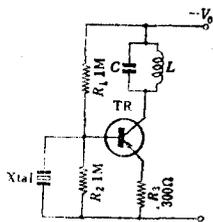
(a) 및 (b)는 콜렉터-베이스형 및 베스-에미타형 피아스 회로로서 예를 들면 150KC의 發振을 하기 爲해서는 f_{ab} 가 4~5Mc의 트랜지스타를 使用함이 必要하다 反對로 (c)의 회로는 베-스 회로이며 (b)의 회로를 베-스 接地한 形態이다. f_{ab} 의 數倍의 發振을 行할수 있다. 이런 發振回路의 周波數 安定度, 負荷의 結合度 等을 充分히 考慮하여야 한다. 그리고 높은 周波數에 있어서는 트랜지스타의 리악탄스에 依해서 水晶 發振子와 無關한 自動 發振을 일으키게 되는데 注意를 要한다. 水晶 發振 回路의 實例를 들면 第3圖와 같다.



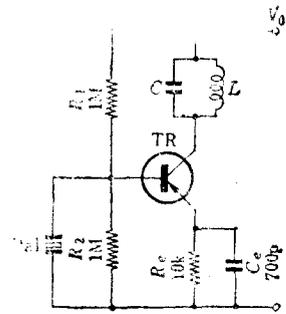
第 3 圖 트랜지스터 水晶發振器의 具體例

2.2 負性 抵抗型 水晶發振器

負性 抵抗型 水晶 發振 回路도 LC型의 結合과 마찬가지로 트랜지스타의 베스-에미타 間에 生기는 負性 임피던스를 利用하여 構成한 것이다. 水晶 振動子도 이境遇 誘導性 리악탄스가 된다. 第4圖에 에미타에 抵抗性 歸還을 하게 한 回路로서 中間 周波數에 適合하다. 第5圖는 에미타에 容量性 歸還을 行하도록한 回路로서 이 發振 回路도 中間 周波數에 適合한 것이다. 第6圖 倍周波 發振回路에 適合한 回路이며 基本 周波數 2 Mc의 水晶 振動子를 使用하였을때 6 Mc, 10 Mc를 發振 시키기 容易하다.

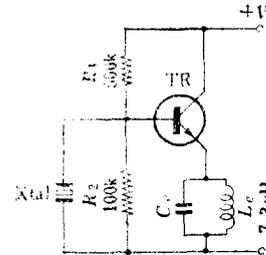


第 4 圖 에미타 抵抗性 型 (中間周波) 發振器



第 5 圖 에미타 容量性 型 (中間周波) 發振器

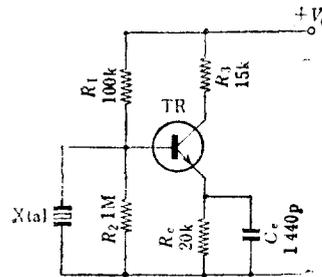
第7圖은 콜렉터 회로에 共振回路 代身 抵抗을 使用하여 電源 電壓 變動에 對한 周波數을 安定化 시키는 回路이며 第8圖에 나타낸 바에 같이 R_3 의 값을 適當히 選擇함으로써 電源 電壓 20v~40v 範圍에서는 周波數 變化를 10^{-7} 程度를 抑制할수 있다.



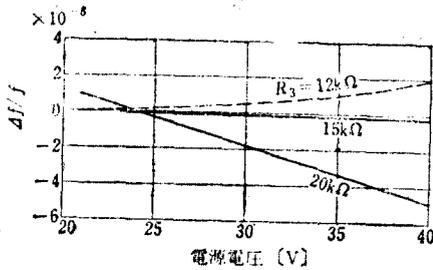
第 6 圖 倍周波發振器

그러면 다음에는 1個의 트랜지스타를 使用한 回路 構成으로 가진 回路로 特히 트랜지스타의 特徵을 가진回路로서 베-스 接地間에 水晶 發振子를 插入한 것을 中心으로 생각해 보기로 한다.

第8圖의 (A)와 같이 에미타 負荷 임피던스를 各各 Z_L , Z_Z 로 나타내고 T型 等價 回路로 나타내면 圖 (B)圖와 같이 된다. 트랜지스타의 境遇엔 等價 임피던스는 眞空管의 그것보다 낮으므로 콜렉터 베스間의 리악탄스를 考慮치않았다.



第 7 圖 周波數安定化回路



第 8 圖 周波數安定化回路的 코렉타
 抵抗과周波數变化의關係

眞空管의 境遇는 内部 임피던스가 높으므로 陽極-陰極間 電氣 容量을 생각할 必要가 있고 또한 이것은 發振의 構成上 必要하다. 더욱 周波數가 높아 지면 코렉타-베이스間 容量이 問題 시되고 리액탄스는 낮게 되므로 코렉타 等價 内部 抵抗에 비해 無視할 수 없게 된다.

이 回路의 水晶 端子로 부터 본 入力 임피던스 Z_i 는

$$Z_i = Z_0 + \frac{Z_z Z_b + Z_c Z_b}{Z_z + Z_b + Z_c(1-\alpha)}$$

但 Z_b 中에는 Z_z 와 에밀타 等價 임피던스를 포함하고 있다. 트랜지스터의 cut-off 周波數에 比하여 水晶 發振의 周波數가 充分히 낮은 境遇에는 電流 增幅率은 實數로 生覺하여 上式을 計算하면 에밀타 負荷 임피던스를 容量慢 코렉타 負荷 임피던스를 誘導性으로 하는데 依해 入力 임피던스는 容量性 또는 負抵抗性으로 된다는 것을 알 수 있다. 眞空管의 피어스 G-F 接續 回路는 陰極 負荷에 容量性인 것은 必要치 않다

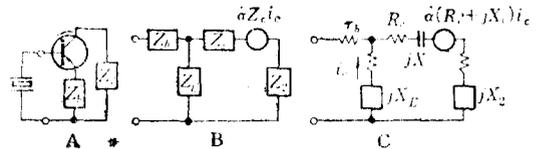
電流 增幅率이 複素數로서 그 虛數分이 無視될 수 없고 코렉타의 等價 容量 역시 無視할 수 없는 周波數 域에 있어서는 그 等價 回路는 第8圖의 C로 나타 낼 수 있다. 에밀타 負荷 임피던스를 容量性으로 하여 코렉타 負荷 임피던스에 並列 共振回路로 使用하자 그 回路의 入力 임피던스를 計算하여 그것을 抵抗과 리액탄스分의 直列 그端子 임피던스로서 分類하면 回路의 性質을 알 수 있다. 이式은 計算을 하여 나타내면 第9圖와 같은 特性을 나타낸다. 그림에 I는 코렉타 負荷 共振回路의 Q가 높은 경우, II는 낮은 境遇이다. 橫軸은 共振回路의 容量의 任意의 값을 C, 여기에 周波數(發振周

波數)의 共振時 容量을 C₀로 하여 그 比 C/C₀를 X로 나타낸 것이다. X=1의 點은 共振 回路의 共振 周波數와 發振周波數가 一致하였다고 生覺되었을 때이다. 그림보다 Q가 높을 때는 共振 點 近處에 있어서는 正抵抗 正리액탄스를 나타내며 發振은 不可能하며 近處를 除外하면 負抵抗 負리액탄스를 나타내고 그 範圍에 있어서는 水晶은 誘導性 리액탄스로서 發振 可能하다는 것을 나타내고 있다. 이點 眞空管의 피어스 G-F 接續 回路와 相異한 點이다. 또한 Q가 낮은 境遇에는 코렉타 負荷 共振回路의 影響을 거의 받지 않으며 X의 全範圍에 亘하여 發振 可能하다 極端의 경우로서 코렉타 負荷 임피던스를 充分히 낮추느냐 또는 接地해 버릴 경우를 生覺하면 이 回路도 역시 充分히 發振이 可能하다. 이와 같은 경우에는 에밀타 負荷의 容量性 리액탄스 X_L에는 이레식과 같이 上 下限이 存在한다

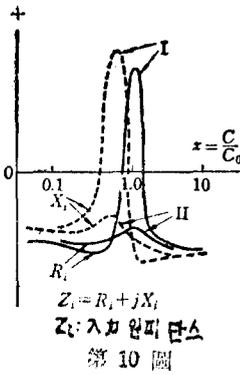
$$\frac{1-\alpha_1}{\alpha_2} R_L < |X_L| < \frac{\alpha_2 (R_c^2 + X_c^2)}{R_c}$$

$$\text{但 } \dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad \alpha_1 - j \alpha_2$$

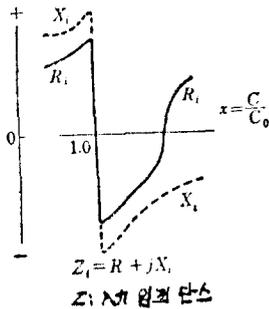
α 은 複素 電流 增幅率 α_0 은 充分히 낮은 周波數에 있어서는 電流 增幅率(實數) f는 任意 周波數 f_c 는 cut-off 周波數 α_1 은 電流 增幅率 實數分 α_2 는 虛數分이다.



第 9 圖



다음에 코렉타 接地로서 에밀타 負荷에 共振 回路를 使用하면 overtone 發振을 行하게 할 수 가있다. 上記의 X_c 의 上下限 値의 範圍에선 第10圖에 表示한 것과 같은 入力 임피던스 特性을 나타낸다. 그림은 에밀타 同調回路의 同調 容量 C 와 任意 容量의 比 $C/C_0 = x$ 에 對하여 圖示한 것이다. x 가 1보다 작은 範圍에서는 正抵抗 正 리액탄스로 發振 不能이며 x 가 1보다 클 경우 同調回路가 容量性에 있어 負抵抗 負리액탄스가 되어 發振이 可能하다. 여기에도 限界가 있다는 것이 나타나 있다. 만약 共振回路의 Q 가 굉장히 낮아지면 (1에 가까워진다) 이미 에밀타 負荷도 抵抗性이 되며 入力 임피던스를 나타내며 x 의 값이 不拘하고 發振不能이 된다.



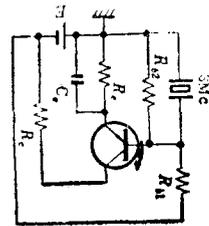
第 11 圖

第11圖 A는 그림 10의 코렉타 接地型의 特性을 나타내는 回路에 對하여 周波數 3 MC의 實例로서 橫軸에 同調回路 容量 C 縱軸에 周波數 變化의 偏差 $\Delta f/f$ 로 하여 兼해 出力 電壓 V

를 그렸다. 入力 電壓은 에밀타 負荷 同調 回路 兩端의 電壓으로 나타낸다. 圖中 B는 眞空 管의 P-G 接續과 같이 코렉타에 同調 回路를 갖는 코렉타-베스間에 水晶을 삽입한 例로 같이 코렉타의 同調 回路 容量의 變化에 對하는 周波 數 及 出力 電壓 變化를 나타낸다. 이 境遇의 出力 電壓은 코렉타 同調回路 兩端의 値이다. 이 回路는 그 發振의 範圍及 條件에 對하여는 結果 的으로 眞空管의 P-G 接續과 變함이 없으나 計算에 依하면 電流 增幅率의 虛數分이 條件으 로서 必要하며 實際엔 트랜지스타의 cut-off보 다 充分히 낮은 周波數로 發振이 크게 困難한 때가 있다. 이럴 때에는 코렉타 同調 回路의 코 일의 中間 點과 트랜지스타의 베-스間에 水晶을 接續하여 주면 코렉타 電壓과 水晶 電壓에 若干의 位相差를 갖게 할 수가 있기 때문에 용이 하게 發振하는 수가 가끔 있다.

3. 試 作 回 路

여기서 試作 回路로선 되도록 小型의 基本 發 振 回路에 適合한 것을 選擇하였다. 第12圖 는 그 回路로서 電源 電壓 E 를 變動시켰을 때에 出力 周波를 測定함으로써 資料는 얻었다.



第 12 圖

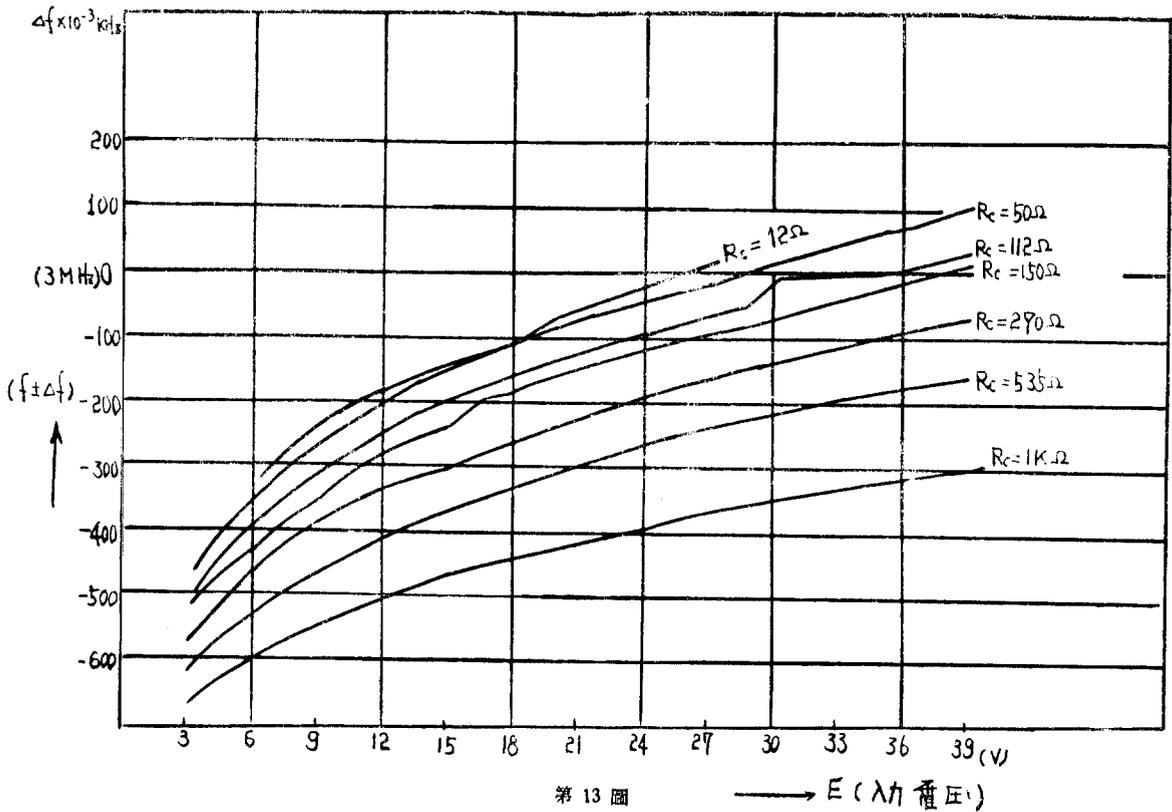
위에 回路圖에서 X-tal은 電波研究所에서 製作한 HC-6/U을 使用 했으며 基本周波數는 3 Mc/s 이고 水晶片의 임피던스는 20Ω 인 것이 다.

다음 트랜지스터는 FNP 型의 2N404로 콜렉타-베이스間 電壓이 最大—25volt, 코렉타-에미타間 電壓이 最大—24V이고 에미타-베이스間 電壓이 —12V, 콜렉타 電流는—100mA 인 規格을 지닌 트랜지스터 인 것이다. 여기서 回路를 구성한 다음 다른 factor는 一定으로 하여 놓고

- (1) R_1 을 變動시켰을때
- (2) E를 變動시켰을때

發生하는 發振 周波數를 周波數計로 測定하였다.

上記 回路는 에미타負荷를 同調 回路代身에 CR 並列回路 (이 경우 C는 普通 增幅回路와 같은 Pass 콘덴사가 아닌 것이다) 을 使用하여 容量性 負荷로 하여도 發振은 容易하게 行하여지며 이러한 回路는 回路素子에 인덕탄스를 使用치 않으므로 小型이며 基本 發振의 경우 極히 適合하다 이 型의 回路는 特히 코렉타에 適合한 抵抗을 負入하여 베이스의 바이아스用 抵抗을 選擇하면 電源 電壓 變化에 對한 周波數 變化는 極히 적고 安定한 것을 얻을수있다.



第 13 圖

第12圖는 橫軸에 電源 電壓 從軸에 周波數 變化를 R_1 값에 따라 各各 나타낸 것이며 코렉타 負荷抵抗 R_c 의 變化에 依해 安定度의 變化狀況을 圖示한 것이다. 그림에서 보아 入力 電壓의 增加에 따라 發振 周波數는 漸次的으로 增加하는 것을 알수 있다. 그리고 이 增加 커브는 낮은 電壓에서는 傾度가 가파른 것이 電壓이 높은 곳에서는 차차 緩慢해지고 있다. 또한 負荷抵抗

R_c 의 增加는 發振 周波數를 減小시키며 試作한 發振器에 있어서는 $1.1K\Omega$ 을 超過時에는 發振이 停止된다. 그러므로 負荷抵抗의 適合한 値도 問題시됨을 알수 있으나 먼저 發振 周波數의 上下 變化率이 가장 最少인 區間을 上記 圖에서 찾아 볼때 $R_1=12\Omega, 22\Omega, 50\Omega$ 커브에서는 $21V \sim 30V$ 인 狀態에서 가장 작음을 알수 있다. 다음 $R_1=112\Omega$ 이고 電壓이 $30 \sim 36V$ 인 區間에서 變化率

은 極히 적고 良好한 周波數 特性을 지니고 있다는 것을 알수있다. 또한 $R_1=112\Omega$ 보다 클때는 커브는 基準線 以下로 降下한다. 그러면 以上에서 다음과 같은 問題를 惹起시켜 볼수 있을 것이다.

1 回路에 規定되는 電壓 範圍內에서 가장 發振 周波數가 安定하고 變化率이 작은 區間은 負荷 抵抗이 어느 區間에 있어야 하나?

여기서 앞에서 알수 있듯이 2N404 電壓 규정에 의해 R_c 는 12Ω 以上 50Ω 사이에 있어야 함으로 $12\leq R_c\leq 50$ 에서 變化率은 0.4이다. 다음

2 發振周波數의 確度및 安定度를 어느程度(%)로 할때 入力 電壓의 變動은 어느程度(%)로 規定해야 하나? 이때 確度 $= 3.3\times 10^{-4}$ 로 하면

$$\text{入力電壓} = \frac{28.5-22.5}{27} = \frac{1}{9} = 0.333$$

即 入力 電壓은 $\pm 0.33(\%)$ 以內로 變動이

抑制되어야 할 것이다. 또한 이러한 周波數 變動의 要因으로 트랜지스타의 溫度 變化, 水晶片의 溫度變化等도 들수 있는 큰 要因이다.

4. 結 論

以上の 實驗的 풀이에서와 같이 周波數變動 要因이 되는 素子の 基準을 設定함이 可能하다 數次에 걸친 實驗으로 얻어진 實驗式과 一般理論式을 導入하여 一般解를 얻어 入力 電壓의 變動區間을 各 回路形式에 따라 引出하여야 더욱 좋았겠으나 여기서는 試作한 回路에 있어서 入力 電壓 變動區間이 $\pm 0.33(\%)$ 以內어야 한다는 結論만 得하였다.

參 考 文 獻

- (1) Transistor Circuit Analysis (Joyce and Clarke)
- (2) 半導體 핸드 북
- (3) 水晶發振子の 理論と 實際

