

論 文

두가지 周波數變調方式의 相互比較

(Mutual Comparison of Two Frequency Modulation System)

鄭 萬 永* · 金 英 雄**

(Chung, Man Yung · Kim, Young Woong)

要 約

從來부터 使用되어 오고 있는 Reactance 變調方式에 可變 Reactance 素子로 VVC Diode 를 多段으로 使用한 位相變調方式과 水晶發振子와 $\lambda/4$ 結合回路를 通하여 VVC Diode 를 使用한 水晶周波數變調 方式을 簡單히 紹介하고 實用的인 觀點에서 FM 變調器로서의 諸般特性을 二가지 變調方式에서 相互比較하였다.

특히 VVC Diode 를 使用한 Reactance 變調方式에 있어서 變調感度を 높이기 위하여 多段變調를 하였을 때의 發生하는 高調波歪에 關하여 詳細히 考察하여 본 結果 中心周波數의 安定도가 -40°C 까지의 넓은 溫度 範圍에 걸쳐서 要求될 때는 多段位相變調方式을 擇하여 變調도가 깊지 않는데서 遜倍하여서 所要의 偏移를 얻는 것이 좋다는 것을 確認하여서 이를 車輛用無電機에 實用化하였다.

한편 VVC Diode 를 使用한 水晶周波數變調器는 -20°C 까지의 中心周波數 安定도를 要하나 變調感도가 높고 小型으로 有利하다는 點에서 携帶用無電機에 實用化하여서 좋은 結果를 얻었다.

Abstract

Reactance modulator composed of multi-stage phase modulator utilizing VVC diodes as variable reactance elements and an oscillator-modulator, utilizing a VVC diode as a tuning element, coupled to a crystal resonator through an artificial $\lambda/4$ network are introduced and their characteristics as FM modulator are compared mutually from the practical view points.

Especially, to get high modulation sensitivity of reactance modulators using VVC diodes, making a multi-stage modulator was necessary.

The harmonic modulation distortion characteristics of multi-stage reactance modulator is analyzed in detail. Multi-stage reactance modulator is preferable to maintain sufficiently stable carrier frequency over the wide range of temperature and a mobile-transceiver was made through this method.

On the other hand, FM-Quartz oscillator using a VVC diode is suitable for handy-talkies because of its high modulation sensitivity and feasibilities for miniaturization and handy-talkies of good quality were made through this method.

I. 序 論

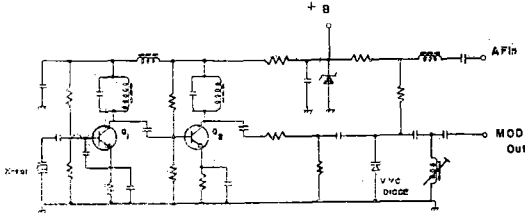
周波數變調方式으로서 從前부터 使用되어 온 位相變

調에 依한 等價의 周波數變調方式에서는 直線성이 良好한 部分이 약 0.4rad 라는 좁은 範圍에 制限되는 短點으로 多段의 周波數遜倍를 必要로 하였다. 그러나 近來에 半導體技術의 發展으로 高周波에서도 特性이 훌륭한 VVC Diode가 製造되고 있으므로 이를 使用하는 多段位相變調器를 흔히 볼 수 있게 되었다. 이렇게 位相變調器를 多段設置하여 特性을 改善한 方式과 水晶

* 正會員 KIST 副所長

** 正會員 KIST 無線通信研究室

接受日字: 1974年 12月 13日



<그림 1> 位相變調器의 基本回路

發振子와 $\lambda/4$ 結合回路를 통하여 VVC Diode를 사용한 水晶周波數變調器에 의한 方式의 點短長을 比較하고자 한다.

II. VVC Diode를 使用하는 位相變調器

位相變調器의 基本回路構成은 <그림 1>과 같이 되어 있다. 즉 水晶發振器의 出力에 緩衝增幅器를 設置하여 發振을 安定하게 한 후 緩衝增幅器의 出力端에 Inductance와 VVC Diode를 並列로 한 共振回路를 連結하고 VVC Diode의 直流 Bias 電壓에 重疊하여 變調倍數를 加한다. 이렇게 하여 VVC Diode의 接合容量이 變調信號에 따라 變化하고 이에 依하여 位相이 變化하게 되는데 이때 位相을 θ 로 놓으면 (1)式과 같이 表示된다. *(1)

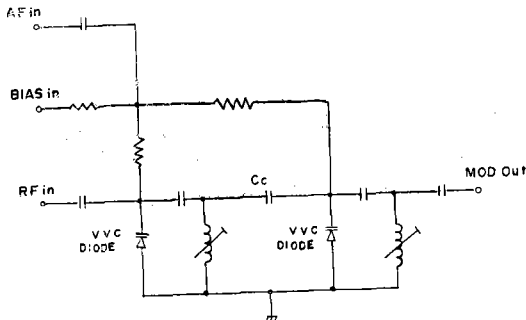
$$\theta = \tan^{-1} Q_0 \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right) \dots \dots \dots (1)$$

但, Q_0同調回路의 Q
 ΔC接合容量의 變化分
 C_0直流바이어스 點에서의 接合容量

<그림 2>에 보인바와 같이 位相變調器를 二段接續하여 設置하였을 때의 位相角 θ 는 式 (2)와 같이 表示된다. *(2)

$$\theta = \tan^{-1} \frac{2y}{1+b^2-y^2} \dots \dots \dots (2)$$

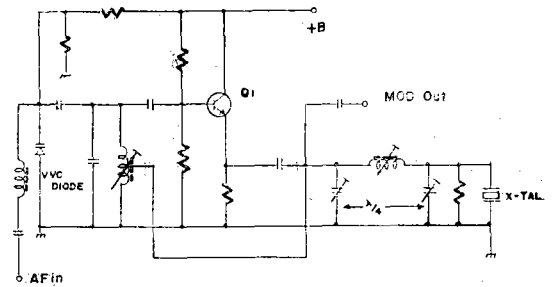
但, $y = Q_0 \cdot \frac{\Delta C}{C}$
 $b = \frac{k}{k_c}$ (k : 結合係數, k_c : 臨界值)



<그림 2> 位相變調器를 二段接續한 回路

III. VVC Diode를 使用한 水晶周波數變調器

水晶周波數變調器의 構成은 <그림 3>에 보이는 바와 같이 發振器의 同調回路에 VVC Diode를 使用한 Hartley 發振器이다. 이 發振器에서 VVC Diode의 接合容量의 變化에 따라 發振周波數가 變化하여 直接周波數變調가 이루어진다. 이때 中心周波數의 安定을 얻기 위하여 四分之一波長回路를 通하여 水晶振動子를 發振回路의 同調回路에 結合한다. 이렇게 함으로써 中心周波數의 安定도가 높은 直接周波數 變調方式을 達成할 수 있게 된다. 이때 角周波數偏移值 $\Delta\omega$ 는 式 (3)과 같이 表示된다. *(3), *(4)



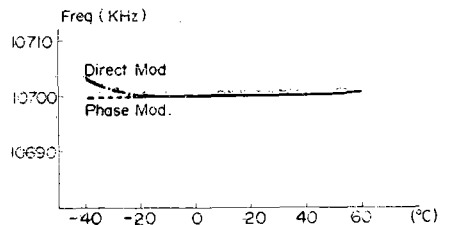
<그림 3> $\lambda/4$ 結合回路를 通한 水晶周波數變調回路

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0 \cdot \Delta C}{2(C_{j0} + K)} \dots \dots \dots (3)$$

但, C_{j0} : 接合容量
 $K = \frac{L_s}{Z_0^2} \left\{ \begin{array}{l} Z_0; \text{四分之一波長回路의 特性 Impedance} \\ L_s; \text{水晶振動子의 直列 Inductance} \end{array} \right.$
 ω_0 : 中心角周波數
 ΔC : 接合容量의 變化分

IV. 諸般特性的 相互比較

가. 溫度變化에 따르는 中心周波數의 安定度의 比較
 中心周波數의 安定度는 FM 變調器의 性能中에서 가장 重要한 것 中の 하나이다. 前述한 두가지 方式의 溫度變化에 따른 中心周波數變化를 實測하여 본 結果는 <그림 4>에 보인 바와 같다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 兩者 모두 常溫範圍에서는 別다른 差異



<그림 4> 溫度變化에 따르는 두가지 FM 方式에서의 中心周波數變化

點을 나타내지 않지만 0°C 以下에서부터 差異가 나타나기 始作하여 -40°C에서는 相當한 差異를 볼 수 있다. 이러한 原因은 位相變調器의 境遇 周波數를 決定하는 要素로서 水晶振動子만이 關聯되지만 水晶周波數變調器의 境遇에는 水晶振動子の Impedance를 變換하여 發振同調回路에 結合해 주는 四分之一波長 回路의 溫度特性이 包含되기 때문에 이 變化가 그대로 中心周波數의 變化로 나타난다. 따라서 四分之一波長回路의 溫度特性을 改善하는 것이 中心周波數의 安定度를 改善하는 길이라고 하겠다.

따라서 -20°C 以下の 低溫에서 中心周波數의 安定度가 重要視되는 境遇에는 位相變調器를 選擇하는 것이 손쉬운 方法이라고 하겠다.

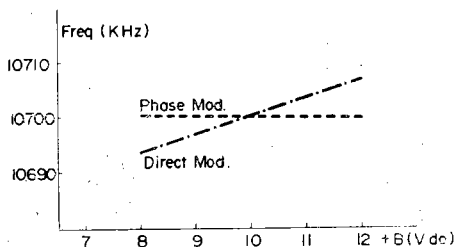
나. 電源電壓의 變動에 따르는 中心周波數의 變化의 比較

電源電壓의 變動에 依한 中心周波數의 變化를 實測하여 본 結果는 <그림 5>에 보이는 바와 같다.

直接變調方式의 境遇가 많은 中心周波數의 變化를 나타내고 있다. 이러한 原因은 電源電壓이 變動하면 發振段變調回에서 VVC Diode에 印加한 直流 Bias 電壓이 變化하고 따라서 接合容量이 變化하여 發振周波數가 變化하기 때문이다.

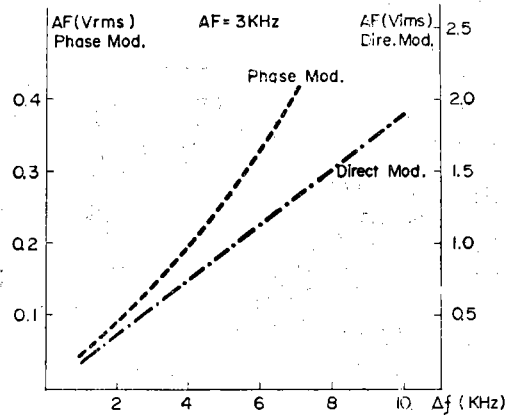
따라서 VVC Diode의 Bias 電壓을 定電壓 다이오드를 써서 安定化함으로써 中心周波數를 安定化할 수 있으므로 別로 큰 問題가 될 수는 없다.

다. 變調直線性的 相互比較



<그림 5> 電源電壓變動에 따른 周波數變化

變調直線性的 比較에 있어서는 水晶周波數 變調方式과 位相變調方式을 比較하였고 다시 位相變調方式에서 位相變調器를 一段, 二段, 四段까지 設置하여 본 境遇를 比較하였다. 두가지 方式의 實測值에 依한 相互比較는 <그림 6>에 보이는 바와 같다. 즉 直接變調의 水晶周波數變調方式이 더 큰 周波數偏移量의 範圍까지 良好한 特性을 보이고 있다. 그러나 位相變調方式의 境遇 直線성이 좁은 範圍에서만 良好하다. 그러나 後續하는

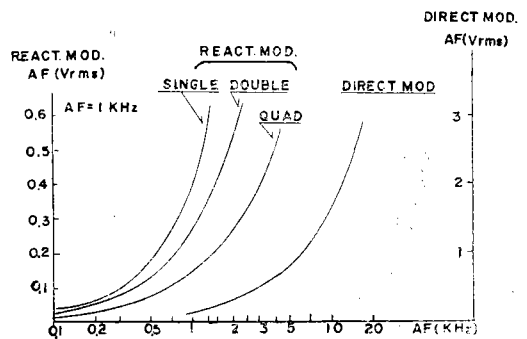


<그림 6> 變調直線性

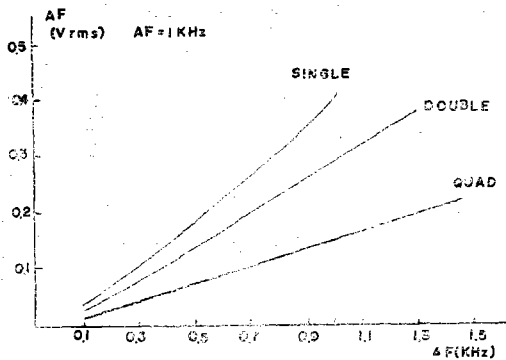
周波數遷倍에 依하여 周波數偏移를 增加할 수 있어서 實用的인 面에서 不便은 없다고 하겠다. 한편 位相變調器의 段數에 따른 變調感度の 實測值에 依한 相互比較는 <그림 7>과 같다. 位相變調器의 段數가 增加함에 따라 感度が 좋아진다. 또한 直線성에 있어서도 <그림 8>에서 보이는 바와 같이 別差가 없이 되어 있다. 이러한 現象이 나타나는 理由로서는 VVC Diode의 直流 Bias 電壓에 比하여 變調信號가 相當히 작아서 Diode의 容量-電壓曲線의 非直線성이 뚜렷이 나타나지 못한 때문인 것으로 볼 수 있겠다.

라. 變調歪의 相互比較

變調歪의 相互比較는 두가지 變調方式의 特性中에서 相當히 重要한 問題點이라고 할 수 있겠다. 이 特性的

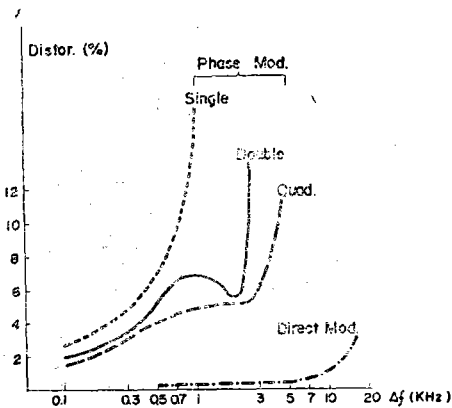


<그림 7> 變調感度の 比較



<그림 8> 位相變調器의 段數에 따른 直線性的 比較

實測值에 의한 相互比較는 <그림 9>와 같다. 즉 水晶周波數變調方式이 位相變調方式에 比하여 아주 優秀한 特性을 나타내고 있다. 따라서 位相變調方式에서는 이와 같은 短點을 改善하기 爲하여 位相變調器를 여러 段 設置하고 또한 VVC Diode의 Bias 電壓을 各各調整할 수 있게 하여 變調歪를 最小로 할 수 있지만 水晶周波數變調方式과 같이 큰 周波數偏移를 적은 歪로

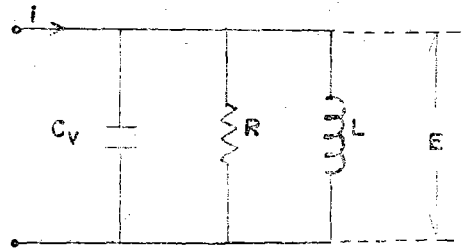


<그림 9> 變調歪 特性

서 얻는 것은 不可能하다. <그림 9>에서 볼 수 있는 바와 같이 位相變調方式의 變調歪曲線에서 Dip이 나타나는 것에 對하여 그 原因을 다음 節에서 더 詳細히 分析해 보기로 한다.

V. 位相變調方式의 變調에關한 考察

<그림 10>과 같은 位相變調器의 等價回路에서 角 偏移量 θ 는 다음과 같이 생각할 수 있다.



<그림 10> 位相變調器의 等價回路

그림에서 C_V 는 VVC Diode의 容量인데 다음과 같은 式으로 表示된다.

$$C = K(\phi + V)^{-n} \tag{4}$$

但, ϕ ; 接觸電位差

V ; 逆方向印加電壓

K ; Diode의 接合面積과 不純物濃度, 誘電率의 함수.

따라서 直流 Bias 만이 印加되었을 때의 接合容量을 C_{V_0} 라고 하면,

$$C_{V_0} = K(\phi + V_0)^{-n} \tag{5}$$

V_0 以外의 電壓值에 對한 容量을 C_V 로 하면,

$$C_V = K(\phi + V)^{-n} \tag{6}$$

따라서,

$$C_V = C_{V_0} \left(\frac{\phi + V}{\phi + V_0} \right)^{-n} \tag{7}$$

$$\text{이 때 } V = V_0 + V_{sig} \tag{8}$$

로하면,

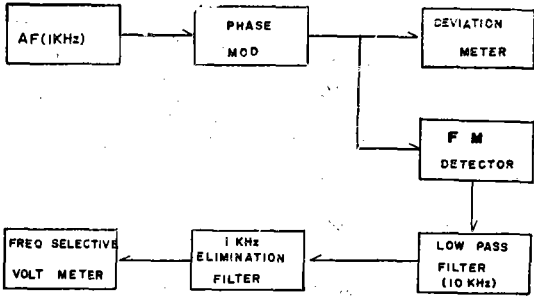
$$C_V = C_{V_0} \left(1 + \frac{V_{sig}}{\phi + V_0} \right)^{-n} = C_{V_0} (1+x)^{-n} \tag{9}$$

C_V 를 級數로 展開하면,

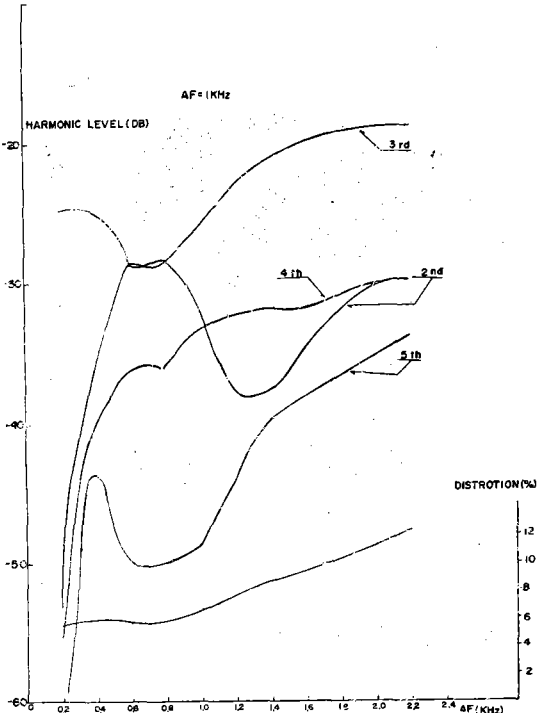
$$C_V = C_{V_0} \left\{ 1 - nx + \frac{n(n+1)}{2!} x^2 - \frac{n(n+1)(n+2)}{3!} x^3 + \dots \right\} = C_{V_0} \{ 1 - a_1x + a_2x^2 - a_3x^3 + \dots \} \tag{10}$$

따라서 <그림 10>의 等價回路에서

$$Y = \frac{1}{R} + j\omega_0 C_{V_0} \{ 1 - a_1x + a_2x^2 - a_3x^3 + \dots \} + \frac{1}{j\omega_0 L} = \frac{1}{R} + j\omega_0 C_{V_0} \{ -a_1x + a_2x^2 - a_3x^3 + \dots \} = \frac{1}{R} \{ 1 + jQ \{ -a_1x + a_2x^2 - a_3x^3 + \dots \} \} \tag{11}$$



<그림 11> 高調波歪 測定을 爲한 計器 結線圖



<그림 12> 位相變調器 二段의 高調波歪 特性

따라서 角變位 θ 는

$$\theta = \tan^{-1}Q \{-a_1x + a_2x^2 - a_3x^3 + \dots\} \quad (12)$$

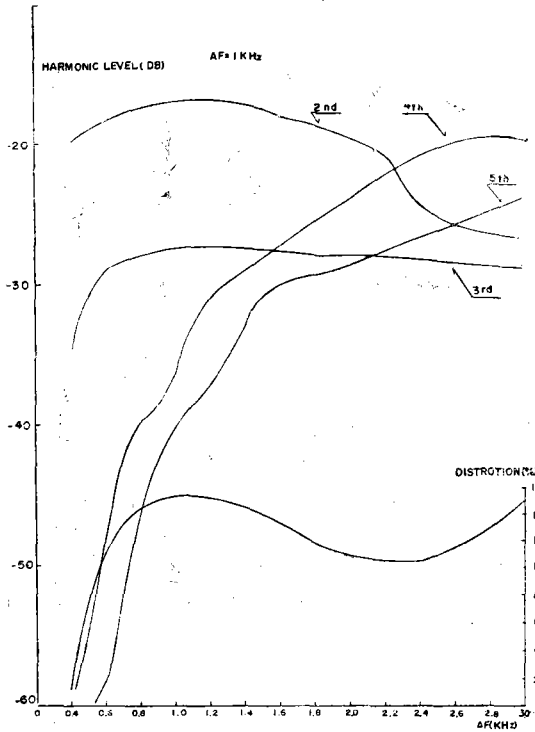
윗 式에서 便宜上 x^3 項 以上을 버리고 級數展開하여

$$\theta = A_1x + A_2x^2 + A_3x^3 + \dots \quad (13)$$

을 얻을 수 있다. 이때 $A_1, A_2, A_3, \neq 0$ 이다. 따라서 角變位量에는 變調信號 x 의 二乘項三乘項 等 高調波項이 包含되어 있다.

이것을 實驗的으로 確認하기 위하여 <그림 11>과 같은 方式으로 一段의 基本回路에 對하여 測定하여 본 結果가 <그림 12>와 같다. 다시 位相變調器를 二段 設置하였을 때에도 같은 測定을 하여 그 結果를 <그림 13>에 보였다.

이상 <그림 12>와 <그림 13>에서 볼 수 있는 바



<그림 13> 位相變調器段의 高調波歪 特性

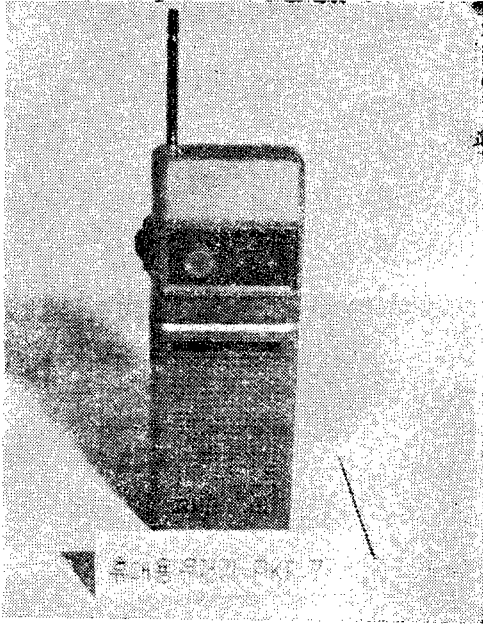
와 같이 二乘項以上이 存在하는 것은 VVC Diode의 電壓-容量 變化曲線의 Exponent가 一般的으로 1이 아니기 때문이다.

그리고 二段以上の 接續에서는 第3高調波 成分으로 Dip 點이 나타나며 더 깊은 變調度에서는 第4, 5高調波成分이 優勢하게 되어서 다시 歪率은 크게 되는데 이것은 使用하는 다이오드의 特性이 各各 다르기 때문에 나타나는 현상으로 본다.

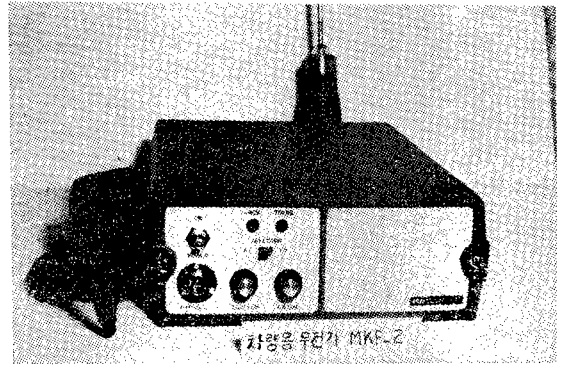
IV. 結 論

以上에서 VVC 다이오드를 使用한 Reactance 變調方式과 水晶周波數 變調方式의 相互比較를 하였고 특히 位相變調方式의 變調歪成分에 관한 考察의 結果 周波數偏移가 크고 變調歪가 적은 特性이 要求되는 目的에는 水晶周波數變調方式이 適合하고 周波數偏移가 적고 中心周波數의 安定度가 크게 問題되는 경우는 位相變調方式이 適合하다고 할 수 있다.

따라서 寫眞 1과 같은 小型으로 携帶하기에 편리한 無電機에는 前者를 車輛용으로 小型을 要하지 않고 넓은 使用溫度範圍를 要할 때는 寫眞 2와 같이 後者를 各各의 特性에 따라서 別途로 實用化하여 본 結果 좋은 特性을 얻을 수 있었다.



寫眞 1. 水晶周波數變調器를 사용한 小型携帶用無電機



寫眞 2. 4段位相變調方式을 사용한 60W型 全固體化된 車輛用 無電機

參 考 文 獻

1) 鄭萬永, 盧弘晁 : “實用無線工學” 開 1—216, (文運堂), 1966.

2) K. Aoyagi, O. Abe; “On the Analysis and Design of Phase-Modulation Circuits with Reactance-Tube”
Technology Reports of the Osaka Univ.
Vol. 1. No. 17, 1958.

3) 鄭萬永, 金英雄 : “VVC 다이오드를 사용한 새로운 변조기” KIEE 6(4), 1969.

4) 鄭萬永, 金英雄 : “VVC 다이오드를 사용한 水晶周波數變調器” KIEE 8(5), 1971.