

# VVC 다이오드를 사용한 水晶周波數變調器 (Frequency Modulated Quartz Oscillator Using V. V. C. Diode)

鄭 萬 永\* · 金 英 雄\*\* · 金 炳 植\*\*

(Chung, Man Yung) (Kim, Young Ung) (Kim, Byung Sik)

### 要 約

移動用 簡易型 FM 送信機를 製作할때 從前方式에 依한 리액턴스變調方式보다 VVC 다이오드를 使用한 水晶周波數變調方式이 遞倍段을 必要치않기 때문에 變調器로서 더 適合하다. 이때 水晶發振子와 變調回路素子 및 VVC 다이오드와의 關係에서 가장 變調直線性이 좋으면서 中心周波數의 安全度를 許容範圍內에 들게하려면 어떻게 하면 되는가를 理論的解析과 實驗的結果로서 立證하였다.

### ABSTRACT

It is described in this paper that a newly developed quartz frequency modulator using V.V.C. diode would be more suitable for mobile FM portable transmitter, than conventional reactance modulator because of less need for multiplier stages in the former type.

It is realized by theoretical and experimental results what is the most optimum relationship between the quartz oscillator, V.V.C. diode and coupled circuit elements in order to get the desired modulation linearity and carrier frequency stability depending upon the variation of circumference temperature and supplied source voltages.

### I. 序 論

水晶周波數變調器에 關해서는 Armstrong이 FM 波를 實用化한 以來 많은 變遷이 있었으나 移動用이나 簡易用으로 實用化되고 있는 것은 大概 水晶發振器에다 緩衝增幅段을 通하여 Reactance 管으로 位相變調를 하면서 變調信號를 積分함으로써 等價的인 FM 波를 얻고있다.

이렇게 하는것은 中心周波數의 周波數安定度를

올리기 위하여 水晶發振子를 利用하면 쉽게 AFC 를 하지않고서도 許容範圍內에 들수있게 하기위해서 었었다. 그런데 이때는 搬送波와 被振幅變調波를 直角 vector 合成으로 이루어지는 位相變化分으로 等價的인 FM 波를 얻기때문에 直線範圍內에서의 許容變調限度가 그림 1과 같은  $\theta = \tan^{-1}\left(Q \frac{\Delta C}{C}\right)$  라는 理論的結果로서 주어진다. 이때의 最高變調周波數를  $3kc$  라하면 歪率 1%以內에 들수있는 位相變化分은  $0.4rad$  밖에 안된다. 따라서 許容最大周波數偏移  $\Delta f_{max}$  는 다음식 (1)과 같다.

$$\Delta f_{max} = 0.4 \times 3kc = 1.2kc \dots \dots \dots (1)$$

여기서 最大周波數偏移  $\Delta F_{max} = 10kc$  를 얻을려

\* 正會員 KIST, 第3 研究部長  
\*\* 正會員 KIST, 方式機器研究室 研究員  
接受日字: 1971年 10月 25日

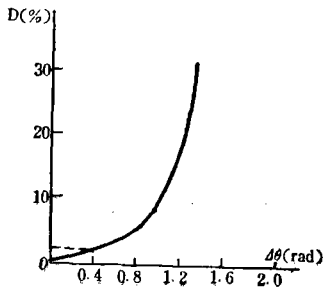


그림 1. 位相偏移量에 따른 歪率特性

면 9배가 필요하며 最大限 3배段이 2段 必要하다.

移動用 FM 送信機器構成方式으로서 裝備가 簡略化되려면 遞倍段이 없는것이 좋다. 이러한 目的으로는 最近에 開發된 VVC 다이오드를 사용하여 水晶周波數發振段을 直接 周波數變調하면 되기때문에 일찌기 이러한 方式들\*1)2)3)을 試圖하던차에 높은 變調周波數까지도 直線性이 좋은 結果를 水晶發振子와 結合回路 및 VVC 다이오드와의 特性解析檢討에서 얻었고 이를 實用化하는데 가장 適合하게끔 水晶發振變調器를 開發하였기에 여기에 그 結果를 報告하고자 한다. 이러한것은 從來方式로서는 그림 2-(가)와 같이 하여야 할 것을 本方式에 依하면 同圖(나)와 같이 送信機構

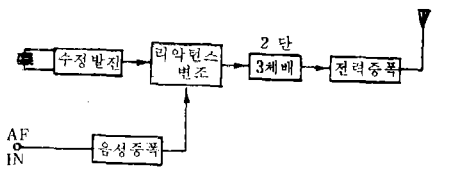


그림 2-(가). 從前方式의 FM 送信機構

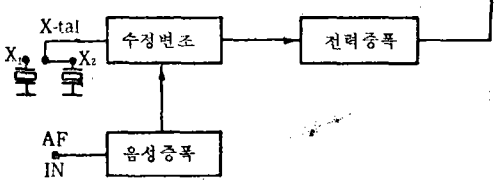


그림 2-(나). 本方式의 FM 送信機構成系統

成이 簡單해지고 또 遞倍에 따르는 不要輻射波가 없어지기 때문에 큰 效果가 있다.

## II. 原理 및 理論的解析

最近에 開發된 VVC 다이오드를 發振回路의 共振容量으로서 使用하면 다이오드의 最大容量對 最小容量比에 따라서 2乃至 3배의 周波數範圍를 廣帶域變調할수 있다는 것은 잘 알려져있는 事實이다. 그러나 이때는 中心周波數의 安定度를 搬送周波數安定度로서  $10^{-5}$  까지 維持하려면 水晶發振周波數와 比較制御하는 AFC法을 採擇하지 않으면 안된다. 그러나 移動用으로서는 이러한 AFC方式은 複雜하고 裝置가 커지기 때문에 適合하지 않다.

여기에 가장 適合한 方式의 하나로서 4分之 1 波長回路를 通하여 水晶發振子를 共振變調回路에 結合시킴으로써 中心周波數를 搬送周波數로서 許容되는 偏差 以內에 Locking 시키면서 所要 周波數偏移를 VVC 다이오드로써 한거번에 얻으려는 것이다.

그림 3과 같은 Hartley 發振回路에서  $C_2L_1C_1$  으로 構成되는  $\pi$  回路는 水晶發振子 X 및 damping 抵抗  $R_p$  를 a-b 면에서 c點을 通하여 結合시키고 있고 한편 VVC 다이오드  $D_{VVC}$  와 發振用트랜지스  $Q_1$  도 a, b, c 點에서 結合되고 있다.

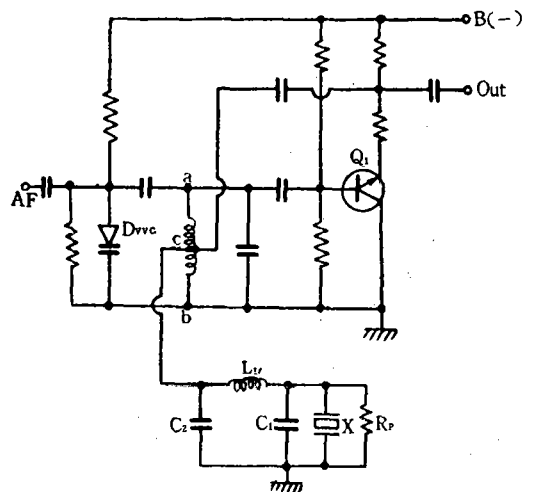


그림 3. VVC 다이오드( $D_{VVC}$ )에 依한 水晶周波數變調發振回路

여기서 水晶發振子の 直列인덕턴스, 캐파시턴스 및 抵抗分을 各各  $L_s, C_s$  및  $R_s$  라하고 並列캐파시턴스分을  $C_p$  라고하면 直列임피던스  $Z_s$  가 4分之 1波長回路(特性임피던스  $Z_{L_1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ )를 通하여 a-b 面에서 본 아드미턴스分  $Y_s$  와 다음과 같은 關係에 있다.

$$Y_s = \frac{j\omega L_s + 1/j\omega C_s + R_s}{Z_s^2} \dots\dots\dots(2)$$

$$= j\omega K + j\omega L + G \dots\dots\dots(3)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{但 } K &= \frac{L_s}{Z_s^2} \\ L &= C_s Z_s^2 \\ G &= \frac{R_s}{Z_s^2} \\ Z_s^2 &= \frac{L_1}{C_2} \approx 1.6 \times 10^6 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(4)$$

即 水晶發振子の 直列인덕턴스分  $L_s$  는 共振回路 a-b 面에서 容量  $K = \frac{L_s}{Z_s^2}$  로 作用하고 直列容量  $C_s$  는 인덕턴스  $L = C_s Z_s^2$  로 作用하며 直列抵抗分  $R_s$  는 콘덕턴스  $G = \frac{R_s}{Z_s^2}$  로 作用한다. 이러한 것들을 共振回路로서 a-b 面에서 본 VVC 다이오드의 容量變化分  $\Delta C$  와 其他並列共振容量  $C_{j_0}$  가 結合回路를 通한 水晶發振子를  $L_T, G$  및 Black Box 로 表示하면 그림 4와 같은 等價回路로서 解析할수 있게 된다. 이때의 出力아드미턴스  $Y_o$  는 다음과 같이해서 求해진다.

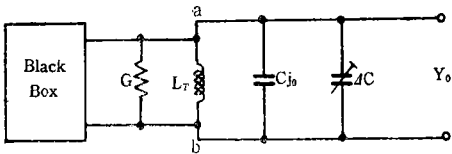


그림 4. 變調共振等價回路

$$Y_o = G + j(\omega_0 + \Delta\omega)(C_{j_0} - \Delta C) - \frac{j}{(\omega_0 + \Delta\omega)L_T} + jK(\omega_0 + \Delta\omega) \dots\dots\dots(5)$$

(5)式이 發振條件을 滿足하려면 虛數分이 零이 되어야 한다. 여기서 얻어지는 角周波數偏移分  $\Delta\omega$  는 다음과 같이  $\Delta C, K$  와의 사이에서 (6)式과 같은 關係에 있다.

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0 \Delta C}{C_{j_0} + 2K - \Delta C} \dots\dots\dots(6)$$

$$\approx -\frac{\omega_0 \Delta C}{C_{j_0}} \left( \frac{1}{1 + \frac{2K}{C_{j_0}}} \right) \dots\dots\dots(1)$$

$$\approx -\frac{\omega_0}{2K} \times \Delta C \dots\dots\dots(8)$$

但  $K \gg \Delta C, C_{j_0}$

위에서 보인바와 같은 變調特性을 LC 만의 共振回路로 構成된 自由發振回路와 比較하면 水晶發振子が 4分之 1波長回路를 通하여 Locking 되었을 때와의 差異는 다음과 같다.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\Delta\omega = -\frac{\omega_0}{2C} \cdot \Delta C \dots\dots\dots(9)$$

即 (8)式의  $\Delta\omega$  와 比較해서 그 比를 取하면 다음 (10)式과 같이 周波數偏移가 적어진다.

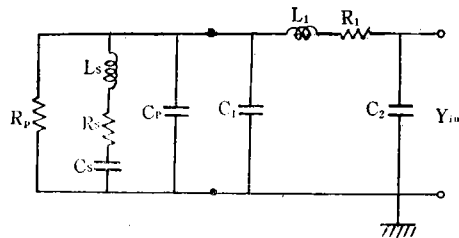
$$\frac{\Delta\omega(8)}{\Delta\omega(9)} = \frac{C}{K} \dots\dots\dots(10)$$

1例로서 5.6Mc 水晶發振子の 直列인덕턴스分  $L_s = 8 \times 10^{-2}(H)$  임으로  $K = 50,000(pF)$  가 되고  $C = 200(pF)$  라하면

$$\frac{(\Delta\omega)_{(8)}}{(\Delta\omega)_{(9)}} = \frac{200}{50,000} = \frac{1}{250} \dots\dots\dots(10)'$$

(10)'式과 같이 周波數偏移量이 250分之 1로 줄어 들고 따라서 中心周波數의 安定度도  $4 \times 10^{-3}$  倍로 安定化되기 때문에 普通 5.6Mc 帶의 LC 共振回路에서  $10^{-2}$  의 中心周波數 安定度가 얻어진다면 本方式에서는  $4 \times 10^{-5}$  으로 그 安定度가 向上된다 이때의 周波數偏移量  $\Delta f$  는 (8)式에서 (11)式과 같이 11.2Kc 가 한꺼번에 얻어진다.

$$\begin{aligned} \Delta f &= 5.6Mc \times \frac{200}{2 \times 50,000} \\ &= 11.2 Kc \dots\dots\dots(11) \end{aligned}$$



$$C_2 = C_1 + C_p \frac{1}{L_s C_s} = \frac{1}{L_s C_2}$$

그림 5. 4分之 1波長 回路와 結合된 水晶發振子の 等價回路

### Ⅲ. 電子計算機에 의한 特性解析

여기서는, 水晶發振子가 4分之 1波長結合回路를 통하여 發振同調回路에 어떤 影響을 미치는가를 電子計算機를 使用하여서 調査하였다. 그것은 水晶發振子の 特性과 damping 抵抗이 變調特性에 미치는 影響을 正確히 把握함으로써 所要 變調特

性を 얻기 위한 設計의 基礎가 되기 때문이다.

그림 5와 같이 水晶發振子와 4分之 1波長結合回路를 통한 아드미턴스  $Y_{in}$ 을 電子計算機로 求하기 위하여 아래에 보이는 바와 같은 Program을 使用하였다. 本 Program에서  $I_m[Y_{in}]$ ,  $\frac{I_m[Y_{in}]}{2\pi f}$ ,  $Re[Y_{in}]$ ,  $[Y_{in}]$ 의 位相角을 求하고 이들을 B,  $\Delta C$  및  $\phi$ 로서 圖示하면 다음과 같이 되었다.

USASI Fortran(2.0)/Master Integer Word Size=2,

\* Option is off, O Option is off, 10/21/71 Page 001

Program FMVVCMOD

```

LN 0001
LN 0002   C This Program is Writen for the Calculation of the Oscillator Frequency
LN 0003   C of Utilizing A Quater Lamda Impedance Inverter for the Purpose of Co-
LN 0004   C upling a X-tal to Maintain Frequency Stability.
LN 0005   C
LN 0006   C
LN 0007       Complex ZRP, ZLS, ZR1, YC1, YCP, ZL1, YC2, Z1, Y2, Y3, Z3, Z4,
LN 0008       Y5, Z2, ZCS, Y4
LN 0009   C
LN 0010   C
LN 0011       E=1. E-7
LN 0012       CS=1.00001 E-14
LN 0013       ALS=80.7717 E-03
LN 0014       RS=40.
LN 0015       CP=5.7121012 E-12
LN 0016       AL1=32.309053 E-06
LN 0017       C1=19.287899 E-12
LN 0018       C2=25. E-12
LN 0019       R1=20.
LN 0020       Write(6L, 110)
LN 0021       Do 3000 I=1, 3
LN 0022       RP=5000. *M
LN 0023       Go To 30
LN 0024   C
LN 0025   C
LN 0026   C
LN 0027       30 Do 1000 I=1, 60
LN 0028       AMF=5570000. +(1000*I)
LN 0029   C
LN 0030   C
LN 0031   C

```

```

LN 0032      ZRP=CMPLX(RP, 0.)
LN 0033      ZRS=CMPLX(RS, 0.)
LN 0034      ZR1=CMPLX(R1, 0.)
LN 0035      C
LN 0036      C
LN 0037      C
LN 0038      C
LN 0039      W=2.*3.1+415926535*AMF
LN 0040      WLS=W*ALS
LN 0041      WCS=W*CS
LN 0042      WC1=W*C1
LN 0043      WC2=W*C2
LN 0044      WL1=W*AL1
LN 0045      WCP=W*CP
LN 0046      C
LN 0047      C
LN 0048      ZLS=CMPLX(0., WLS)
LN 0049      ZCS=CMPLXLX(0., -1/WCS)
LN 0050      YC1=CMPLX(0., WC1)
LN 0051      ZL1=CMPLX(0., WL1)
LN 0052      YC2=CMPLX(0., WC2)
LN 0053      YCP=CMPLX(0., WCP)
LN 0054      C
    
```

5.6Mc X-tal

$C_s=1.00001 \times 10^{-14} \text{F}$        $C_2=25 \times 10^{-12} \text{F}$   
 $L_s=80.7717 \times 10^{-3} \text{H}$        $L_1=32.309053 \times 10^{-6} \text{H}$   
 $R_s=40 \Omega$        $C_1=19.287899 \times 10^{-12} \text{F}$   
 $C_p=5.7121012 \times 10^{-12} \text{F}$        $R_1=20 \Omega$

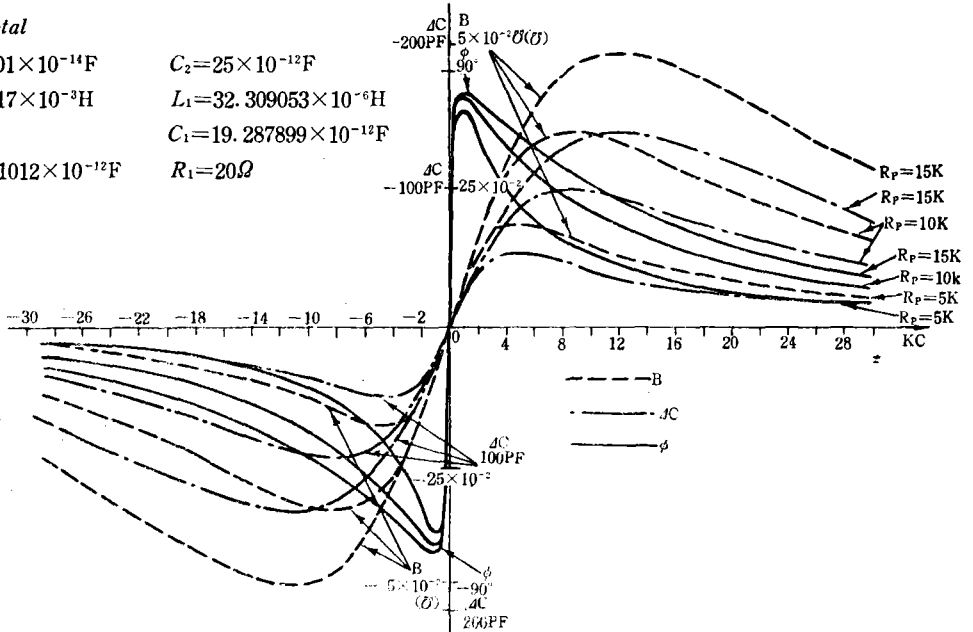


그림 6. 5.6Mc X-tal 의 λ/4 結合回路를 통한 B, ΔC, φ 特性

USASI Fortran(2.0)/Master Integer Word Size=2,  
 \* Option is Off, O Option is Off, 10/21/71 Page 002

```

LN 0055      C
LN 0056      C
LN 0057      C
LN 0058      Z1=ZLS+ZCS+ZRS
LN 0059      Z2=(Z1*ZRP)/(Z1+ZRP)
LN 0060      Y2=1./Z2
LN 0061      Y3=Y2+YC1+YCP
LN 0062      Z3=1./Y3
LN 0063      Z4=Z3+ZL1+ZR1
LN 0064      Y4=1./Z4
LN 0065      Y5=Y4+YC2
LN 0066      C
LN 0067      C
LN 0068      X=Atan(AIMAG(Y5)/REAL(Y5))
LN 0069      C
LN 0070      X=57.295779513*X
LN 0071      C
LN 0072      A1=AIMAG(Y5)/W
LN 0073      AY5=((AIMAG(Y5)*AIMAG(Y5)+REAL(Y5)*REAL(Y5))**.5)
LN 0074      C
LN 0075      Write(61,200) AMF, Y5, RP, X, AY5, A1
LN 0076      C
LN 0077      C
LN 0078      C
LN 0079      1000 Continue
LN 0080      C
LN 0081      C
LN 0082      C
LN 0083      C
LN 0084      110 Format(1H1, //13X, 3HAMF, 20X, 2HY5, 24X, 2HRP, 14X, 1HX, 12X,
      *      11Habsolut
LN 0085      *E Y5, 5X, 2HA1)
LN 0086      200 Format/9X, 2HF=, F10.1, 4X, 4HY5(, E10.3, 3H, , E10.3, 1H), 4X,
      F10.1, 4X, F
LN 0087      *10.5, 4X, E10.3, 4X, E10.3)
LN 0088      C
LN 0089      3000 Continue
LN 0090      C
LN 0091      C

```

LN 0092 C  
 LN 0093 Stop  
 LN 0094 End

USASI Fortran Diagnostic Results for FMVCMOD

No Errors

X, LGO  
 Aux, ALIB, Adir

即 5.6, 10.8 및 11.45Mc 의 세가지 水晶發振子의 等價素子와 結合回路素子 定數들에 關해서 damping 抵抗  $R_p$  를 Parameter 로 하여서 偏移

周波數에 對한 Susceptance B, VVC 다이오드容量變化分  $\Delta C$  및 位相角  $\phi$  의 變化를 各各 圖示한 것이 그림 6.7 및 8이다.

10.8Mc X-tal

$C_s = 2.038 \times 10^{-14} F$        $C_1 = 11.283048 \times 10^{-12} F$   
 $L_s = 10.655802 \times 10^{-8} H$      $L_1 = 10.2 \times 10^{-8} H$   
 $C_p = 10 \times 10^{-12} F$          $R_1 = 10 \Omega$   
 $R_s = 40 \Omega$                  $C_2 = 21.283048 \times 10^{-12} F$

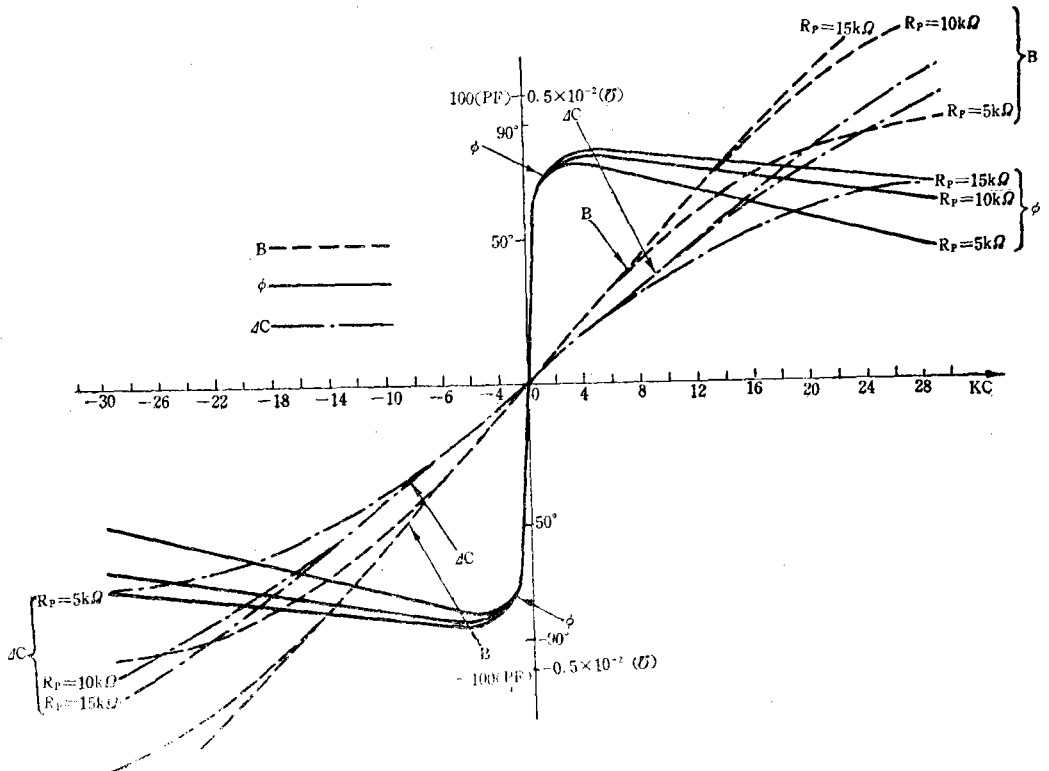


그림 7. 10.8Mc X-tal 의  $\lambda/4$  結合回路를 통한 B,  $\Delta C$ ,  $\phi$  特性

11.450Mc X-tal

$C_s = 2.48 \times 10^{-14} F$

$L_s = 7.7007324 \times 10^{-3} H$

$R_s = 20 \Omega$

$C_p = 18 \times 10^{-12} F$

$C_1 = 1.321018 \times 10^{-12} F$

$L_1 = 10^{-5} H$

$R_1 = 10 \Omega$

$C_2 = 19.321017 \times 10^{-12} F$

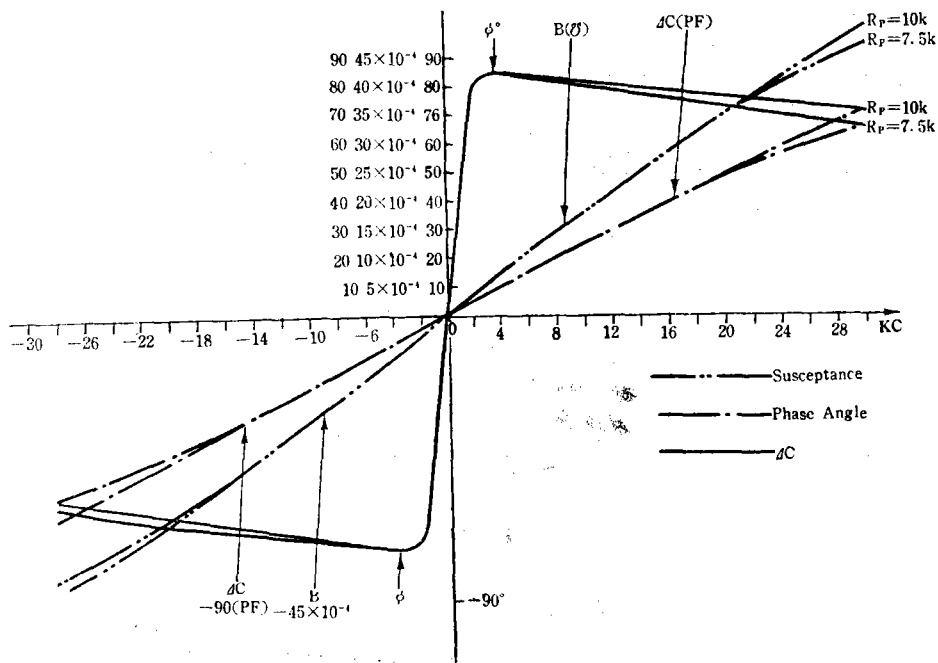


그림 8. 11.45Mc X-tal의  $\lambda/4$  結合回路를 통한 B,  $\Delta C$ ,  $\phi$  特性

그림 6에서는 水晶發振子の 等價인덕턴스  $L_s$ 가 80mH 로서 가장 큰 값을 갖고있기 때문에 周波數變化分에 對한 Susceptance 및  $\Delta C$ 의 直線範圍가  $R_p = 15k\Omega$  일때 10Kc 未滿으로 가장 낮은 값을 나타내고 있다.

여기에 比하여 그림 7, 8에서는  $L_s$ 가 10.7와 7.8mH 로서  $R_p = 15k\Omega$  에 對한 B,  $\Delta C$  特性이 20Kc 가 넘는 周波數偏移에 關해서도 거의 直線의인 特性을 나타내고 있다는 것을 알수 있다.

以上の 세가지 水晶發振子들 以外の 倍調波에 依한 50Mc 帶의 變調特性에서도 마찬가지로 넓은 直線特性을 나타내고 있었다. 여기서 5.6, 10.8 및 11.45Mc 를 擇한것은 中間周波數로서 發振變調段을 共通으로 使用할수 있기 때문이었다.

#### IV. 實驗結果

前節에서 일은 電子計算機에 依한 計算值를 實驗的으로 確認하기 위하여 Hewlet-Packard 의 Network Analyzer(hp-8407A)와 Phase Magnitude Display Unit(hp-8412A) 및 Generator-

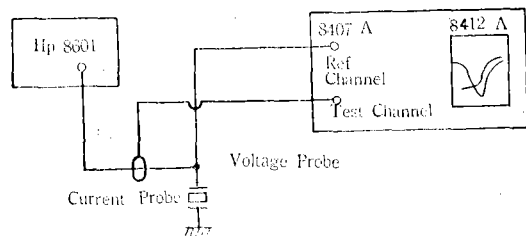
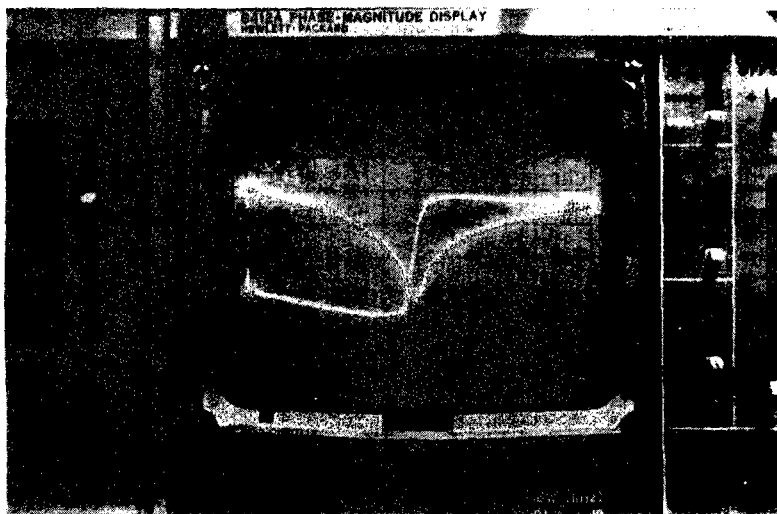
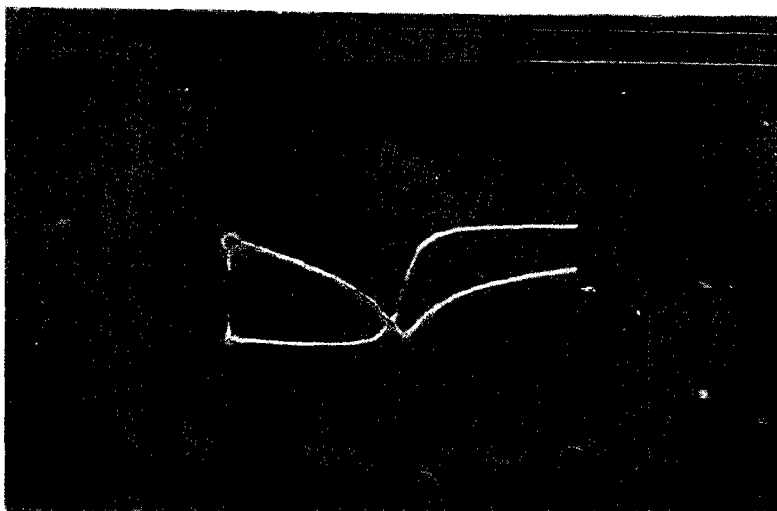


그림 9. 水晶發振子の Admittance 特性實測系統圖

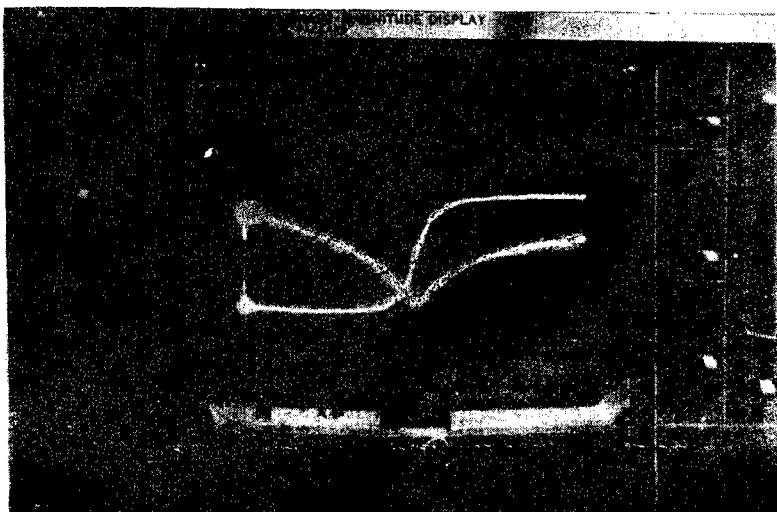




寫眞 1. 5.6Mc X-tal 의  $\lambda/4$  結合回路를 통한 特性



寫眞 2. 10.8Mc X-tal 의  $\lambda/4$  結合回路를 통한 特性



寫眞 3. 11.45Mc X-tal 의  $\lambda/4$  結合回路를 통한 特性

Sweeper(*hp-8601A*)를 그림 9와 같이 連絡하여 시 아더미턴스 및 位相角 特性을 實測하였다.

그림 9의 指示에서 被試驗水晶發振子에 흐르는 電流를 Current probe 로써 Test channel 入力에 印加하고 電壓에 對한 voltage probe 로써 Reference channel 入力에 印加하였을때의 指示는 그들의 比로서 아더미턴스 Yin 의 位相과 絶對值가 나타난다.

以上과 같은 實測結果를 5.6, 10.8 및 11.45Mc 의 水晶發振子를 4分之 1波長回路에 結合한 狀態에서 나타낸것이 各各 寫眞 1, 2 및 3이다. 寫眞

1에 比하여 寫眞 2, 3에서는 位相特性이 周波數變化에 對하여 훨씬 緩慢하게 變하고 있음을 確認할수 있다.

한편 그림 3과 같은 實際回路에서 5.6, 10.8 및 11.4Mc 의 水晶發振子를 各各 4分之 1波長回路를 通해서 結合하여 發振變調시켰을때의 變調周波數에 對한 變調入力레벨과의 關係를 正方向에서의 周波數偏移量으로서  $+df$  라하고 負方向에서의 그것으로서  $-df$  라고 하였을때의 諸特性을 나타낸것이 各各 그림 10-(가), (나), 그림 11-(가), (나) 및 그림 12이다. 또 그림 3에서 X-tal

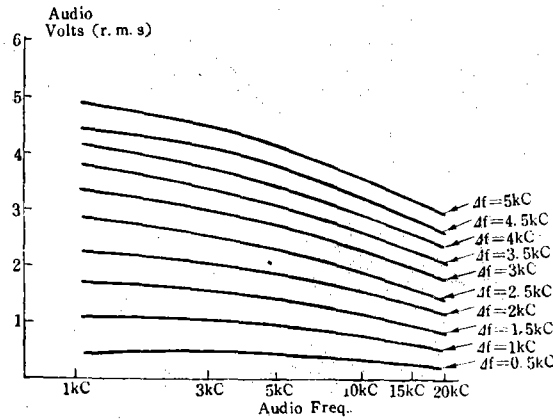


그림 10-(가) 5.6Mc 에서  $+df$  를 얻기 위한 變調周波數特性

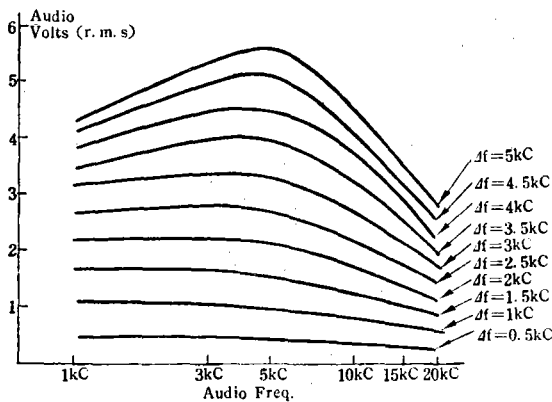


그림 10-(나) 5.6Mc 에서  $-df$  를 얻기 위한 變調周波數特性

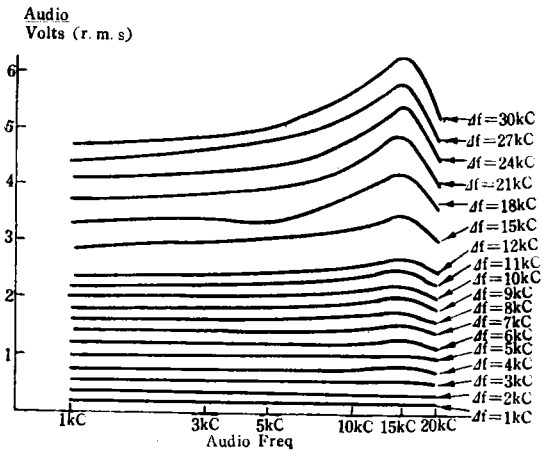


그림 11-(가) 10.8Mc에서 + $\Delta f$ 를 얻기위한 變調周波數特性

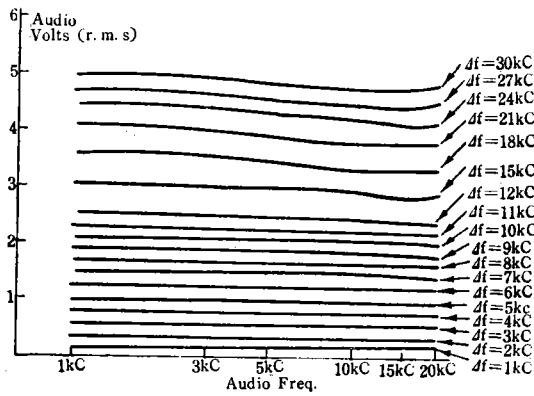


그림 11-(나) 10.8Mc에서 - $\Delta f$ 를 얻기위한 變調周波數特性

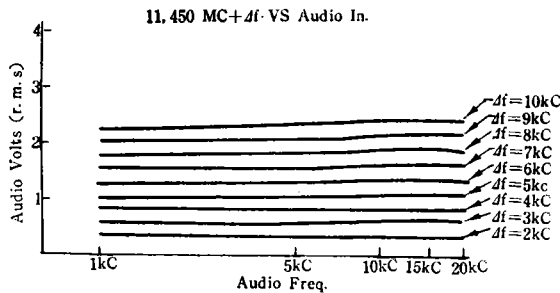


그림 12. 11.45Mc에서 + $\Delta f$ 를 얻기위한 變調周波數特性

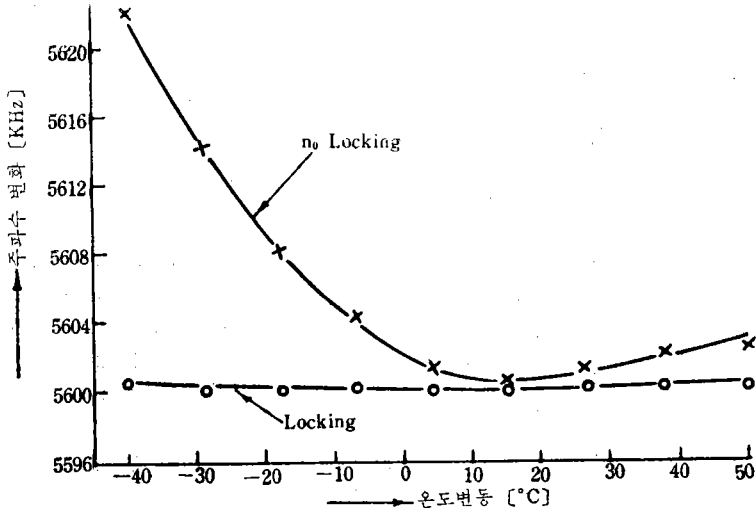


그림 13. 周圍溫度變動에 따른 中心周波數變化

회로를 同調코일의 中間端子에 連結한것은 VVC 다이오드의 容量變化範圍와 X-tal 회로의 Susceptance 變化範圍를 맞추어주기 위한 것이다.

以上の 變調特性들을 보면 10Mc 帶에서는  $\pm 10$  Kc 範圍, 5.6Mc 帶에서는  $\pm 5$ Kc 範圍까지 直線성이 아주 좋음을 알수 있다. 이以上 周波數偏移가 클때는 X-tal의 Susceptance 曲線이 灣曲되어서 위에서 나온 近似式 (5)와는 잘못지 않았지만 좁은 範圍內에서는 잘 合致되고 있음을 確認할수 있다. 한편  $+df$ ,  $-df$ 의 特性差異는 VVC 다이오드의 C-V 曲線이 正負方向으로 非直線의인네서 나타났것으로 生覺되며 5.6Mc의 特性이 나쁜것은 5.6Mc X-tal의 Q가 너무 높아서  $\pm 5$ Kc 以上の 偏移를 얻기위해서 VVC 다이오드의 非直線部分까지 無理하게 使用하고 있기 때문이다.

以上の 變調特性과는 別途로 中心周波數에 對한 安全度를 實測해본 結果 그림 13, 14와 같이 共振回路自體의 L, C 素子들을 溫度補償素子를 使用하고 VVC 다이오드의 直流供給電壓을 Zener 다이오드로써 一定하게 해주면 本方式과 같이 水晶發振子로  $\lambda/4$  結合回路를 通하여 Locking 하였을때는 使用溫度範圍가  $+60^{\circ}\text{C}$ 에서  $-45^{\circ}\text{C}$ 까지 또 使用電源電壓이 15V에서 10V까지 各各 變動하여도  $5 \times 10^{-5}$ 의 安定度를 維持할수 있음을 Locking 안했을때와 比較하여서 5.6Mc 帶에서 確認하였다.

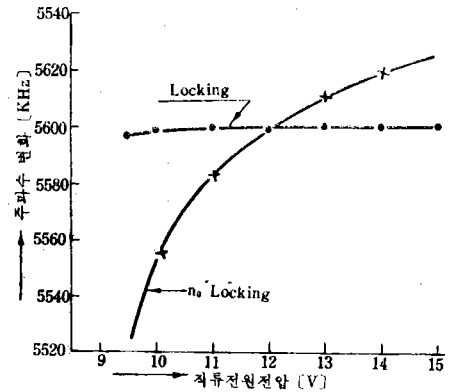


그림 14. 電源電壓變動에 따른 中心周波數變化

이와같은 것은 10Mc 帶에서나 50Mc 帶에서도 마찬가지로 確認되어서 充分히 實用 可能하다는 것이 立證되었다.

### V. 結 論

以上과 같이 所要周波數偏移 10Kc 範圍內에서는 直線성이 좋고 變調周波數特性이 좋은 水晶周波數變調器를 理論과 實驗에서 잘 合致되는 結果를 얻었고 이것이 周圍溫度나 電源電壓變動에 따라서도 中心周波數의 所要 安全度를 얻을수 있게 溫度補償을 하는 한편 VVC 다이오드에 供給되는

마이어스電壓만 安全化시킬수 있게 Zener 다이오드를 使用하면 充分히 實用化될수 있는 結果를 얻었다.

### 參 考 文 獻

- 1) 정만영, 김영웅, "휴대용 통신기의 시작" MOST. 1969-E-55
- 2) 정만영, 김두환, 김영웅: "소형 및 6차 벨용 트랜시버모델개발" MOST, STF-70-9
- 3) 정만영, "수정주파수변조기" 한국특허제3233호(69-930공고)
- 4) 정만영, 김영웅; "VVC 다이오드를 사용한 새로운 변조기" KIEE 6(4), 1969
- 5) Mortley, W. S. ; Oscillator for Broadcasting Equipment. Proc. IEEE. (Dec. 1956)
- 6) Motorola Co. ; "PT-300 Series Transistorized Handie-Talkie FM Radio" Motorola, 1, sec. 3, E-747(1969)
- 7) Brown, R. M. ; "Business Radio Communications", Electronics world(Mar. 1969)
- 8) Kimura, M. ; "Pocket Bell; Personal Radio Signaling Service" JAEU, No. 2(1968)