

超 廣 帶 域 A M 變 調 器

(Super Wide-Band AM Modulator)

李 忠 雄* · 高 丙 俊**

(Lee, Choong Woong) · (Koh, Byung Joon)

要 約

本超廣帶域AM變調器는 回路構成要素에 超廣帶域 AM變調作用을 制限하는 同調回路를 使用하지 않고 $\frac{\lambda}{4}$ 傳送線의 임피던스變換性을 利用하여, 印加한 變調信號의 振幅에 比例되게 搬送波의 振幅이 變하도록 하는 變調原理를 利用한 것이다. 本論文에서는 이 AM變調器를 解析研究 하였으며 또 本變調器의 Active 素子로서 VHF 眞空管, FET, VVC 다이오우드를 各各 使用하여 實驗하여 얻은 AM變調波形的 寫眞도 添加 하였다.

Abstract

A super widely amplitude modulating AM modulator system, utilizing the impedance transformation characteristics of $\frac{\lambda}{4}$ transmission line is presented. The analyses and oscillograms obtained from the AM modulator systems using VHF tube, FET or VVC diode as an active element are added to verify the principle of the system.

1. 序 論

오늘날 通信分野의 趨勢는 通信容量數의 超增大化, TV通信에서의 畫面의 超纖細化 등으로 向하고 있어서 搬送波의 周波數와 變調信號의 周波數와의 比가 10:1以下가 되는 超廣帶域AM變調信號를 發生해야 할 段階에 놓여 있다. 그러나 아직 超廣帶域變調器에 關한 研究는 別로 行하여 지지 않고 있으므로 앞으로의 趨勢에 對備하여 超廣帶域AM變調器의 研究를 始作하는 것이 意義가 있을 것이다.

從來와 같이 變調回路의 要素로서 同調回路를

使用하면 同調回路의 共振曲線의 周波數幅이 狹小하여 超廣帶域AM信號發生의 目的에는 根本의 으로 不適當하다. 따라서 超廣帶域AM變調回路에 同調回路를 使用하지 않는 AM變調方式을 摸索해야 할 것이다. 그러나 1938년에 W.N. Parker⁽¹⁾는 $\frac{\lambda}{4}$ 傳送線의 임피던스變換性을 利用하여 印加된 變調信號의 振幅에 比例되게 搬送波의 振幅이 變하도록 하는 變調原理를 TV信號發生用 AM變調回路에 應用試圖 하였으나 當時에는 VHF帶의 波形觀測의 不可能, 超高周波回路의 不充分한 知識 등으로 因하여 別發展을 못하고 곧 자취를 감추었다. 그러나 이 傳送線型 變調方式은 同調回路를 使用하지 않아 超廣帶域AM變調方式에 適合하다고 思慮되어 筆者는 理論의 解析 및 實驗을 通하여 研究開發을 試圖 하였다.

*正會員, 서울大學校工科大學. College of Engineering, Seoul National University.

**正會員, 原子力研究所. Atomic Energy Research Institute.

本研究는 蓮庵文化財團研究費로 이루어진 것임.

2. 原 理

그림 1은 本傳送線型 超廣帶域AM變調器의 原理圖이다. 그림1에 表示된바와 같이 搬送波에 對하여 길이가 $\frac{\lambda_c}{4}$ 이고 特性 Impedance가 Z_0 인 傳送線 2個中에 1個의 끝에 變調信號의 振幅에 따

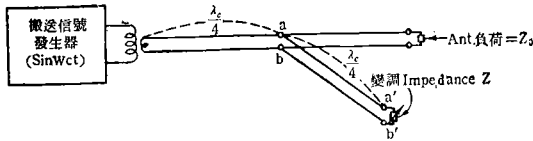


그림 1. 超廣帶域AM變調器의 原理圖.

라 變하는 變調 Impedance 를 달아 $a-b$ 端子에서 AM 波形을 얻는다. 이 變調 Impedance는 大別하여 (1) 純粹한 抵抗成分인 境遇 (2) 純粹한 Inductance 成分인 境遇 (3) 純粹한 Capacitance 成分인 境遇를 生覺할 수 있다.

지금 그림 1에서 變調信號 $e = E_m \sin pt$ 가 印加되었을 때 위의 3가지 境遇에 對하여 端子 $a-b$ 兩端의 電壓 V_{ab} 를 求하기로 한다.

(1) 變調 Impedance Z 가 純粹한 抵抗成分인 境遇:

그림 2에서 變調 Impedance가 $Z = R + j\Delta R \sin pt$ 로 變할 때 搬送波에 對하여 $\frac{\lambda_c}{4}$ 떨어진 $a-b$ 端子에 나타나는 Impedance Z_i 는

$$Z_i = \frac{Z_0^2}{R + j\Delta R \sin pt} \dots\dots\dots(1)$$

로 表示되고 또 그림 2에서 $a-b$ 端子에서의 合成 抵抗 R_{os} 는

$$R_{os} = \frac{Z_0 R_i}{Z_0 + R_i} = \frac{Z_0^2}{Z_0 + R + j\Delta R \sin pt} = \frac{Z_0^2}{(Z_0 + R)(1 + m_R \sin pt)} \dots\dots\dots(2)$$

$$\text{但 } m_R = \frac{\Delta R}{Z_0 + R}$$

한편 送端의 電壓을 $V_s \sin \omega_c t$ 라하면 送端에서 $\frac{\lambda_c}{4}$ 떨어진 端子 $a-b$ 의 電壓 V_{ab} 는 다음과 같이 表示된다.

$$V_{ab} = jV_s \sin \omega_c t \times \frac{R_{os}}{Z_0} \dots\dots\dots(3)$$

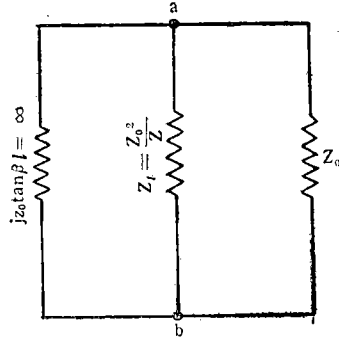


그림 2. 그림 1의 等價回路

(2) 式을 (3)式에 代入하면

$$V_{ab} = j \frac{V_s Z_0}{Z_0 + R} \times \frac{\sin \omega_c t}{1 + m_R \sin pt} \dots\dots\dots(4)$$

(4)式에서 $m_R < 1$ 이므로 (4)式은 다음과 같이 展開된다. 即

$$V_{ab} = j \frac{Z_0}{Z_0 + R} V_s \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n m_R^n \sin^n pt \right] \sin \omega_c t \dots\dots\dots(5)$$

(5)式을 보면 m_R 는 變調度를 나타냄을 알 수 있다. 그런데 $m_R \leq 0.3$ 인 境遇를 生覺하면 (5)式에서 第 4項以下를 無視할 수 있으며 이 式을 整理하면 다음과 같이 된다.

$$V_{ab} \approx j \frac{Z_0}{Z_0 + R} V_s \left[\left(1 + \frac{m_R^2}{2} \right) - m_R \left(1 + \frac{3}{4} m_R^2 \right) \sin pt - \frac{m_R^2}{2} \cos 2pt + \frac{m_R^3}{4} \sin 3pt \right] \sin \omega_c t \dots\dots\dots(6)$$

(6)式에서 AM變調波의 Distortion率을 求하면 다음과 같다.

$$E = \frac{m_R}{2} \times \frac{\sqrt{1 + \frac{m_R^2}{4}}}{1 + \frac{3}{4} m_R^2} \times 100\% \dots\dots\dots(7)$$

(2)變調 Impedance가 純粹한 Inductance成分인 境遇:

變調入力信號에 依하여 變調 Impedance Z 가 $Z = j\omega(L + \Delta L \sin pt)$ 로 變한다면 그림 2에서 合成 Impedance Z_{os} 는

$$Z_{os} = \frac{Z_0^2}{(Z_0 + j\omega L)(1 + m_L \sin pt)} \dots\dots\dots(8)$$

$$\text{但 } m_L = \frac{j\omega \Delta L}{Z_0 + j\omega L}$$

가 된다. 한편 送端電壓을 $V_s \sin \omega_c t$ 라하면 送端에

서 $\frac{\lambda_c}{4}$ 떨어진 端子 a - b 兩端의 電壓 V_{ab} 는 (4) 式을 參照하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_{ab} = j \frac{V_s}{Z_o + j\omega_c L} \times \frac{\sin\omega_c t}{1 + m_L \sin pt} \dots\dots(9)$$

(9)式에서 $m_L < 1$ 이므로 (9)式을 級數로 表示하면 다음과 같다.

$$V_{ab} = j \frac{Z_s}{Z_o + j\omega_c L} V_s \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n m_L^n \sin^n pt \right] \sin\omega_c t \dots\dots(10)$$

(10)式에서 m_L 가 $m_L = \frac{j\omega_c \Delta L}{Z_o + j\omega_c L}$ 와 같이 複素數임을 考慮한다면 Distortion이 많이 생길 것이 豫想된다. 그러나

$$Z_o \ll j\omega_c L \dots\dots(11)$$

이면 (10)式은 (12)式과 같이 簡單히 되어 Distortion이 變調 Impedance가 純粹한 抵抗成分인 때와 같이 Distortion이 적어질 것이 豫想된다. 即

$$V_{ab} = \frac{Z_o V_s}{\omega_c L} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n m_L^n \sin^n pt \right] \sin\omega_c t \dots\dots(12)$$

$$\text{但 } m_L' = \frac{\Delta L}{L}$$

(3) 變調 Impedance가 純粹한 Capacitance成分인 境遇:

變調信號에 依하여 容量이 $C = C_o(V + \Delta V \sin pt)$ 로 變하여 變調 Impedance Z 가

$$Z = \frac{1}{j\omega C_o(V + \Delta V \sin pt)}$$

로 表示될 境遇와 變調信號에 依하여 容量이 $C = C_o(V + \Delta V \sin pt)^{-\frac{1}{2}}$ 로 表示되어 (VVC다이오우드를 使用한 境遇) 變調 Impedance가 $Z = \frac{(V + \Delta V \sin pt)^{\frac{1}{2}}}{j\omega C_o}$ 로 되는 境遇를 生覺하기로 한다.

(a) 變調信號에 依하여 容量이 $C = C_o(V + \Delta V \times \sin pt)$ 로 되는 境遇:

이 境遇에 變調負荷端에서 $\frac{\lambda_c}{4}$ 떨어진 곳의 Impedance Z_i 은

$$Z_i = j\omega_c Z_o^2 C_o (V + \Delta V \sin pt) \dots\dots(13)$$

이 된다. 또 端子 a - b 에서의 合成 Impedance Z_{ab} 는

$$Z_{ab} = \frac{j\omega_c Z_o^2 C_o (V + \Delta V \sin pt)}{1 + j\omega_c Z_o C_o (V + \Delta V \sin pt)}$$

가 된다. 따라서 端子 a - b 兩端의 電壓 V_{ab} 는

$$V_{ab} = -\frac{V_s Z_o \omega_c C_o}{1 + j\omega_c Z_o C_o V} \times \frac{(V + \Delta V \sin pt)}{(1 + m_c \sin pt)} \sin\omega_c t \dots\dots(14)$$

$$\text{但 } m_c = \frac{j\omega_c Z_o C_o \Delta V}{1 + j\omega_c Z_o C_o V}$$

그런데 $m_c < 1$ 이므로 (14)式을 다음과 같이 쓸 수 있다. 即

$$V_{ab} = -\frac{V_s Z_o \omega_c C_o}{1 + j\omega_c Z_o C_o V} (V + \Delta V \sin pt) \times \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n m_c^n \sin^n pt \right] \sin\omega_c t \dots\dots(15)$$

(15)式에서 m_c 가 複素數이면 Distortion이 많은 것이 豫想된다.

그러나 (15)式에서

$$\omega_c Z_o C_o V \ll 1 \dots\dots(16)$$

의 條件을 滿足하는 境遇에는 (14)式에서

$$V_{ab} = -V_s Z_o \omega_c C_o V (1 + m_c' \sin pt) \sin\omega_c t \dots\dots(17)$$

$$\text{但 } m_c' = \frac{\Delta V}{V}$$

가 된다. 따라서 容量 C 가 $C = C_o(V + \Delta V \sin pt)$ 로 變하는 境遇에 (16)式의 條件을 滿足하도록 하던은 Distortion이 없는 AM波形을 얻을 수 있다.

(6) 變調信號에 依하여 容量이

$$C = C_o(V + \Delta V \sin pt)^{-\frac{1}{2}}$$

로 되는 境遇: VVC다이오우드는 印加電壓에 依하여 $C = C_o \times (V + \Delta V \sin pt)^{-\frac{1}{2}}$ 로 表示되므로 變調負荷端에서 $\frac{\lambda_c}{4}$ 떨어진 곳의 Impedance Z_i 는

$$Z_i = \frac{j\omega_c C_o Z_o^2}{(V + \Delta V \sin pt)^{\frac{1}{2}}} \dots\dots(18)$$

이 된다. 따라서 a - b 端子兩端의 合成 Impedance Z_{ab} 는

$$Z_{ab} = \frac{Z_o Z_i}{Z_o + Z_i} = \frac{j\omega_c C_o Z_o^2}{j\omega_c C_o Z_o + (V + \Delta V \sin pt)^{\frac{1}{2}}} \dots\dots(19)$$

로 表示된다. 端子 a - b 兩端의 電壓 V_{ab} 는 (19)式을 利用하여 表示하면은

$$V_{ab} = \frac{jV_s \omega_c C_o Z_o \sin \omega_c t}{j\omega_c C_o Z_o + (V + \Delta V \sin pt)^{\frac{1}{2}}} \dots\dots\dots(20)$$

이 된다. 여기서

$$\omega_c C_o Z_o \ll (V + \Delta V \sin pt)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(21)$$

의 條件을 滿足하는 境遇에는 V_{ab} 는 使用한 VVC가 階段接合型인 境遇와 直線傾斜接合型인 境遇에 各各 다음과 같이 表示된다. 即

(i) $n=2$ 일 境遇 (VVC가 階段接合型인 境遇):

(20)式에 $n=2$ 를 代入하면 V_{ab} 는

$$V_{ab} = j \frac{V_s \omega_c C_o Z_o}{V} \left[1 - \frac{1}{2} m_c' \sin pt + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} (m_c' \sin pt)^2 - \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} (m_c' \sin pt)^3 + \dots \right] \sin \omega_c t \dots\dots\dots(22)$$

로 表示된다.

지금 $m_c' \leq 0.3$ 인 境遇를 生覺하여 (22)式에서 5項以下를 無視하여 整理하면

$$V_{ab} = j \frac{V_s \omega_c C_o Z_o}{V} \left[\left(1 + \frac{3}{16} m_c'^2 \right) - \frac{m_c'}{2} \left(1 + \frac{15}{32} m_c'^2 \sin pt - \frac{3}{16} m_c'^2 \cos 2pt + \frac{5}{64} m_c'^3 \sin 3pt \right) \right] \sin \omega_c t \dots\dots\dots(23)$$

로 된다.

(ii) $n=3$ 인 境遇 (VVC가 直線傾斜接合型인 境遇):

(20)式에 $n=3$ 을 代入하면 V_{ab} 는 다음과 같이 된다. 即

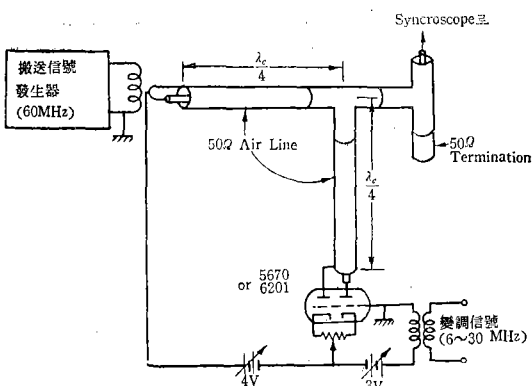


그림 3. 變調 Impedance가 抵抗成分인 境遇에 眞空管을 利用한 AM變調器의 回路圖

$$V_{ab} = j \frac{V_s \omega_c C_o Z_o}{V} \left[1 - \frac{1}{3} m_c' \sin pt + \frac{1 \cdot 4}{3 \cdot 6} m_c'^2 \sin^2 pt - \frac{1 \cdot 4 \cdot 7}{3 \cdot 6 \cdot 9} m_c'^3 \sin^3 pt + \dots \right] \sin \omega_c t \dots\dots\dots(24)$$

$n=2$ 인 境遇와 마찬가지로 $m_c' \leq 3$ 의 境遇를 考慮하여 整理하면 V_{ab} 는

$$V_{ab} = j \frac{V_s \omega_c C_o Z_o}{V} \left[\left(1 + \frac{m_c'^2}{9} \right) - \frac{1}{3} m_c' \left(1 + \frac{7}{18} m_c'^2 \right) \sin pt - \frac{m_c'^2}{9} \cos 2pt + \frac{7}{162} m_c'^3 \sin 3pt \right] \dots\dots\dots(25)$$

로 表示된다.

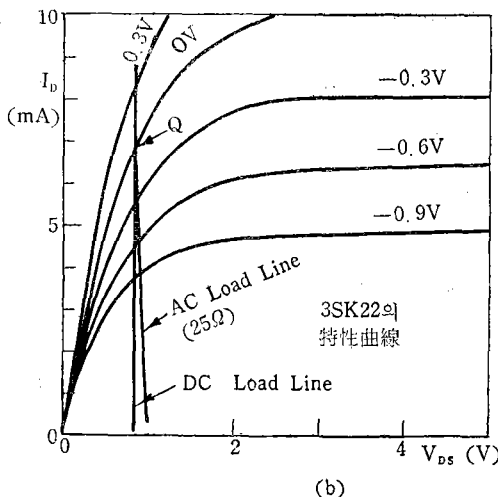
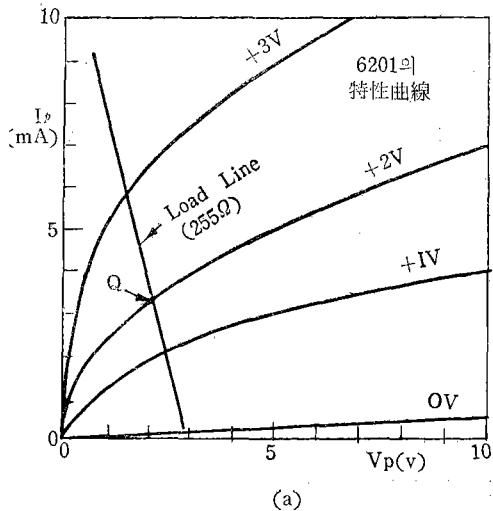
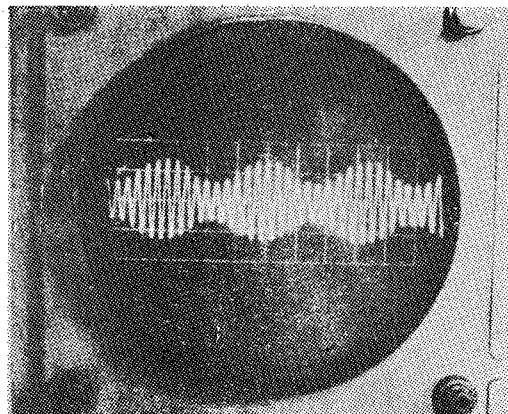


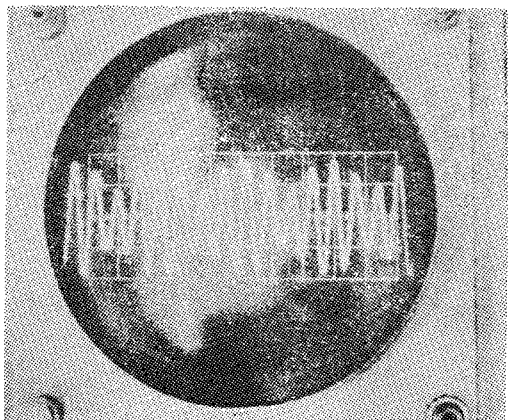
그림 4. (a) 6201의 特性曲線과 負荷線, (b) 3SK22의 特性曲線과 負荷線.

3. 實 驗

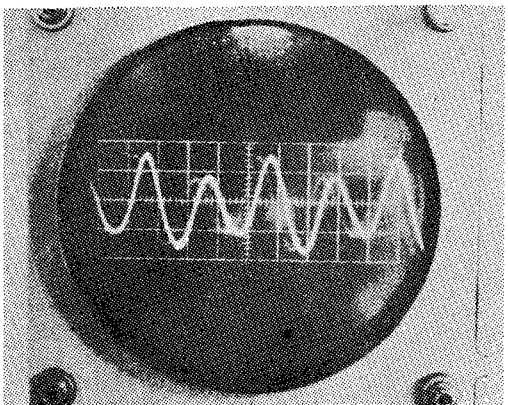
그림 3은 VHF用眞空管(5670 또는 6201)의 Grid Bias電壓을 Grid가 (+)되게 印加하고 plate 電壓을 數 V 로 낮게 定하여 眞空管의 內部抵抗이 變調信號의 振幅에 比例하여 變하도록 하는 變調 Impedance가 抵抗成分인 境遇의 回路圖이다. 그림 3에서 保有하고 있는 Syncroscope가 100MHz까지 밖에 볼수 없으므로 搬送波의 周波數를 60MHz로 하고 變調入力信號는 6~30MHz로 하여 AM波의 搬送波의 周波數對 變調信號의 周波數와의 比가 10:1~2:1이 될 때의 AM變調를 實驗하였다. 眞空管의 DC Load는 230Ω 이고 實際로 動作時의 Load는 $(200\Omega + 25\Omega)$ 가 된다. (附錄參照) 그림 4에 實際로 動作時의 Load line이 表示되 있다. 이 그림에서 眞空管의 特性曲線



(a)



(b)



(c)

그림 7. 本 AM變調方式으로 얻은 AM波形이다. (a) 搬送波의 周波數對 變調信號의 周波數와의 比가 10:1의 AM波形 (b) 同周波數比가 4:1의 AM波形 (c) 同周波數比가 2:1의 AM波形

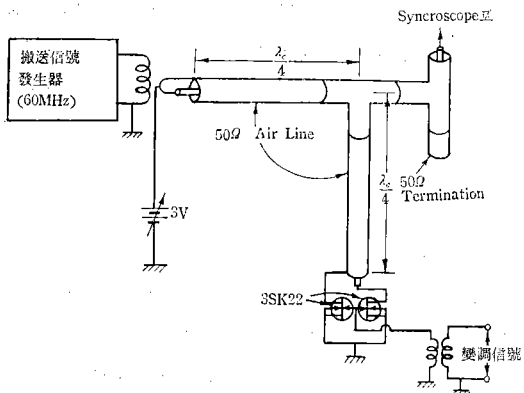


그림 5. 眞空管代身에 FET를 使用한 AM變調器의 回路圖

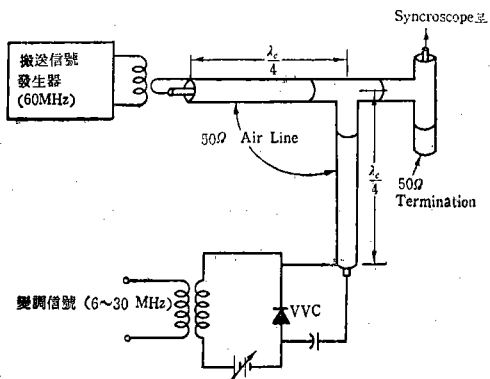


그림 6. 眞空管代身에 VVC를 使用한 AM變調器의 回路圖.

과 AC Load line과의 交點의 接線이 眞空管의 內部抵抗을 나타냄으로 Grid入力信號電壓의 어느

範圍內에서는 Grid入力信號의 振幅에 比例하여 內部抵抗이 線形的으로 變함을 알 수 있다. 그림 3에서 眞空管의 極間容量의 影響을 줄이고 眞空管의 內部抵抗의 變化分이 두드러지게 나타나게 하기 爲하여 同軸케이블 端子에 對하여 二三極管이 直列로 되게 接續하고 Grid接地를 한다.

그림 5는 그림 3의 眞空管代身에 FET를 使用한 回路圖이다. 그림 6은 變調 Impedance의 變化를 VVC다이오우드를 利用하여 일으키는 回路圖이다. 이때에 VVC다이오우드의 Q가 큰것 (1S1922 ~24)을 使用해야 한다.

그림 7은 AM變調方式으로 얻은 AM變調波形的의 寫眞이다. 이 그림에서 (a)는 搬送波의 周波數對 變調信號의 周波數와의 比가 10:1의 AM波形이고 (b)는 周波數比가 4:1이고 (c)는 周波數가 2:1의 境遇의 波形이다. 이 AM波形的의 $p-p$ 는 10V이고 搬送波의 周波數는 60MHz이다.

4. 結 論

從來의 方式으로는 搬送波의 周波數와 變調信號의 周波數와의 比가 10:1以下인 AM波의 發生이 困難하였으나 本AM變調方式으로 搬送波의 周波數와 變調信號의 周波數와의 比가 2:1인 超廣帶域AM波形도 얻을 수 있게 되었다.

本 AM變調方式에는 變調負荷 Impedance를 (a)抵抗成分으로 하는 方法 (b) Inductance成分으로 하는 方法 (c) Capacitance成分으로 하는 方法等 3가지 方法을 生覺할 수 있다. 이中 (b)의 方法은 새로히 開發되고 있는 半導體 Inductance⁽²⁾⁽³⁾를 利用하면 實現可能할 것으로 生覺된다. (a)方法으로는 좋은 波形을 얻을 수 있다. (c)의 1S924와 같이 Q가 높은 VVC 다이오우드를 $\omega_c Z_o C_o \ll (V + \Delta V) \text{in pt}$ 의 條件에서 使用하면 좋은 AM波形을 얻을 수 있다. 보다 더 좋은 AM波形을 發生키 爲하여는 바이아스電壓의 變化에 對하여 容量이 線形的으로 變하는 VVC이오우드의 出現이 要望된다.

附 錄

그림 1에서 60MHz의 搬送波는 RF Tras. (RF Trans Dimension: 1次卷數 10回, 2次卷數 1回,

導線의 直徑 1mm, coil의 半徑 2.5mm)의 1次 coil에 供給되고 2次 coil이 $\frac{\lambda_c}{4}$ Air line의 一端에 接續되었다. 이 RF Trans는 卷線比가 10:1인 Step down Trans이므로 1次回路의 Impedance 影響이 2次回路에 거의 나타나지 않는다. 2次 coil의 Inductance는 0.005 μ H程度이므로 60MHz에 對한 2次 coil의 Impedance는 2 Ω 程度로서 實質的으로 $\frac{\lambda_c}{4}$ Air line을 短絡시킨 것으로 看做할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} & \therefore 1 \text{ Turn coil의 Inductance 計算公式} \\ & L(\mu\text{H}) = 4\pi R \left(2.3 \log_{10} \frac{16R}{a} - 2 \right) \times 10^{-3} \\ & \text{但 } R = \text{coil의 半徑(cm)} \\ & a = \text{導線의 直徑(cm)} \end{aligned} \right\}$$

따라서 短絡端子에 依하여 端子 a-b에 나타나는 Impedance는 거의 無限대이므로 端子 a-b에서의 合成 Impedance R_{ab} 는 特性 Impedance Z_o 로 볼 수 있다. 그러므로 端子 a'-b' 兩端에 나타나는 Impedance는 $Z_o (=50\Omega)$ 이다. 그런데 RF Trans의 2次 coil의 中間 Tap에 電源이 連結되어 있으므로 그림 3의 眞空管의 各 Plate의 AC 抵抗은 25 Ω 가 된다.

(謝辭) 本研究를 遂行함에 있어서 財政的인 뒷 받침을 하여주신 蓮庵文化財團의 여러분께 深甚한 謝意를 表합니다. 또한 本研究의 實驗을 行함에 있어서 여러가지로 協調를 아끼지 않으신 原子力研究所電子工學研究室의 洪南杓氏外 여러분께 衷心으로 感謝하는 바입니다.

參 考 文 獻

1. W. N. Parker, "A Unique Method of Modulation for High-Fidelity Television Transmitters", Proc. IRE, Vol. 26, No. 8, Aug., 1938. pp. 946~962.
2. 野口誠一外, "RC移相形固體インダクタンスについて," 電子通信學會論文誌 Vol. 55-C, No. 2, 1972. 2月, pp. 136~137.
3. "半導體インダクタンス," テレビジョン學會雜誌, Vol. 26. No. 3, 1972, 3月. p. 235.