

Bridge型 位相變調器의 直線性改善에 關한 研究

金 章 漢 (Kim, Janghan) 李 忠 雄 (Lee, Chung Wang)

1. 序 論

位相變調方式으로 1936年 Edwin H. Armstrong에 依한 研究發表⁽¹⁾가 있는 이래, 이를 개선한 Modified Armstrong phase Modulator⁽²⁾, Balanced Armstrong phase Modulator⁽³⁾와, 最近 位相의 直線性을 증대하고 Phase deviation도 없인 Ruthmoff - Bodtmann의 방식⁽⁴⁾에 따라 이르고 있다.

그러나 이들 방식은 그 自体가 Armstrong 방식에 依한 시스템의 보완이므로, 全回路가 能動素子로 구성되어 있어 製作 및 使用上에 복잡한 문제가 있다.

本 論 文에서 는 回路가 간단한 Bridge型 位相變調器를 사용하며 位相의 直線性을 개선하고, 理論의 適當성을 VHF帶에서 실험하여 뒷받침 하고자 한다.

2. 本 論

2.1 位相變調理論

位相變調는 搬送波의 位相이 入力信號의 크기에 따라 變化하는 방식이다.

$$x_c(t) = A_c \cos [\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.1)$$

이때, 위상 $\theta(t)$ 는 다음과 같이 된다.

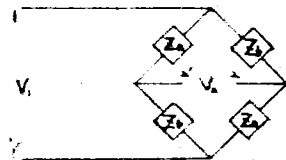
$$\theta(t) = \theta_a \cdot m(t) \quad (2.2)$$

이는, 시스템의 傳達函數가 다른 값이 나타난다면 이를 통하며 얻을 수 있다.

$$H(j\omega) = k \cdot \omega \angle \theta(\omega) \quad (2.3)$$

이때의 $\theta(\omega)$ 는 傳達函數의 位相이고, 이는 PM에서의 位相과 일치한다.

2.2 R-C Bridge 回路



그런데 對稱型 Bridge回路의 回路에서 入力나 出力電壓의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{V_2}{V_1} = G_{12} = \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b} \quad (2.4)$$

이때, $Z_a = R$, $Z_b = \frac{1}{j\omega C}$ 이라면 다음과 같은 주파수 특성을 나타낸다.

$$G_{12}(j\omega) = \frac{R - \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega CR - 1}{j\omega CR + 1} \quad (2.5)$$

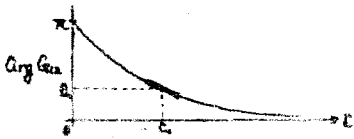
$$|G_{12}(j\omega)| = 1 \quad (2.6)$$

$$\text{Arg } G_{12}(j\omega) = -2 \tan^{-1} \omega CR + \pi \quad (2.7)$$

이때, 入力電壓 V_1 의 주파수가 일정하고, R 도 일정하다면, 變數 C 에 대해서는 다음과 같다.

$$|G_{12}(s)| = 1 \quad (2.6-a)$$

$$\text{Arg } G_{12}(s) = \theta = -2 \tan^{-1} \omega RC + \pi \quad (2.6-b)$$



그런데 식 (2.6)의 위상

변수 C 는 varactor diode

에서 얻을 수 있으므로

$$C = C_0 + \Delta C \cdot m(t) \quad (2.7)$$

이고, 위상은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Arg } G_{12}(m) &= \theta(m) \\ &= -2 \tan^{-1} [\omega R (C_0 + \Delta C m)] + \pi \quad (2.8) \end{aligned}$$

그러므로, 위상은 C_0 에 해당 하는 θ_0 를 중심으로 변화하게 되며, 위상의 변화도 직선적으로 만들어 볼 수 있다.

2.3 R/L-C 공진에 의한 방법

위의 R-C Bridge 회로에서는 DC bias에 의한 용량 C_0 가 위상의 직선성에 영향을 미치지 않으므로, 이를 갖내기 위해 C_0 를 중심으로 공진을 시킨다.

1) 직렬 공진에 의한 방법

$Z_a = R$, $Z_b = j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$ 이라면 시스템 특성은 다음과 같다.

$$G_{12} = \frac{R - j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (2.9)$$

$$|G_{12}| = 1 \quad (2.9a)$$

$$\text{Arg } G_{12}(s) = -2 \tan^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \quad (2.9b)$$

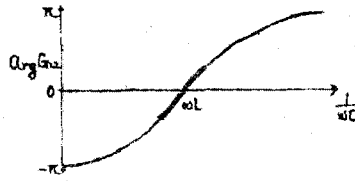
이때, $\frac{1}{\omega C} = D_0 + \Delta D \cdot m(t)$ 이고 $D_0 = \omega L$

이면 위상은 다음과 같다.

$$\text{Arg } G_{12}(m) = \theta(m) = 2 \tan^{-1} \frac{\Delta D \cdot m}{R} \quad (2.9c)$$

이때, θ 는 \tan^{-1} 함수로서 θ 가 작을수록 θ 는 \tan^{-1} 함수의 근사치가 된다. 또한 위상 함수가 $\frac{\Delta D}{R}$ 로 표시되므로 R 을 줄이

면 ΔD 도 높은 변위에서 쓸 수 있다.



그런데 식 (2.9)의 위상

1) 직렬 공진에 의한 방법

$Z_b = j\omega L // \frac{1}{j\omega C}$ 로 하면 직렬 공진을 하게 된다. 이때의 전달 함수는 다음과 같다.

$$G_{12}(s) = \frac{j\omega R (\omega C - \frac{1}{\omega L})}{j\omega R (\omega C - \frac{1}{\omega L}) + 1} \quad (2.10)$$

여기에서 $\omega C = \beta = \beta_0 + \Delta \beta \cdot m(t)$, $\beta_0 = \frac{1}{\omega L}$ 이면, 위상은 다음과 같이 되고, 이는 직렬 공진에서의 같은 모양이 된다.

$$\text{Arg } G_{12}(m) = -2 \tan^{-1} R (\Delta \beta \cdot m(t)) + \pi \quad (2.10)$$

이때, R 을 크게 하여 줄 수 있다.

2.4 R/L-C Bridge 회로에서의 직선성의 개선

전달 함수 (G_{12})에서의 위상을 살펴보면, 전체 위상 (θ)은 분자에 의한 위상 (θ_p)에서 분母的에 의한 위상 (θ_g)를 뺀 값이 된다. 그런데 위의 식 (2.9)와 식 (2.11)을 살펴보면 분자와 분모가 같은 점을 기준으로 θ_p , θ_g 가 \tan^{-1} 함수로 변화하게 되어 있다. 그러므로 이때 이 기준점을 서로 다르게 함으로써 위상의 직선성을 개선해 볼 수 있다.

즉

$$\theta = \theta_p - \theta_g$$

$$= \tan^{-1}(X - aX) + \tan^{-1}(X + aX) \quad (2.13)$$

으로 하여 본다.

이 방법을 직렬共振問題에 적용하면 다음과 같다.

$$G_{12} = \frac{R - j[(X_L + aX) - \frac{1}{\omega C}]}{R + j[(X_L - aX) - \frac{1}{\omega C}]} \quad (2.14)$$

$$\theta = \theta_p - \theta_g$$

$$= \tan^{-1} \frac{-(X_L + aX) - \frac{1}{\omega C}}{R} - \tan^{-1} \frac{(X_L - aX) - \frac{1}{\omega C}}{R}$$

$$= \tan^{-1} \frac{aD \cdot m(\tau) - aX + \tan^{-1} \frac{aD \cdot m(\tau) + aX}{R}}{R}$$

$$= \tan^{-1} \frac{2m(\tau) \cdot \frac{R}{aD}}{(\frac{aX}{aD})^2 + (\frac{R}{aD})^2 - m^2(\tau)} \quad (2.15a)$$

위의 식 (2.15a)에서 $|m(\tau)| = 1$

일 때 $|G| = \frac{R}{aD}$ 이기 위해서는

$$(\frac{aX}{aD})^2 + (\frac{R}{aD})^2 = 1 \quad (2.15b)$$

이것이 하트론

$$\frac{aX}{aD} = \sin \epsilon, \quad \frac{R}{aD} = \cos \epsilon \quad (2.15b)$$

라면, 이는 Routhroff-Bodtman의 의해 改善된 位相變調器의 位相特性과 같게 된다.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{m - \sin \epsilon}{\cos \epsilon} + \tan^{-1} \frac{m + \sin \epsilon}{\cos \epsilon}$$

$$= \tan^{-1} \frac{2m \cos \epsilon}{1 - m^2} \quad (2.16)$$

식 (2.14)에서의 $-j\omega X$ 는 capacitance에 의해 具現될 수 있고, R에 직렬 연결하면 된다.

직렬共振의 경우에도 같은 방법으로, R에 capacitance를 연결시켜 대응할 수 있다.

$$Z_a = R // \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.17a)$$

$$Z_b = j\omega L // \frac{1}{j\omega C} \quad (2.17b)$$

이때의 傳達函數는 다음과 같다.

$$G_{12} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C_1} - \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C}$$

$$= \frac{j[\omega C - \frac{1}{\omega L} - \omega C] - \frac{1}{R}}{j[\omega C - \frac{1}{\omega L} + \omega C] + \frac{1}{R}} \quad (2.18)$$

$$\theta = \tan^{-1} \{-R[aB \cdot m(\tau) - aY]\}$$

$$+ \tan^{-1} \{-R[aD \cdot m(\tau) + aY]\} + \pi$$

$$= -\tan^{-1} \frac{m(\tau) - \frac{aY}{aB}}{\frac{1}{R \cdot aB}}$$

$$- \tan^{-1} \frac{m(\tau) + \frac{aY}{aD}}{\frac{1}{R \cdot aD}} + \pi$$

$$= -\tan^{-1} \frac{2m(\tau) \cdot \frac{1}{R \cdot aB}}{(\frac{aY}{aB})^2 + (\frac{1}{R \cdot aB})^2 - m^2} + \pi \quad (2.19)$$

(단, $\omega C = B_0 + aB \cdot m(\tau)$)

$B_0 = \frac{1}{\omega L}$, $aY = \omega C_1$)

위의 식 (2.19)를 직렬共振에 상응하는 같은 방법으로 하면

$$\frac{aY}{aB} = \sin \epsilon, \quad \frac{1}{aB \cdot R} = \cos \epsilon \quad (2.20)$$

이므로, 位相은 식 (2.16)과 같은 모양이 된다.

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{2m \cos \epsilon}{1 - m^2} + \pi \quad (2.21)$$

그러나 이때, 直線性을 고려하기 위하여 Z_a 에 capacitance를 포함시켰으므로 gain 특성은 다소 영향을 받게 된다.

$$|G_{12}| = \frac{\sqrt{1 - m^2 - 2m \sin \epsilon}}{\sqrt{1 - m^2 + 2m \sin \epsilon}} \quad (2.22)$$

3. 實驗 및 結果

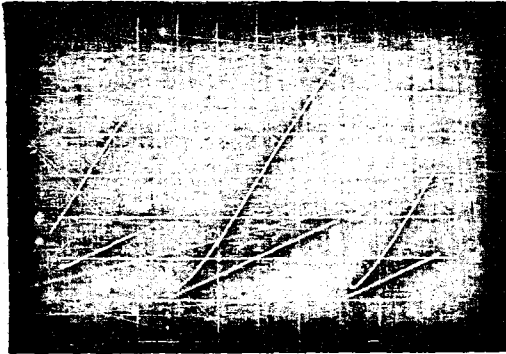
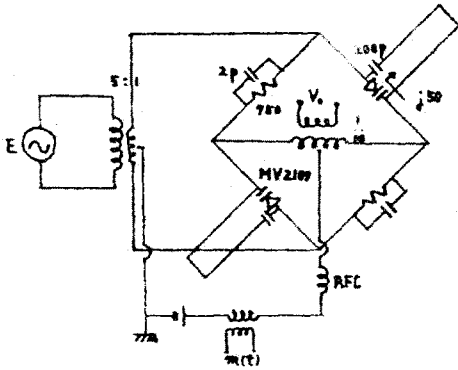


사진 1. $f_c = 82.5 \text{ MHz}$
 위 : 出力位相 $36^\circ/\text{div.}$
 아래 : 入力電壓 $2\text{V}/\text{div.}$



사진 2. $f_c = 83.5 \text{ MHz}$
 위 : 出力位相 $36^\circ/\text{div.}$
 아래 : 入力信號 $2\text{V}/\text{div.}$

4. 結 論

本 論 文 에 서 는 간 단 한 Bridge 回 路 을 사 용 한 位 相 變 調 器 로 서, 最 近 에 發 表 된 Ruthroff - Bodtmann 의 位 相 變 調 方 式⁽¹⁾ 과 同 - 種 直 線 性 을 얻 었 다.

또 한 本 論 文 에 서 는 程 의 共 振 Bridge 回 路 을 使 用 하 였 으 므 로, varactor diode 에 서 의 接 合 容 量 의 非 直 線 性 의 影 響 은, 다 른 쪽 가 리 의 許 可 한 도 크 게 하 며 가 변 변 히 는 을 얻 으 로 위 정 제 하 였 다.

實 驗 은 100 MHz 近 處 에 서 하 였 으 나, 앞 으 로 strip line 을 利 用 한 Micro wave 帶 域 에 서 의 研 究 가 기 대 된 다.

* 参 照 문 헌

1. E. H. Armstrong, "A Method of Reducing Disturbances in Radio Signalling by a System of Frequency Modulation" Proc. IRE 24, No. 5, pp 689-700, May 1936
2. C. L. Ruthroff, W. F. Bodtmann, "A Linear Phase Modulator for Large Bandwidths" B.S.T.J., 48, No. 8, pp 1893-1903, Oct., 1970
3. ———, "Adaptive coding for Coherent Detection of Digital phase Modulation" B.S.T.J., 53, No. 3, pp 457-466, March, 1974
4. ———, "A New Phase Modulator" IEEE Trans., Com., Vol. Com-25, pp 602-606, June, 1977