

傳送線型 90° 定位相器에 關한 研究

(A Study on 90° Constant Phase Shifter)

李 忠 雄*

(Lec, Choong Woong)

要 約

本論文은 現在 AF周波數帶域에서 90° 定位相器를 實現하고 있는 方法과는 全혀 다른 着想으로 VHF周波數帶에서 90° 定位相器를 實現하는 새로운 方法을 提示하였다. 이 90° 定位相器의 構造는 簡單하며 分布定數素子인 傳送線과 集中定數素子인 R,L,C로 容易하게 實現된다.

Abstract

This paper presents the realization method of 90° constant phase shifter in the VHF band, constructed by the entirely differens idea from the conventional method of the realization of constant phase shifter in the audio frequency range. The construction of 90° constant phase shifter is simple and can be easily realized by using the distributed constant element, transmission line, and the lumped constant elements, R,C,L.

1. 序 論

定位相器에 關한 理論은 1940年代 및 1950年에 喜安¹⁾, 吉田²⁾ 및 S.Darlington³⁾에 依해서 各各 別途로 發表되었다. 이 定位相器는 可聽周波數帶域에서 實現되었으며 主로 1928年에 Hartley⁴⁾가 考案한 SSB變調 回路에 使用되었다.

本研究에서는 從前과는 전혀 다른 아이디어로 位相角이 90°인 90°定位相器의 構成을 從來와 같이 集中定數素子만으로 構成하지 않고 分布定數素子를 主로하여 構成함으로써 動作周波數帶域을 從來의 AF帶로부터 VHF帶로 옮기고져 한다. 本論文에서는 먼저 定位相器의 理論과 그 實現方法을 考察하고 實驗을 通하여 뒷바침하고져 한다.

2. 90° 定位相器의 理論

어떤系에서 入力과 出力사이 에 時間差가 있다던 이

*正會員, 서울大學校 工科大學 電子工學科
Member, Dept. of Electronics Eng., College
of Eng., Seoul National Univ.

接受日字: 1976年 11月 3日

系의 出力의 周波數스펙트럼 $F_0(\omega)$ 는 다음과 같이 求할 수 있다. 卽

$$\begin{aligned} F_0(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_0(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} A f_i(t \mp t_0) e^{-j\omega t} dt \\ &= F_i(\omega) \cdot A e^{\mp j\omega t_0} \end{aligned} \quad (1)$$

但, A = 이系의 傳達定數

따라서 이系의 傳達函數 $H(\omega)$ 는 (1)式으로부터

$$H(\omega) = A e^{\mp j\omega t_0} \quad (2)$$

가 된다.

그런데 入力과 出力사이 에 恒常 周波數에 無閉하게 一定한 位相差 θ_0 를 維持할려면 (2)式은

$$H(\omega) = A e^{\mp j\theta_0} \quad (3)$$

가 되어야 한다. (3) 式을 다시 쓰면

$$\begin{aligned} H(\omega) &= A (\cos \theta_0 \mp j \sin \theta_0) \\ &= A \left(\cos \theta_0 - j \frac{1}{\omega C'} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

$$= A (\cos \theta_0 + j \omega L')$$

$$R = \cos \theta_0$$

$$L' = \sin \theta_0 / \omega$$

$$C' = \text{cosec } \theta_0 / \omega$$

여기서

(4)式을 보면 周波數에 無開한 定位相器를 構成할려면 인덕터 L' 나 커패시터 C' 의 값이 印加된 信號의 周波數에 逆比例하여야 하며 抵抗 R 과 코일 L' 또는 콘덴서 C' 를 直列로 연결해야함을 알 수 있다. 그런데 본 研究에서는 $\theta_0=90^\circ$ 인 경우임으로 (4)式은

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \pm jA \\ &= +j\omega L_0 \\ &= -j \frac{1}{\omega C_0} \end{aligned} \quad (5)$$

但 $L_0 = A/\omega$
 $C_0 = 1/A\omega$

가 된다. 그런데 L_0 나 C_0 와 같이 素子自體가 周波數에 逆比例하는 것을 구할 수 없으므로 線形受動素子인 인덕터나 VHF用抵抗과 分布定數素子인 傳送線으로 그림 1과 같이 構成한다. 그림 1에서 한쪽 끝이 短絡되어 있는 傳送線의 電壓定在은 인덕터 L 에 依해서 出力電

壓이 ω 에 逆比例하여 減衰됨을 補償하여 준다. 지금 그림 1에서 $L-R$ 회路的 影響을 無視할 수 있음으로 傳送線의 短絡地點으로부터 지어 x 만큼 떨어진 地點의 電壓 $v(x)$ 는 入射電壓의 最大振幅을 V_i 로 表示하면 다음과 같이 된다. 卽

$$V(x) = 2V_i \sin \beta x \quad (6)$$

$$\text{但 } \beta = \omega \sqrt{L_1 C_1}$$

$L_1 =$ 傳送線의 單位길이당인 인덕턴스

$C_1 =$ 傳送線의 單位길이당의 커패시턴스

(6)式에서 $\beta x < 1$ 인 경우에는 $V(x)$ 는

$$V(x) \approx 2V_i \omega \sqrt{L_1 C_1} x \quad (7)$$

가 된다. 그런데 그림 1에서 $R^2 \ll \omega^2 L^2$ 임으로 端子 $c-d$ 의 電壓 V_{cd} 는

$$V_{cd} = 2V_i R x \sqrt{L_1 C_1} / jL \quad (8)$$

으로 表示된다. (8)式을 보면 $\beta x < 1$ [rad] 範圍內에서 周波數에 無關係하게 位相이 90° 늦으며 또한 振幅이 一定함을 알 수 있다.

3. 實 驗

그림 2는 使用周波數가 97~194MHz範圍內의 90° 定位相器의 實際構成例이다. 그림 3은 그림 2의 等價回路이다. 그림 3에서 vector voltmeter probe B의 容量과 其他 分布容量으로 構成된 C_1 과 코일 L 과의 直列共振을 避하기 위하여 $R_1^2 \ll 1/\omega^2 C_1^2$ 을 滿足하도록 50Ω 抵抗를 並列로 연결하였다. 이 경우에 R_1-C_1 의 並列임피던스는

$$Z \approx R_1 (1 - j\omega C_1 R_1) \quad (9)$$

가 된다. 그런데 (9)式의 벡터位相角은 그림 4에 表

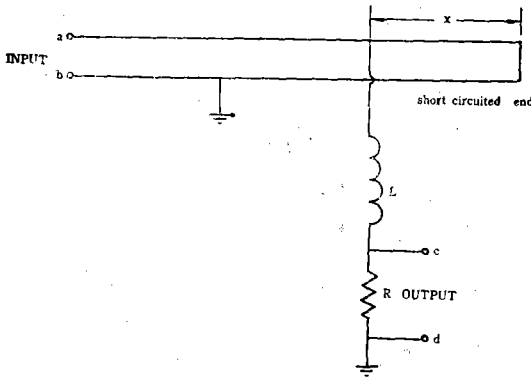


그림 1. 90° 定位相器의 原理를 說明하는 基本回路圖
 Fgi. 1. Circuit diagram illustrating the principle of the 90° constant phase shifter.

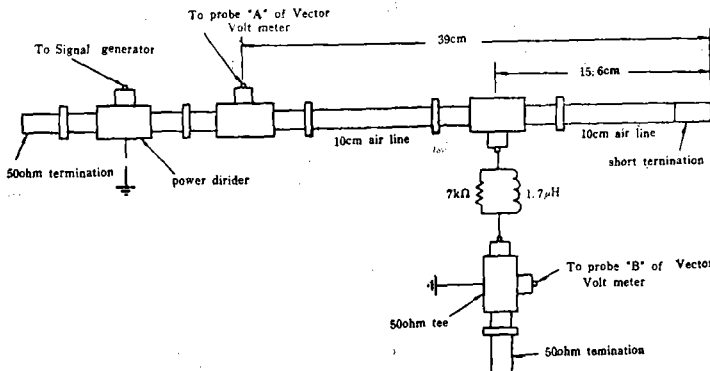


그림 2. 그림 1의 90° 定位相器의 構成圖
 Fig. 2. Construction diagram of a 90° Constant phase shifter of Fig.1.

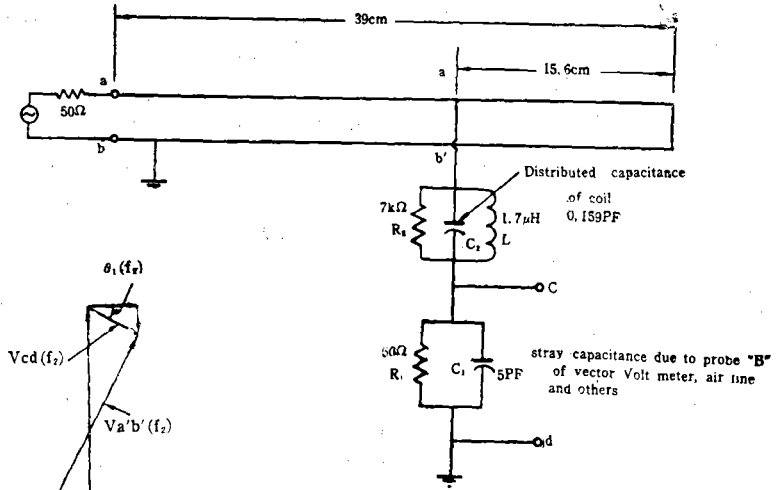


그림 3. 그림 2에 표시된 90°定位相器의 等價回路圖
 Fig. 3. Equivalent circuit diagram of the 90° constant phase shifter shown in Fig. 2.

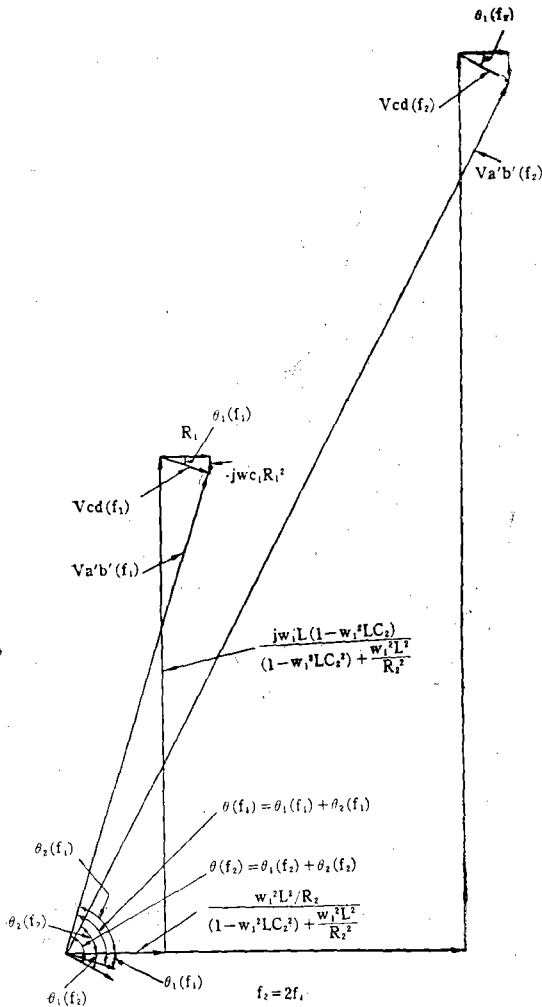


그림 4. 그림 3의 벡터圖
 Fig. 4. Vector diagram of Fig. 3.

示한 바와같이 下向임으로 端子 a'-b'의 電壓 Va'b' (Va'b'는 Vab와 同相임)와 端子 c-d의 電壓 Vcd 사이의 位相差가 周波數가 높아짐에 따라 90°를 넘어 커진다. 이 影響을 減少시키기 위하여 코일과 並列로 抵抗 R2를 넣었다. 이 경우에 R2||C2||L의 並列合成임피던스는

$$Z = \frac{\omega L \left\{ \frac{\omega L}{R_2} + j(1 - \omega^2 LC_2) \right\}}{(1 - \omega^2 LC_2)^2 + \frac{\omega^2 L^2}{R_2^2}} \quad (10)$$

가 된다. 그림 4는 (9)式과 (10)式을 利用하여 Va'b와 Vcd와의 사이에 位相差가 周波數의 變化에 對해서 어떻게 變化하는가를 나타내는 벡터圖이다. 지금 그림 3에서 C1||R1에 依한 位相을 $\theta_1 = \tan^{-1} \omega C_1 R_1$, R2||C2||L에 依한 位相을 $\theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{R_2}{\omega L} - \omega R_2 C_2 \right)$ 로 表示하면 周波數의 變化에 對해서 $\theta = \theta_1 + \theta_2 = \text{一定}$ 으로 되기 위해서는 $\frac{d\theta_1}{d\omega} = -\frac{d\theta_2}{d\omega}$ 가 되지 않으면 안된다.

于先

$$1 \gg \omega^2 R_1^2 C_1^2 \quad (11)$$

의 條件을 考慮하여 $\frac{d\theta_1}{d\omega}$ 를 求하면 다음과 같이 된다

$$\frac{d\theta_1}{d\omega} = C_1 R_1 \quad (12)$$

또

$$\left. \begin{aligned} R_2/L\omega^2 &\gg R_2 C_2 \\ 1/\omega L &\gg \omega C_2 \\ R_2(1/\omega L - \omega C_2) &\gg 1 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

의 條件을 넣어서 $\frac{d\theta_2}{d\omega}$ 를 求하면

$$d\theta_2/d\omega = -L/R_2 \quad (14)$$

가 된다. 따라서 $\frac{d\theta_1}{d\omega} = -\frac{d\theta_2}{d\omega}$ 의 條件에서 R2를 求하면 R2는

$$R_2 = L/C_1 R_1 \quad (15)$$

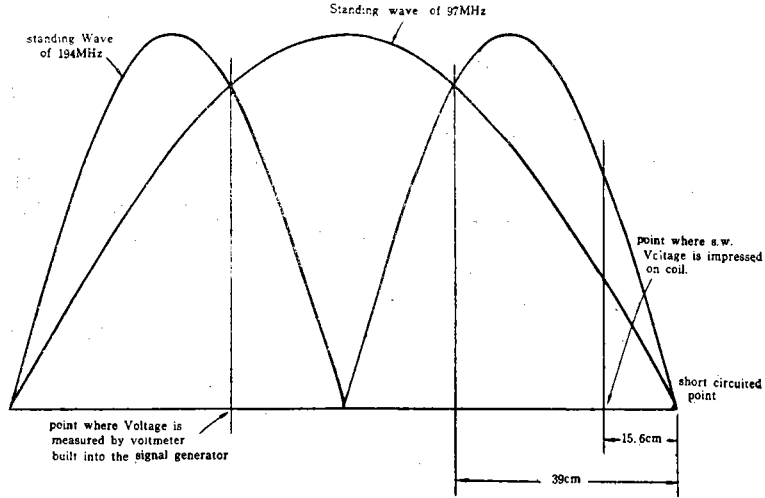


그림 5. 印加된 信號의 周波數가 97~194MHz로 變할 경우에 그림 2의 定位相器에 生기는 定在波의 變化過程圖

Fig. 5. Changing process of the standing wave of the phase shifter shown in Fig.2 during the frequency change of the impressed signal from 97MHz to 194MHz.

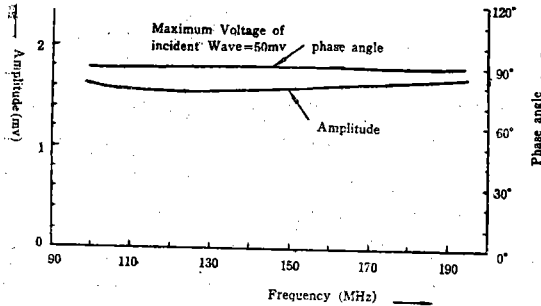


그림 6. 그림 2의 90° 定位相器의 實測特性曲線
Fig. 6. Measured characteristic curves of the phase shifter of Fig.2.

로 表示된다. L 의 값은 R_1 을 50Ω 으로 하였을 경우에 $\tan^{-1}(\omega_1 L/R_1) = 87.5^\circ$ 로 놓고 求하면 된다. 卽

$$L = \frac{R_1}{\omega_1} \tan 87.5^\circ \quad (16)$$

L 의 값을 (16)式보다 더 크게 擇하면 코일의 分布容量이 增加하여 特性이 나빠진다. 그림 5는 90° 定位相器에서 일어나는 定在波의 說明圖이다. 本實驗에서 信號發生器의 出力이 넓은 周波數範圍內에서 一定하지 않으므로 그림 5에 따라서 벡터·볼트미터의 프로브 A에 電壓을 供給했다. 그림 6은 入射電壓의 最大値가 50mv일때의 周波數 97~194MHz사이에서 測定한 實測値이다. 出力電壓은 振幅이 $1.625mv \pm 4.6\%$ 이고 位相差가 $90.25^\circ \pm 0.83\%$ 임을 알 수 있다.

6. 結 論

喜安¹⁾, 吉田²⁾ 및 Darlington³⁾ 과 全혀 다른 原理로 分布定數素子와 集中定數素子를 使用하여 VHF帶에서 90° 定位相器를 實現하였다. 이 90° 定位相器의 特性은 97~194MHz사이에서 入力電壓의 最大値가 50mV일때 出力電壓이 $1.625mV \pm 4.6\%$ 이고 位相差가 $90.25^\circ \pm 0.83\%$ 이다. 이 90° 定位相器는 VHF帶에서 Hartley方式에 依한 SSB發生에 利用할 수 있어서 VHF帶에서의 超多重 SSB通信에 活用할 수 있다.

參 考 文 獻

1. 喜安善一: "位相差分波器に就いて(其の一, 二, 三四)", 電氣通信學會誌, 25~27, 1942~4.
2. 吉田, 松崎: "位相差に依る單側帶波通信方式に就いて" 電氣試彙報, 14~31, 1943~4.
3. S.Darlington: "Realization of a Constant Phase Difference," B.S.T.J. 29, 1950.
4. R.V.L. Hartley, U.S.Patent, 1,666,206 1928.

附 記

本研究은 文教部研究助成費로 이루어진 것이며 文教部當局에 謝意를 表하는 바이다.