

# 마이크로파 廣帶域 定位相器

## (Microwave Wideband Constant Phase Shifter)

裴 正 二\*

(Jung Yi Bae)

### 要 約

本 研究에서는 p-i-n 다이오드와 함께 反射型位相器에 적용할 수 있는 廣帶域 定位相을 얻는 方法을 提 案하였다. 傳送線路和 리액티브 集中定數素子만으로 位相回路를 구성하였고, 設計變數를 적절히 결정하 면 원하는 크기의 位相을 얻을 수 있는 位相回路를 쉽게 設計할 수 있다. 提 案한 理論으로 周波數 應答 特性을 最適化 하였고, 實驗結果 中心周波數의 12% 帶域幅 범위에서  $\pm 1^\circ$ 의 位相變化와 1.1dB의 插入 損失을 얻을 수 있었다.

### Abstract

A method of wideband constant phase control is proposed. This can be applied to reflection type phase shifter with p-i-n diode. Using the proposed method, a microwave phase network which consists of a transmission line and reactive circuit element is suggested. By determining the proper values of design parameters, the desired wideband constant phase with different specification can easily be designed. Also, using the proposed method, the parameters optimized for the frequency response are obtained. The experiments show  $\pm 1$  degree of phase variation, and 1.1 dB of insertion loss in the range of 12% bandwidth.

### I. 序 論

마이크로파 位相器에 관한 研究는 1947年 Fox<sup>1)</sup> 가 처음 始作한 以來 現在까지 繼續되고 있다. 當時에 는 導波管의 길이를 變動시켜 줌으로서 位相을 制御 하였으나 制御速度의 限界가 있었다. 1958年 Goodwin<sup>2)</sup>은 韃라이트를 使用하여 位相制御速度를 向上 시켰다. 이때 使用된 韃라이트는 插入損失이 적은 잇점

이 있는 반면에 非可逆 特性이 있기 때문에 최근에는 varactor, p-i-n diode와 같은 半導體素子를 利用하고 있다.

本 研究는 p-i-n 다이오드를 스위칭素子로 하여 이素子가 한번 動作할 때 얻을 수 있는 位相을 1bit로 하고 여러 bits를 結合할 경우에도 1bit가 갖는 固有의 諸般特性을 維持하면서 넓은 範圍의 큰 位相을 얻을 수 있고 마이크로프로세스에 의한 位相制御가 容易한 디지털 位相을 얻고자 한다.

지금까지는 素子の 리액턴스값을 變動시켜 주거나 傳送線路의 길이를 變動하여 이에 相應하는 位相을 얻는 方法을 사용하였다. 이들 경우는 中心周波數에서 만 원하는 位相을 얻을 수 있기 때문에 R. Garver<sup>3)</sup>는 直列인덕턴스와 並列캐패시턴스로 構成한  $\pi$ 型 리

\*正會員, 國防大學院 教授部

(Dept. of the of National Defence College)

接受日字: 1985年 11月 14日

(\*本 研究는 韓國科學財團의 研究費 支援에 依하여 이루어졌음.)

액티브회로를 삽입하여 周波數帶域幅을 다소 넓힐 수 있었고, 또한 B. Ulriksson<sup>14)</sup>은 스테이블를 삽입하여 帶域幅을 6.25%까지 넓힐 수 있었다. 따라서本 研究에서는 p-i-n다이오드가 理想動作 할 수 있는 補償線路和 傳送線路에 리액티브 集中定數素子를 縱屬接續한 回路를 삽입하여 廣帶域 定位相特性을 具現하고자 한다. 이 경우 傳送線路의 길이, 特性임피던스 그리고素子의 리액턴스 값이 位相을 결정하는 設計變數가 되며, 廣帶域 定位相 特性과 插入損失이 最小가 되는 最適 設計變數의 값에 따라 테프론基板에 MIC化하여 提案한 方法과 理論의 妥當함을 檢討하고자 한다.

II. 廣帶域 定位相 理論

傳送線路에 의하여 원하는 位相을 얻고자 한다면 스 위칭素子의 前端에 傳送線路를 사용하거나 終端에 短絡스터브를 사용함으로 가능하다. 전자의 경우에 位相은

$$\phi = \pi \tag{1}$$

로서 線路의 길이와 特性임피던스와는 무관하게 180°의 定位相 特性을 얻을 수 있으나 후자의 경우 位相은

$$\phi = 2\beta\ell \tag{2}$$

이 되며 스테이블의 길이  $\ell$ 에 비례하고, 中心周波數에서 만 원하는 位相을 얻을 수 있다. 本 研究에서는 후자의 경우에 사용된 短絡스터브에 대신하여 그림1과 같은 集中定數 리액티브素子로 이를 見現하여 이때 位相은

$$\phi = \cot^{-1}\left(\frac{B}{Y_0}\right) \tag{3}$$

가 되어 中心周波數를 적절히 선정하면 그림(2)와 같은 定位相特性을 얻을 수 있다는데 착안하였다.

그러면 이 並列서셉턴스  $jB$ 를 그림3과 같이 傳送線路에 縱屬接續할 경우에 구한 位相은

$$\phi = 2 \tan^{-1}\left[\left(\frac{Y_1}{Y_0}\right) \cot \theta_1\right] + 2 \tan^{-1}\left[\left(\frac{Y_1}{Y_0}\right) \left(\frac{B + Y_1 \tan \theta_1}{Y_1 - B \tan \theta_1}\right)\right] \tag{4}$$

이 된다.

식(4)을 이용하여 正規化 서셉턴스의 값에 따른 位相의 變化를 그림4에 보였다. 並列서셉턴스를 대신하여 그림5와 같이 直列리액턴스  $jx$ 를 사용할 경우에도 位相은

$$\phi = 2 \tan^{-1}\left[\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right) \cot \theta_1\right] + 2 \tan^{-1}\left[\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right) \left(\frac{X + Z_1 \tan \theta_1}{Z_0 - X \tan \theta_1}\right)\right] \tag{5}$$

가 되므로 正觀化 리액턴스의 값에 대한 位相의 變化는 그림4와 동일하게 된다.

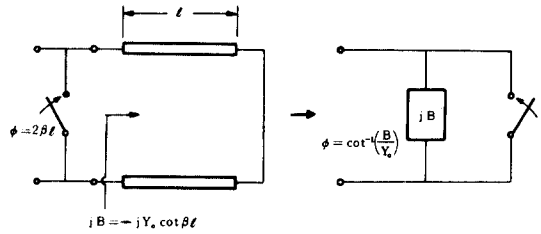


그림 1. 短絡스터브와 並列서셉턴스  
Fig. 1. Short stub and shunt susceptance.

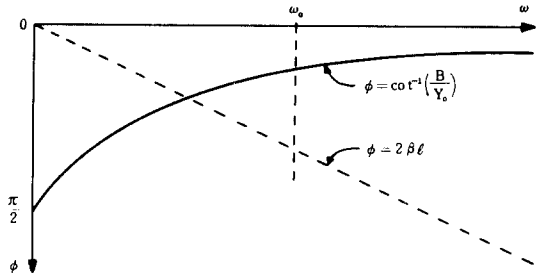


그림 2. 短絡스터브와 並列서셉턴스의 位相特性  
Fig. 2. Phase characteristics of short stub and shunt susceptance.

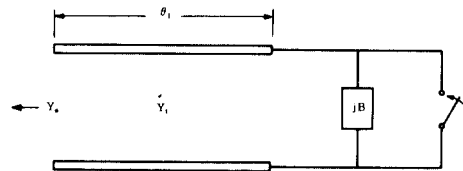


그림 3. 傳送線路和 並列서셉턴스로 구성된 位相回路  
Fig. 3. Phase network using shunt susceptance and transmission line.

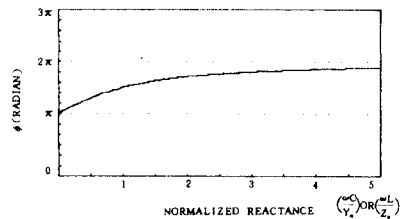


그림 4. 提案 定位相回路의 特性  
Fig. 4. Phase characteristics of suggested constant phase.

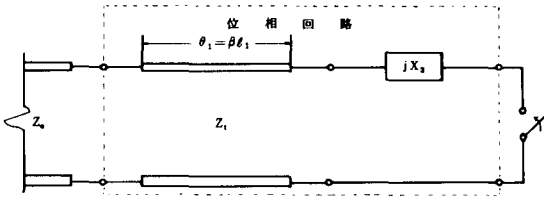


그림 5. 傳送線路와 直列리액턴스로 구성된 位相回路  
Fig. 5. Phase network using series reactance and transmission line.

Ⅲ. p-i-n 다이오드의 補償素子와 位相素子

無損失 p-i-n 다이오드가 理想的인 스위칭 동작을 하도록 하려면 그림 6 와 같이 리액턴스가  $X_1, X_2$ 인 素子를 사용하여 入力임피던스가 理想 p-i-n 다이오드를 開放時에 無限大, 短絡時에 零이 되도록 하면 된다.

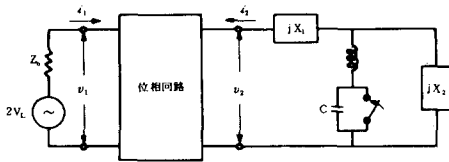


그림 6. 無損失 p-i-n 다이오드의 位相回路와 補償素子  
Fig. 6. Phase network and compensation element of p-i-n diode.

이상의 두 條件에서 集中定數 補償素子를 구하면  $X_1 = -\omega L(1 - \omega^2 LC)$  (6)

$X_2 = \frac{1}{\omega C}(1 - \omega^2 LC)$   $\omega^2$  (7)

와 같이 된다.

그러나 實際損失 p-i-n 다이오드의 等價回路는 그림 7 와 같으며 예컨대 HP5082-3040 p-i-n 다이오드의 경우  $R_F, R_R$ 은 順方向과 逆方向의 抵抗으로 각각  $1.25\Omega, 5000.25\Omega$ 이고  $L_P$ 는 팩키지 인덕턴스로서  $200nH$ ,  $C$ 는 接合에서의 逆方向의 容量으로  $0.1pF$ ,  $L$ 은 順方向의 인덕턴스로서  $20pH$ 이다.

그림 6 의 位相回路를 길이  $\theta_1 = \beta l$ , 特性임피던스  $Z_1$ 인 傳送線路와 리액티브素子  $jX_2$ 에 의해, 그리고 補償素子は 길이  $\theta_2$ , 特性임피던스  $Z_1$ 인 短絡스터브에 의해 具現하기로 하고 p-i-n 다이오드 양단의 팩키지 인덕턴스를 고려하여 그림 8 과 같은 回路를 구성하자. 損失 p-i-n 다이오드의 팩키지 인덕턴스를 각각 位相

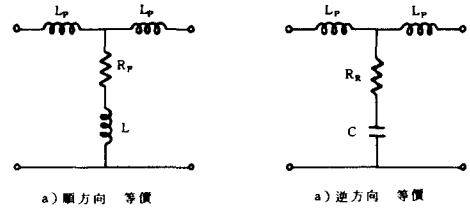


그림 7. 損失 p-i-n 다이오드의 等價回路  
Fig. 7. Equivalent network of lossy p-i-n diode.

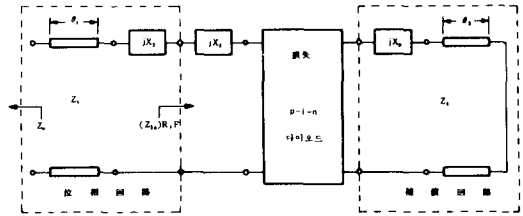


그림 8. 損失 p-i-n 다이오드의 補償位相回路  
Fig. 8. Compensated constant phase network of lossy p-i-n diode.

制御 리액턴스素子  $jX_2$ 와 補償素子로 대응시키면 다음 관계가 성립된다.

$$jX_P = j(X_1 + X_2) \quad (8)$$

$$jX_2 = j(X_P + Z_1 \tan \theta_2) \quad (9)$$

먼저 短絡 補償스터브의 길이  $\theta_2$ 를 구하기로 하고, 逆方向의 p-i-n 다이오드를 들여다본 入力임피던스는

$$(Z_{in})_R = j\omega L_P + \frac{1}{\frac{1}{R_R - j\frac{1}{\omega C}} + \frac{1}{jX_2}} \quad (10)$$

이 되며,

식(9)와 (10)에서  $(Z_{in})R_i$ 이 無限大로 접근하기 위한 短絡補償스터브의 길이는

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{\omega C R_R}{1 - \omega^2 L_P C} \right] \quad (11)$$

가 된다. 그러므로 中心周波數 8GHz, 特性임피던스에 관계없이 短絡補償스터브의 길이는

$$\theta_2 = 89.99^\circ \quad (12)$$

이며  $X_2 = \infty$ 가 된다. 같은 方法으로 그림 8 에서 順方向의 p-i-n 다이오드를 들여다 본 入力임피던스는 다음과 같다.

$$(Z_{in})_F = jX_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_F + j\omega L} + \frac{1}{jX_2}} \quad (13)$$

여기서  $X_2 \approx \infty$  일 경우에도  $R_F + j\omega L = 0$ ,  $jX_1 = 0$  이면  $(Z_{in})_F = 0$  이 된다.

본 연구에서 사용한 p-i-n 다이오드는 실제 주파수에서  $R_F + j\omega L \approx 2\Omega$  이다. 그러므로  $(Z_{in})_F$  가 最小일려면  $X_1 = 0$  이 되어야 하고 식(6)에서 位相素子의 리액턴스는

$$jX_3 = jX_F \tag{14}$$

가 되어 p-i-n 다이오드의 팩키지 인덕턴스를 位相素子로 사용할 수 있겠다.

#### IV. 最適 定位相回路的 特性

앞에서 검토한 바와 같이 실제 p-i-n 다이오드를 사용할 경우에는 理想的으로 短絡 또는 開放되지 않고 팩키지 인덕턴스 외에도 位相에 영향을 미칠것이 예상되는 p-i-n 다이오드의 모든 媒介變數를 고려하여 해석하기로 하였다. 식(12)에서  $\theta_2 \approx \frac{\pi}{2}$  이므로 그림 7의 入力포트에서 反射係數는

$$F_1 = \frac{Z_1 R_1^p - Z_1 Z_0 + Z_0 X_1^p \tan \theta_1}{Z_1 R_1^p + Z_1 Z_0 - Z_0 X_1^p \tan \theta_1} \frac{1 + jA_1}{1 + jB_1} \tag{15}$$

여기서

$$A_1 = \frac{(Z_1^2 - Z_0 R_1^p) \tan \theta_1 + Z_1 X_1^p}{Z_1 (R_1^p + Z_0) - Z_0 X_1^p \tan \theta_1}$$

$$B_1 = \frac{(Z_1^2 + Z_0 R_1^p) \tan \theta_1 + Z_1 X_1^p}{Z_1 (R_1^p + Z_0) - Z_0 X_1^p \tan \theta_1} \quad Z_1^p = R_1^p + jX_1^p$$

가 되고 添字 i는 p-i-n 다이오드의 順方向(F)과 逆方向(R)을 나타낸다. 그리고 入力포트의 仔用은

$$\phi = (\tan^{-1} A_F - \tan^{-1} B_F) - (\tan^{-1} A_R - \tan^{-1} B_R) \tag{16}$$

이 된다. p-i-n 다이오드의 順方向 位相  $\phi_F$ 와 逆方向 位相  $\phi_R$ 은 그림 9에 보인 바와 같이 非線形이므로 p-i-n 다이오드의 두 동작상태에서 周波數에 대한 位相의 一次微分係數가 식(17)과 같이 되도록 하면 中心周波數에서 群遲延(group delay)이 零이 되어 周波數에 대한 定位相特性을 얻을 수 있게 한다.

$$\frac{d\phi_R}{d\omega} = \frac{d\phi_F}{d\omega} \tag{17}$$

앞에서 구한 식(15)을 대입하면

$$\frac{1}{1+A_F^2} \frac{dA_F}{d\omega'} - \frac{1}{1+B_F^2} \frac{dB_F}{d\omega'} = \frac{i}{1+A_R^2} \frac{dA_R}{d\omega'} - \frac{1}{1+B_R^2} \frac{dB_R}{d\omega'} \tag{18}$$

과 같이 된다. 앞에서 구한 反射係數와 插入損失特性은 다음과 같다.

$$(I. L.)_i = -10 \log | \Gamma_i |^2 \tag{19}$$

實際 p-i-n 다이오드는 順方向과 逆方向에서 서로 다른 低抗을 나타내므로 插入損失의 不均衡이 예상된다.

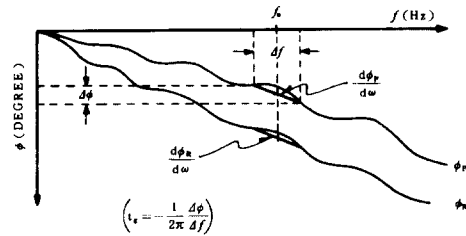


그림 9. 位相回路的 群遲延  
Fig. 9. Group delay on the phase network.

그러므로 插入損失의 값이 均衡이 되도록 식(20)과 같이 두 反射係數의 절대치의 자승이 같도록 한다.

$$| \Gamma_R |^2 = | \Gamma_F |^2 \tag{20}$$

그리고 入力포트에서 抵抗成分은

$$R_i^n = \frac{Z_1^p R_1^p (1 + \tan^2 \theta_1)}{(Z_1 - X_1^p \tan \theta_1)^2 + (R_1^p \tan \theta_1)^2} \tag{21}$$

$$\text{여기서 } Z_1^{in} = R_i^{in} + jX_1^{in} = Z_1 \frac{Z_1^p + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + jZ_1^p \tan \theta_1}$$

이 된다. 식(15)과 (20)에서 插入損失의 均衡條件을 구하면

$$\frac{R_F^{in}}{R_R^{in}} = \frac{(R_F^p)^2 + (X_F^p)^2 + (Z_0)^2}{(R_R^p)^2 + (X_R^p)^2 + (Z_0)^2} \tag{22}$$

이 된다. 이상 誘導한 식(18)과 (22)으로부터 定位相特性과 插入損失의 均衡을 얻을 수 있는 最適設計變數를 구할 수 있고, 이 變數를 식(16)과 (19)에 대입하면 廣帶域 定位相器를 具現할 수 있다.

#### V. 最適 定位相 設計變數의 算出

提案된 位相回로를 無損失로 가정하고  $| \Gamma_i | > 0.9$ 를 만족하는 變數중 식(18)과 (22)을 만족하는 最適 定位相 設計變數  $\theta_1$ ,  $Z_1$ 를 MV-800 컴퓨터를 이동하여 구하고 이때의 位相特性和 插入損失은 식(16)과 (19)에 앞에서 구한 變數를 대입하여 구하였다. 이때 이용된 入力資料는 다음과 같다.

線路의 길이;  $0.1\lambda \sim \lambda$

特性임피던스;  $20\Omega \sim 100\Omega$

또한 試驗用 p-i-n 다이오드의 모델은 Hp5082-3040이며 中心周波數는 8GHz, 比誘電率은 2.45인 테프론을 사용하였다. 以上과 같은 方法으로 計算한 結果 廣帶域 定位相은 位相回路에서 사용하는 傳送線의 길이는

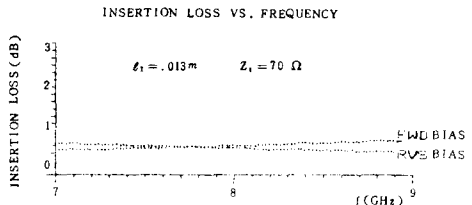
$$\theta_1 = 0.011 \frac{2\pi}{\lambda} \sim 0.016 \frac{2\pi}{\lambda} \tag{23}$$

이며, 特性임피던는

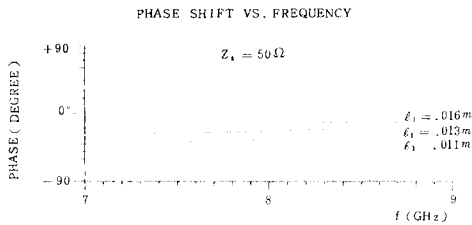
$$Z_1 = 30\Omega \sim 100\Omega \tag{24}$$

임을 알게 되었고 이 位相回路的 插入損失特性은 그

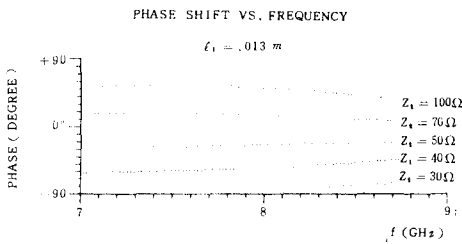
림10의 a)에 보인 바와 같이 中心周波數 부근에서는 p-i-n다이오드의 동작상태에 무관하게 0.5 dB로서 最小化 가능함을 알 수 있다. 또한 廣帶域 定位相特性은 그림10의 b)와 c)에 보인 바와 같이 周波數 應答特性이 거의 일정하며 식(23)과 (24)의 범위내에서 設計變數인  $Z_1$  값과  $\theta_1$ 을 조정하면 원하는 位相을 얻을 수 있다. 특히  $\theta_1$ 보다는  $Z_1$ 는 周波數에 대하여 獨立變數이므로 마이크로 스트립선로에 의하여 실현 가능한 범위에서 가장 有用한 設計變數임을 알 수 있다.



a) 挿入損失



b)  $\theta_1 = 0.011 \frac{2\pi}{\lambda} \sim 0.016 \frac{2\pi}{\lambda}$  일 때의 位相

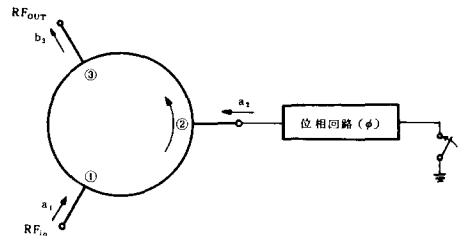


c)  $Z_1 = 30\Omega \sim 100\Omega$  일 때의 位相

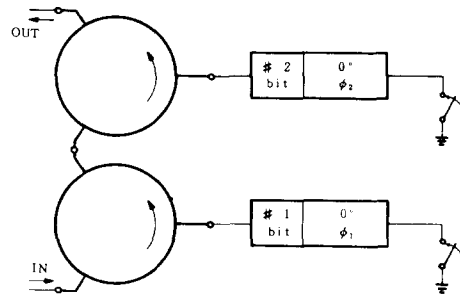
그림10. 廣帶域 定位相回路的 特性  
Fig.10. The characteristics of wideband constant phase network.

VI. 廣帶域 補償 定位相回路的 應用

本 研究에서 提案한 定位相回路는 서큐레이터 또는 3dB結合器와 함께 사용하면 된다. 먼저 서큐레이터와 結合하여 그림11 a) b)와 같이 1bit, 2bit의 位相을 각각 얻을 수 있다. 1bit 位相의 경우 位相回路가 無



a) 1비트 位相器



b) 2비트 位相器

그림11. 서큐레이터 結合 位相器  
Fig.11. Circulator coupled phase shifter.

損失이라고 가정하고, 포트①의 入力 웨이저 信號를  $a_1 = 1$ 이라 하면 포트②로 信號 $b_2$ 가 入射되며 位相回路에 의해 制御되는 位相을  $\phi$ 라 하면 反射波는

$$a_2 = b_2 e^{-j\phi} \tag{25}$$

가 된다. 그러므로 出力포트 ③에서의 信號는

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ b_2 e^{-j\phi} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{26}$$

가 되므로 정리하면

$$b_3 = e^{-j\phi} \tag{27}$$

가 되어 位相回路에서 얻을 수 있는 位相을 그대로 出力에서 얻게 된다.

또한 3dB 支線路를 結合하면 그림12와 같이 구성할 수 있다.

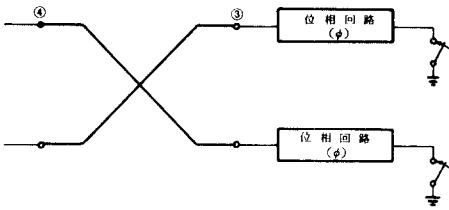
그림12 a)와 같이 1bit位相의 경우 無損失 3dB 支線路 結合이라고 가정할 때 位相回路에 의해 制御되는 位相의 크기를  $\phi$ 라고 하면 포트 ②와 ③에서 入射波는

$$a_2 = b_2 e^{-j\phi} \tag{28}$$

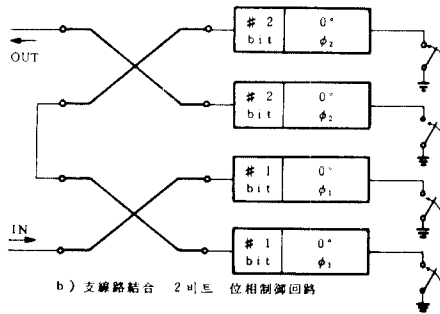
$$a_3 = b_3 e^{-j\phi} \tag{29}$$

이 되며 포트①의 入射波 웨이저 進입을

$$a_1 = 1 \tag{30}$$



a) 支線路結合 1bit 位相器



b) 支線路結合 2비트 位相制御回路

그림 12. 支線路 結合 位相器

Fig. 12. Branch line coupled phase shifter.

이러면 出力波의 웨이저 전압은

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 e^{-j\phi} \\ b_3 e^{-j\phi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

에서

$$b_1 = e^{-j\phi} \quad (32)$$

가 되어 位相回路에서 얻을 수 있는 位相  $\phi$ 를 그대로 얻게 된다. 그리고 2bits 디지털 位相은 그림11의 b)와 그림12의 b)와 같이 구성하면 얻을 수 있다.

결국 nbits의 位相은 n개의 位相回路結合器를 종속으로 접속하여 얻을 수 있음을 알게 된다. 여기서 얻게되는 디지털 位相은 스위칭素子가 한번 동작할 때 얻을 수 있는 位相을 1bit로 하고 여러 bits를 결합하여 1bit가 갖는 제반특성을 유지하면서 넓은 범위의 位相을 얻을 수 있는 장점이 있다.

### Ⅶ. 設計 및 實驗

本 研究에서는 그림13와 같이 設計하였다.

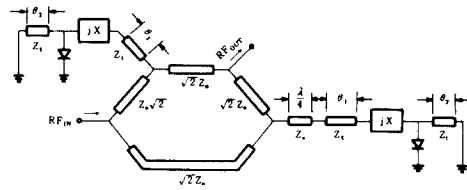
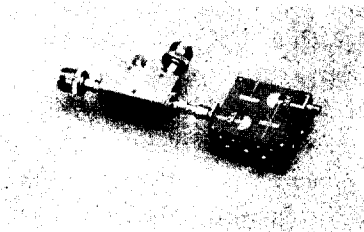


그림 13. 混合圓結合 位相器

Fig. 13. Hybrid ring coupled phase shifter.

그리고 실제 製作 實驗한 마이크로 스트립 位相器는 사진 1에 보였다.

周波數에 대한 位相特性과 插入損失은 그림14에 나타났다. 여기서의 점선은 理論值이고 이에 대해 서큐레이터結合 位相器의 측정치는 작은 圓으로, 混合圓結合 位相器의 경우는 X기호로 표시 하였다.



a) 서큐레이터 結合을 한 경우



b) 混合圓을 結合한 경우

사진 1. 마이크로 스트립 位相器

Photo 1. Microstrip phase shifter.

### Ⅷ. 結 論

本 論文이 提示한 理論으로 廣帶域 定位相, 最小插入損失 및 損失均衡의 特性이 있는 最適 位相回路를 구할 수 있음을 보였다. 이 位相回路의 設計變數는 集中定數素子의 리액티브값 X (또는 B), 傳送線路의 길이  $\theta_1$ , 그리고 特性임피던스  $Z_1$ 이며, 이들 變數중  $Z_1$

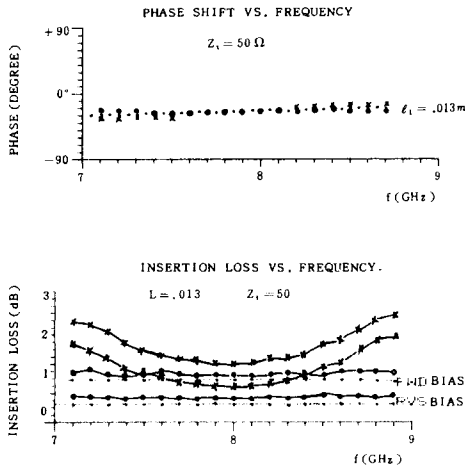


그림 14. 位相과 插入損失特性  
Fig. 14. Phase and insertion loss.

는 周波數에 대하여 獨立이므로 가장 유용한 設計變數임을 확인하였다. 실제 損失 p-i-n다이오드를 사용하여 中心周波數 8GHz, 誘電率 2.45인 테프론에 대하여 計算한 補償스타브의 길이는  $0.353\lambda_g$  ( $0.249\lambda_0$ )였으며, 리액턴스素子값을 200nH로 고정한 경우 最適 設計變數는 傳送線路의 길이가  $0.419\lambda_g \sim 0.61\lambda_g$ , 特性임피던스는  $30\Omega \sim 100\Omega$ 의 범위에서 결정할 수 있었다.

本 論文에서 提案한 位相回路는 서큘레이터와 結合시각각 사용하면 12%이상의 廣帶域 定位相特性和 中心周波數 부근에서 0.5dB 이하의 插入損失을 얻을 수 있으며 支線路 結合器와 混合圓 給合器등을 廣帶域으로 實現할 경우에도 유용할 것으로 판단된다.

本 研究를 위하여 많은 指導를 하여 주신 서울大學 教 崔桂根教授님께 깊은 感謝를 드립니다.

參 考 文 獻

- [1] Fox, A.G., "An adjustable wave-guide phase changer", *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 1510-1517, Nov. 1957.
- [2] Goodwin, F.E., and H.R. Senf, "Volumetric scanning of a radar with ferrite phase shifter", *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 453-454, Mar. 1959.
- [3] R.V. Garver, "Broad-band diode phase shifters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 314-323, May 1972.
- [4] B. Ulriksson, "Continuous varactor-diode phase shifter with optimized frequency response", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, No. 7, pp. 650-654, July 1979.
- [5] Darko Kajfez, *Flatten the Response of Phase Shifters*. Microwaves, pp. 64-68, Dec. 1978.
- [6] F. Ananasso, "Optimizing wide-band MIC switch performance", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 3, pp. 294-296, Mar. 1982.
- [7] R.W. Burns, R.L. Holden, and Tang *Low Cost Design Techniquet for Semiconductor Phase Shifters*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., pp. 675-688, June 1974.
- [8] R.M. Ryder, N.J. Brown, and R.G. Forest, "Microwave diode control devices", *Microwave J.*, vol. 11, Feb.-Mar. 1968.
- [9] 裴正二, 崔桂根, "補償線路에 의한 RF스위칭 다이오드의 特性改善" 大韓電子工學會 夏季綜合學術大會 論文集 vol. 6, no. 1 1983.