

# p-i-n 다이오드를 이용한 마이크로파 위상변위기 설계

## (Design of the microwave phase shifter using p-i-n diodes)

최 재 연\* · 이 상 설\*

(Choi Jae Yeon · Lee Sang Seol)

### 요 약

p-i-n다이오드를 이용한 위상변위기를 설계하고, 그 특성을 해석하였다. 큰 위상변화는 가변선로형 위상변위기와 하이브리드 브랜치라인위상변위기로 실현하고, 작은 위상변화는 부하선로형 위상변위기로 실현하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 중심주파수 3.2GHz에서 좋은 위상변화특성이 유지됨을 확인하였고, 실제 제작된 위상변위기 특성도 이론치에 매우 근사하게 나타났다.

### Abstract

In this paper, the phase shifter using the p-i-n diode is designed and analyzed. The large phase shift can be achieved by the switched-line and the hybrid branch line phase shifter, however the small phase shift can be achieved by the loaded-line phase shifter, according to the bias state of the p-i-n diode. The results of the experiment agree with those of computer simulation at the center frequency.

### I. 서 론

RF위상변위기는 신호의 감쇄없이 위상만을 바꾸어 주는 장치이다. 전자적으로 제어가능한 위상변위기가 나오기 전까지는 대부분 기계식 위상변위기를 사용하였으나, 1952년 Reggia와 Spencer의 웨라이트형 위상변위기가 고안되었고 1960년대에는 R.V. Garver 및 J.F.White에 의하여 p-i-n 다이오드위상변위기가 제안되었으며[1][2], MMIC(monolithic microwave integrated circuit) 제조기술의 발달로 현재는 MMIC위상변위기와 단결정형 위상변위기에

관한 연구가 활발하다. 미리미터파영역에서는 광(optic)으로 제어할 수 있는 반도체형 위상변위기 개발이 진행되고 있다[3].

위상변위기는 크게 웨라이트 위상변위기와 다이오드 위상변위기로 구분할 수 있다[4]. 웨라이트 위상변위기는 웨라이트에 바이어스 자계를 가하여 투자율을 변화시키는 원리를 이용한 것으로, 대전력을 취급할 수 있는 장점이 있으나 부피가 크고 제작이 어려운 단점이 있다. 다이오드 위상변위기는 가해진 바이어스에 의하여 다이오드의 회로상태가 변화하는 원리에 의한 것으로, 대전력용에는 불리하다. 그러나 부피가 작고 제작이 용이한

\* 한양대학교 전자통신공학과

장점을 갖는다. 이러한 전자제어 위상변위기(electronic phase shifter)는 위상배열안테나 시스템에서 필수적이다[4].

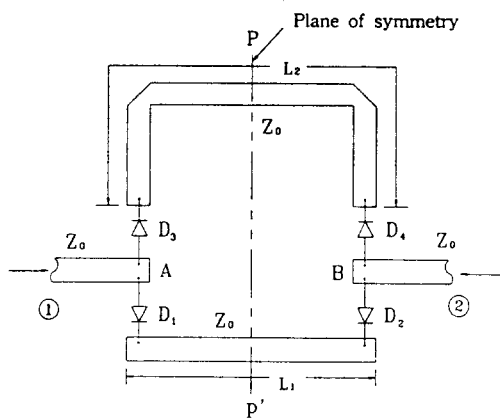
이 논문에서는 스위칭소자로 p-i-n 다이오드를 이용하여, 180°의 위상변화를 얻기위한 스위칭선로형 위상변위기를 구성하고, 90°의 위상변위기는 브랜치라인 하이브리드 결합형 회로를 이용하며, 45°와 22.5°의 위상변위기는 부하선로형 회로를 이용하여 실현하고, 시뮬레이션결과와 실험결과를 비교한다.

## II. 다이오드 위상변위기

이상적 스위칭소자는 기본적으로 단락 또는 개방의 두가지 상태를 갖는다. 주파수가 매우 높은 마이크로파대에서는 p-i-n다이오드와 같은 마이크로파 반도체소자를 이용한다. 위상변위기는 입력신호의 주파수와는 독립적으로 위상변화가 발생해야 하고, 스위칭속도가 빨라야 한다. p-i-n다이오드는 마이크로파 주파수대에서 그 조건을 만족한다.

### 1. 스위칭선로형 위상변위기[5][6]

[그림 1]은 직렬탑재방식의 스위칭선로형 위상변위기이다. D<sub>1</sub>와 D<sub>2</sub>가 단락되고 D<sub>3</sub>와 D<sub>4</sub>가 개방되면



[그림 1] 스위칭선로형 위상변위기(직렬 탑재형)  
[Fig. 1] Switched line phase shifter (serial mounted)

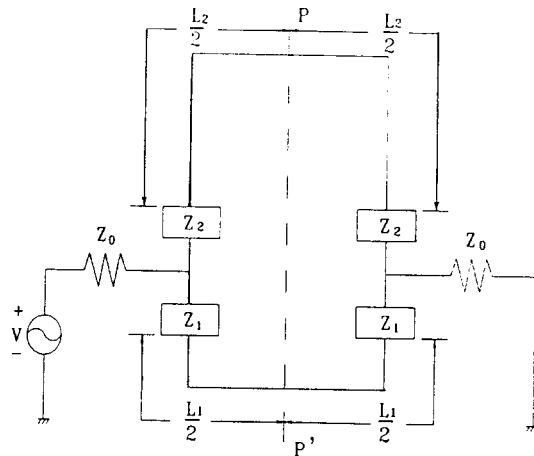
신호는 길이 L<sub>1</sub>의 경로를 통하여 전송된다. 스위칭 상태가 반대로 바뀌면 신호는 길이 L<sub>2</sub>의 경로를 통하여 되어 경로차 ΔL=L<sub>2</sub>-L<sub>1</sub>이 발생한다. 따라서 위상변위 Δφ는 다음식으로 계산된다.

$$\Delta\phi = 2\pi \Delta L / \lambda \quad (1)$$

$$\Delta\phi = \beta(L_2 - L_1) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta L = \frac{2\pi f}{v_p} \Delta L$$

여기서 λ는 파장(wavelength), v<sub>p</sub>는 위상속도(phase velocity), β는 전송선의 전파상수(propagation constant)이다.

이 회로에서 다이오드 스위치가 4개 필요하다. [그림 1]의 등가회로는 [그림 2]와 같고 우모드(even mode)와 기모드(odd mode)해석법을 적용한다.



[그림 2] 스위칭선로형 위상변위기와 등가회로  
[Fig. 2] Equivalent circuit of switched line phase shifter

[그림 2]에서 Z<sub>1</sub>과 Z<sub>2</sub>는 스위치의 임피던스이고 모두 선로의 특성임피던스로 정규화(normalized)된 값이다. 우모드(even mode)에 대하여는 P-P'면에서 개방회로(open circuit)로 해석할 수 있고, 기모드(odd mode)에 대하여는 P-P'면에서 단락회로(short circuit)로 해석할 수 있다. [그림 2]에서 정규화된 우모드 및 기모드에 대한 어드미턴스는 다음

과 같다.

$$y_e = [Z_1 + (j \tan(2\pi L_1 / 2\lambda))^{-1}]^{-1} + [Z_2 + (j \tan(2\pi L_2 / 2\lambda))^{-1}]^{-1} \quad (2)$$

$$y_o = (Z_1 + j \tan(2\pi L_1 / 2\lambda))^{-1} + (Z_2 + j \tan(2\pi L_2 / 2\lambda))^{-1} \quad (3)$$

여기서,  $y_e$ ,  $y_o$ 는 각각 우모드 및 기모드에 대한 어드미턴스이다. B점에서의 전압은 다음식으로 주어진다.

$$v_e = \left(\frac{V}{2} \times \frac{1}{y_e}\right) / \left(1 + \frac{1}{y_e}\right) = \frac{V}{2(1 + y_e)} \quad (4)$$

$$v_o = \left(\frac{-V}{2} \times \frac{1}{y_e}\right) / \left(1 + \frac{1}{y_e}\right) = \frac{-V}{2(1 + y_e)} \quad (5)$$

여기서  $v_e$ 는 우모드,  $v_o$ 는 기모드에 대한 전압이다. 전달계수(transmission coefficient)  $S_{21}$ 은

$$S_{21} = \frac{v_e + v_o}{V/2} = \frac{1}{y_e + 1} - \frac{1}{y_o + 1} \quad (6)$$

이므로 식(2), (3)을 (6)에 대입하여 다음결과를 얻는다.

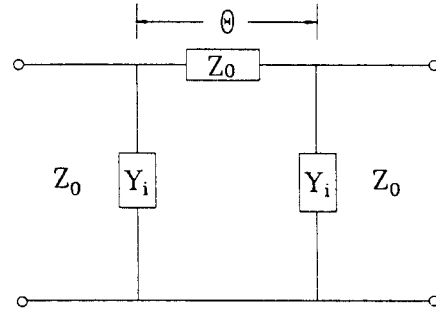
$$S_{21} = \left[1 + \frac{1}{Z_1 - j \cot(2\pi L_1 / 2\lambda)} + \frac{1}{Z_2 - j \cot(2\pi L_2 / 2\lambda)}\right]^{-1} - \left[1 + \frac{1}{Z_1 - j \tan(2\pi L_1 / 2\lambda)} + \frac{1}{Z_2 - j \tan(2\pi L_2 / 2\lambda)}\right]^{-1} \quad (7)$$

(7)식에서 길이  $L_1$ ,  $L_2$ 를 변화시키면 위상변위기의 특성이 변화한다. [그림 2]의 스위치를 전환하면 위상변화가 발생하므로,  $Z_1$ 과  $Z_2$ 를 서로 바꾸어 (2)에서 (7)까지의 과정을 반복하면 위상변위를 구할 수 있다. 스위칭소자로 p-i-n 다이오드를 사용하면, 스위칭상태에 따라 다이오드 모델링을 하여 적용한

다. 실제 이 방식의 단점은 개방된 경로의 길이가 반파장이므로 전송선이 공진하게 되고, 따라서 입사전력이 전원측으로 되돌아가서 영향을 미치는 점이다. 이 문제는 다이오드를 병렬탑재형(shunt mounted type)으로 구성하여 어느정도 극복될 수 있다.

## 2. 부하선로형 위상변위기(Loaded line phase shifter)[7][8][9]

부하선로형 위상변위기는  $45^\circ$ 와  $22.5^\circ$  bit 위상변위기에 적합하다. [그림 3]은 부하선로형 위상변위기로써 전송선로의 전기적 길이를  $\theta(=2\pi L/\lambda)$ 라 할 경우, 양쪽에 어드미턴스  $Y_i$ 를 병렬로 접속하여 어드미턴스를 변화시켜 위상을 변화시킨다. 어드미턴스는 p-i-n 다이오드에 의해 변화시킨다.



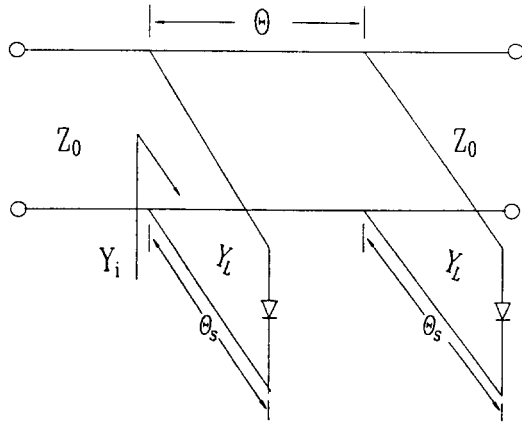
[그림 3] 부하선로형 위상변위기  
[Fig. 3] Loaded line phase shifter

[그림 3]에서  $Y_i$ 는 주선로에 연결된 부하의 어드미턴스 즉,  $Y_i = G_i + jB_i$ 이고 그 값이 스위칭상태에 따라  $jB$ 와  $-jB$ 로 변한다면, 전송선로와 주선로의 특성임피던스가  $Z_0$ 일때 전달계수  $S_{21}$ 은 ABCD 행렬식으로부터

$$S_{21} = [(\cos\theta - B_i \cos\theta) + j(B_i \cos\theta + (1 - \frac{B_i^2}{2} \sin\theta))]^{-1} \quad (8)$$

로 구해진다. 여기서 서셉턴스  $B_i$ 값은 다이오드의

바이어스에 따라 순바이어스시 B, 역바이어스시 -B이다.



[그림 4] 병렬 스텐브형 부하선로 위상변위기  
[Fig. 4] Shunt stub type loaded line phase shifter

입력어드미턴스  $Y_i$ 는 부하와 다이오드를 함께 직렬연결하거나, [그림 4]와 같이 주선로에 병렬스텐브를 연결하여 구현한다. 병렬스텐브를 사용하여 구현할 때 스텐브의 특성어드미턴스  $Y_L$ , 스텐브의 길이  $\theta_s$  및 주선로의 길이  $\theta$ 를 조정함으로써 원하는 위상변화를 얻는다. 주선로에서 본 p-i-n 다이오드를 포함한 병렬 스텐브의 어드미턴스  $Y_i$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$Y_i = Y_L \frac{Y_{f,r} + jY_L \tan \theta_s}{Y_L + jY_{f,r} \tan \theta_s} \quad (9)$$

여기서  $Y_{f,r}$ 는 순바이어스시 다이오드 어드미턴스,  $Y_i$ 은 역바이어스시 다이오드 어드미턴스이다. 따라서 ABCD행렬을 이용하여 역바이어스와 순바이어스시의 전달계수를 구하면 다음식으로 표현된다.

$$S_{21r} = (\cos \theta (1 + Y_{ir}) + j \sin \theta (1 + Y_{ir} + 0.5Y_{ir}^2))^{-1} \quad (10)$$

$$S_{21f} = (\cos \theta (1 + Y_{if}) + j \sin \theta (1 + Y_{if} + 0.5Y_{if}^2))^{-1} \quad (11)$$

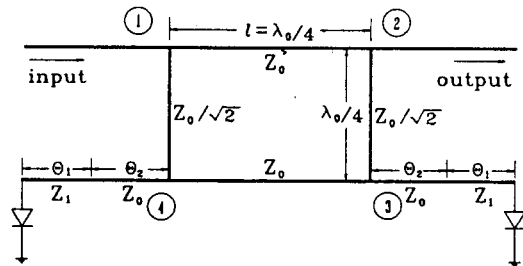
식(10)과 (11)에서 위상  $\theta$ , 및  $\theta_r$ 는 다음과 같다.

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[S_{21r}]}{\text{Re}[S_{21r}]} = \tan^{-1} \left[ \frac{\tan \theta (1 + Y_{ir} + 0.5Y_{ir}^2)}{(1 + Y_{ir})} \right] \quad (12)$$

$$\theta_f = \tan^{-1} \frac{\text{Im}[S_{21f}]}{\text{Re}[S_{21f}]} = \tan^{-1} \left[ \frac{\tan \theta (1 + Y_{if} + 0.5Y_{if}^2)}{(1 + Y_{if})} \right] \quad (13)$$

위상변화  $\Delta \phi$ 는  $\Delta \phi = \theta_r - \theta_f$ 로 계산된다.

### 3. 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상변위기



[그림 5] 브랜치라인 하이브리드 위상변위기  
[Fig. 5] Branchline hybrid phase shifter

브랜치라인 하이브리드결합형 위상변위기는 [그림 5]의 결합기 포트(port) 3과 4에 p-i-n 다이오드를 장착하여 위상변위를 얻는데, 이는 스위칭상태에 따른 다이오드의 임피던스변화를 이용하는 것이다.

하이브리드단에서 본 p-i-n 다이오드를 포함한 스텐(stub)의 입력임피던스  $Z_i$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_{f,r} + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_{f,r} \tan \theta} \quad (14)$$

여기서  $Z_{f,r}$ 은 다이오드가 각각 순바이어스일 때와 역바이어스일 때의 다이오드 임피던스이고  $\theta = \theta_1 + \theta_2$ 이다. 이 때, 반사계수는

$$\Gamma_{f,r} = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (15)$$

이고, (14)식을 (15)식에 대입하면 전송계수는

$$S_{21r} = \frac{-j(1+\Gamma_f^2)}{\sqrt{2}(1+0.5\Gamma_f^2)} = |S_{21r}| \angle \theta_r \quad (16)$$

$$S_{21f} = \frac{-j(1+\Gamma_r^2)}{\sqrt{2}(1+0.5\Gamma_r^2)} = |S_{21f}| \angle \theta_f \quad (17)$$

로 된다. 따라서  $\theta_r$ 과  $\theta_f$ 에 따라 원하는 위상변위를 얻을 수 있다.

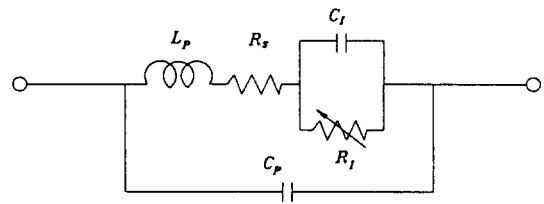
### Ⅲ. 변위기 설계 및 시뮬레이션

일반적으로 IC화를 목적으로 하는 초고주파대 회로에서는 유전체손과 복사손을 적게 하기 위해 손실 탄젠트가 작고 유전율이 큰 기판을 주로 사용하나, 가공의 난이성 때문에 여기서는 제작이 쉽고 값이 싼 테프론(Teflon) 기판을 사용하였다. 이 기판의 유전율은 2.1이고, 두께는 25mil이다.

마이크로 스트립 설계에서 Owens는 Schneider의 수식을 수정하여 정확한 결과를 유도하였는데[10], 본 설계에서 필요한 값은 다음 식(18), (19)의 Owens의 수식으로 구하여 위상변위기를 설계하였다.

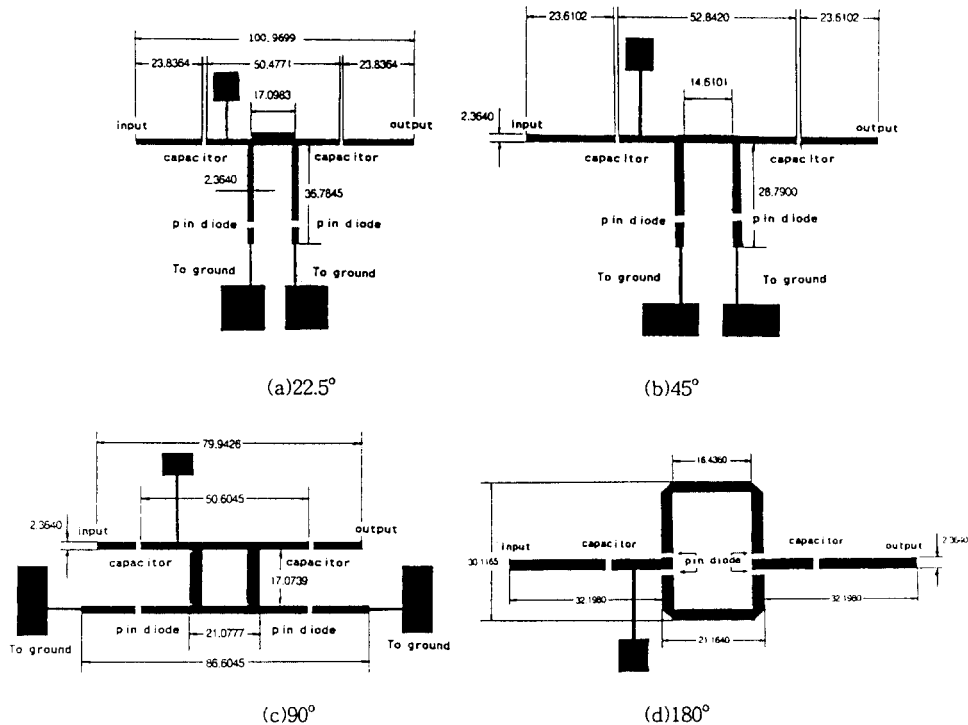
여기서  $h$ 는 기판을 높이,  $w$ 는 스트립의 폭을 나타낸다.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r}{0.96 + \epsilon_r(0.109 + 0.004\epsilon_r) \{\log(10 + Z_0) - 1\}} \quad (19)$$



[그림 6] HP 5082-3303 p-i-n 다이오드의 등가회로

[Fig. 6] Equivalent circuit of HP 5082-3303 p-i-n diode



[그림 7] 위상변위기 레이아웃

[Fig. 7] Layout of phase shifter

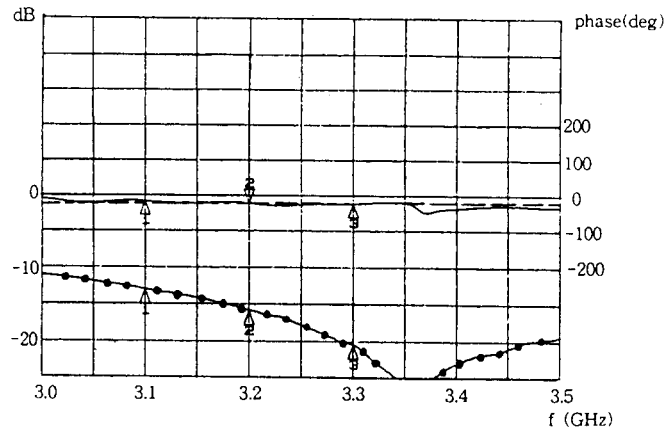
여기서,  $Z_0$ 는 특성임피던스이다.  
스위칭소자로 사용한 p-i-n 다이오드는 HP 5082-3303이다. [그림 6]은 p-i-n 다이오드의 등가회로이다.

여기서  $L_p$ 는 패키지 인덕턴스,  $C_p$ 는 패키지 커패시턴스,  $R_s$ 는 다이오드 직렬저항,  $R_i$ 는 i-층 저항,  $C_i$ 는 i-층 커패시턴스이고 그 값은  $L_p$ 는 1.0nH,  $C_p$ 는 0.2pF,  $R_s$ 는 1.2 $\Omega$ 이며, 순바이어스가 증가함에 따라  $R_i$ 는 감소하고  $C_i$ 는 순바이어스에는 그 값이 무시된다.

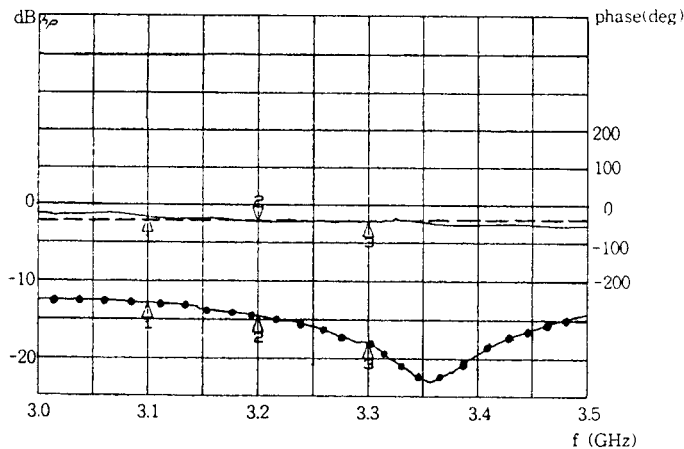
전송선로 제작은 LPKF사의 PCB가공 CAM장비

로 가공하였으며, [그림 7]은 각각 22.5°, 45°, 90°, 180° 위상변위기의 레이아웃이다.

위상변위기를 구현함에 있어서 본 연구에서는 중심주파수를 3.2GHz에 두고, 180°변위기에는 스위칭 선로형 회로를 채택하였고, 90°변위기에는 브렌치라인 하이브리드 결합방식을, 45°변위기와 22.5°변위기에는 부하선로형 회로를 채택하여 시뮬레이션하였다. 주파수를 3.0GHz-3.4GHz의 범위에서 변화시켰을 때 위상의 변화는 각각 [그림 8, 9, 10, 11]과 같이 나타났다.

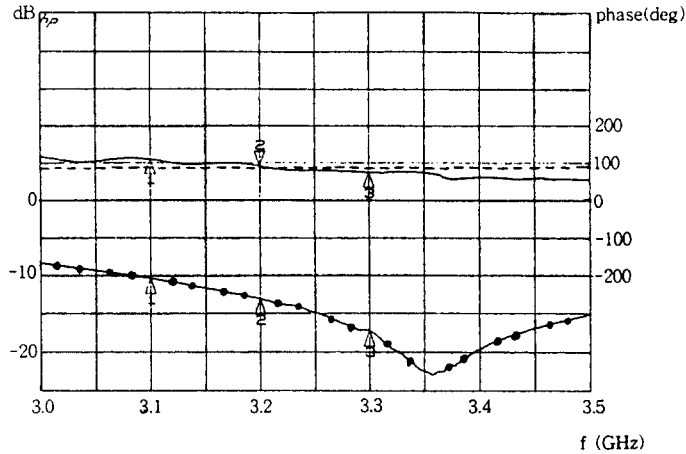


[그림 8] 22.5° 부하선로형 위상변위기의 위상변화  
[Fig. 8] Phase shift of 22.5° loaded line phase shifter

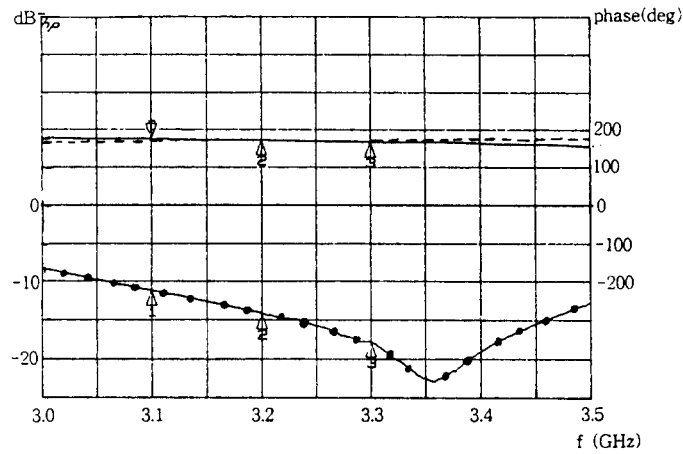


[그림 9] 45° 부하선로형 위상변위기의 위상변화  
[Fig. 9] Phase shift of 45° loaded line phase shifter

———— 실험값      - - - - - 이론값      ●-●-●-● 삽입손실(측정값)



[그림 10] 90° 브랜치라인 하이브리드 위상변위기의 위상변화  
 [Fig. 10] Phase shift of 90° branchline hybrid phase shifter



[그림 11] 180° 스위칭선로형 위상변위기의 위상변화  
 [Fig. 11] Phase shift of 180° switched line phase shifter

———— 실험값      - - - - - 이론값      ●-●-●-●- 삽입손실(측정값)

측정결과에서 22.5°와 45° 부하선로형 위상변위기는 넓은 주파수대역에서 삽입손실이 -10dB이하로 됨을 알 수 있다. 또한 90° 브랜치라인 하이브리드 위상변위기와 180° 스위칭선로형 위상변위기도 설계 주파수를 중심으로 넓은 주파수 대역에서 삽입손실이 낮다. 90°의 경우 주파수변화에 따른 위상변위가 약간 일정하지 못하여 측정오차가 발생하였으나 전반적으로 중심주파수에서 원하는 위상변위를 얻을 수 있었으며 그 밖의 경우에도 만족할 만한 결과를

얻을 수 있었다. 위상변위의 측정에는 HP8510C 회로분석기(Network Analyser)가 사용되었으며 전송선로의 정밀측정을 위해 ARGMENTS사의 TEST FIXTURE를 이용했다.

#### IV. 결 론

전송선로의 길이를 변화시켜 원하는 위상각을 갖는 위상변위기를 설계하고 시뮬레이션하였다. 22.5°

변위기와 45°변위기에서는 부하선로형 위상변위기, 90°변위기에서는 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상변위기, 180°변위기에서는 스위칭 선로형 위상변위기를 채택하여 설계하였고, 각각의 주파수에 대한 특성의 변화를 고찰하였다.

설계된 위상변위기의 특성은 [그림 7, 8, 9 10]과 같이 설계주파수인 3.2GHz 근처에서는 양호한 결과를 얻었다. 그 외의 주파수에 대한 특성은 어느정도 위상오차가 발생하였다. 실제 제작에 있어서는 시뮬레이션 결과와 다소간의 차이가 있으나, 전송선로의 길이를 조정하여 원하는 위상변화를 쉽게 얻을 수 있었다.

### 참고문헌

1. R.V. Garver, "Theory of TEM Diode Switching", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.9, pp.224-238, May 1961.
2. J.F. White, "High Power PIN Diode Controlled, Microwave Transmission Phase Shifters", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.13, pp.233-242, March 1965.
3. K.D. Stephan, F.H. Spooner and P.F. Goldsmith, "Quasioptical Millimeter-Wave Hybrid and Monolithic PIN Diode Switches", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.41, 10, pp.1791-1798, October 1993.
4. J.F. White, "Diode Phase Shifters for Array Antennas", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.22, No.6, pp.658-674, June 1974.
5. R.P. Coats, "An Octave-Band Switched-Line Microstrip 3-b Diode Phase Shifter", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.21, No.7, pp.444-449, July 1973.
6. G.D. Lynes, G.E. Johnson, B.E. Huckleberry and N.H. Forrest, "Design of a Broad-Band 4-Bit Loaded Switched-Line Phase Shifter", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.22, No.6, pp.693-697, June 1974.
7. H.A. Atwater, "Circuit Design of the Loaded-Line Phase shifter", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.13, No.7, pp.626-634, July 1985.
8. F.L. Opp and W.F. Hoffman, "Design of Digital Loaded-Line Phase Shift Networks for Microwave Thin-film Applications", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.16, pp.462-468, Jul. 1968.
9. I.J. Bahl and K.C. Gupta, "Design of Loaded-line p-i-n Diode Phase Shifter Circuits", *IEEE Trans. on MTT.*, vol.28, pp.219-224, Mar. 1980.
10. T. Edwards, "Foundation for microstrip circuit design", John Wiley & Sons. 1981.