

論 文

MIC化 PIN다이오드 하이브리드形
移相器의 設計에 關한 研究

正會員 金 泰 會* 正會員 朴 義 俊** 正會員 朴 權 基***

A Study on the Design of Hybrid
MIC Phase Shifter Using PIN Diode

Tae Hoi KIM*, Eui Joon PARK**, Cheong Kee PARK*** *Regular Members*

要 約 PIN 다이오드를 利用한 反射形 移相器는 4 端子 網임피던스 變換回路로 構成될 수 있는데 원하는 移相量을 얻기 위한 設計方程式 誘導에 假想 임피던스法을 적용하였다. 실제로 2-bit (22.5°와 45°) 하이브리드 移相器를 設計 具現하여 中心周波數(10GHz)에서 22.5°bit는 0.5°, 45°bit는 0°의 移相量 誤差의 것을 얻었으며 main beam 制御用 phased-array 안테나를 위한 移相器設計에 이 方法을 사용할 수 있음을 立證하였다.

ABSTRACT Microwave integrated circuit phase shifters have undergone remarkable development to satisfy the fast and precise phase control requirements for phased array antennas. It is shown how reflection type phase shift circuits using PIN diode can be analyzed and implemented so as to derive design equations for any phase shift. The reflection properties are achieved by the use of an impedance transforming two-port network and the virtual matching impedance method. Experimental and theoretical performance of 2-bit hybrid phase shifter designed by this method are found to be in good agreement for each bit.

I. 序 論

마이크로波 移相器는 1940年代 末, 導波管 길이를 可變시켜 位相을 制御함으로써 시작되었는데, 1950年代 末부터 다이오드 혹은 페라이트를

이용한 移相器가 研究되기 시작하여 制御 速度가 向上되어왔다. 페라이트를 이용한 移相器는 低損失이며, 高電力을 수용할 수는 있으나 非可逆의 이며, 磁界를 이용한 바이어스 공급方法이 複雜하여 최근에는 스위칭용 다이오드를 많이 사용하고 있다.^{(1),(2)} 바랙터 또는 PIN 다이오드를 利用하여 一般적으로 小形經量의 移相器를 만들수 있게 되었고, 최근 이와 같은 移相器가 電氣的으로 制御되고 高速動作을 要하는 phased array RADAR, PSK system 등에 널리 利用되게 되었다. 바랙터 다이오드를 利用하여 移相器를 만들 경우, 다이오드의 bias電壓에 따라 連續的으로

*現代電子産業 株式會社
(Satellite Communication Equip. Dept.,
Hyundai Electronics Industries Co, LTD.)

** , *** 高麗大學校 電子·電算工學科
(Dept. of Electronics, Korea Univ. 132 Korea)
論文番號 : 87-33(接受 1986. 9. 16)

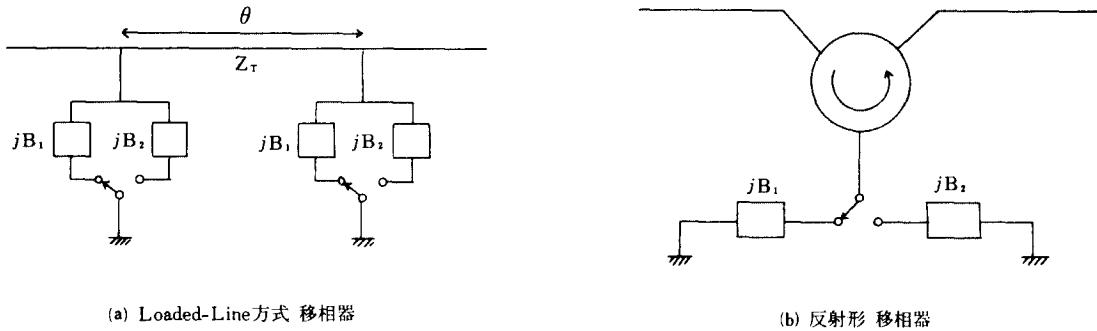


그림 1 移相器의 方式
Types of Phase shifter.

移相량을 制御할 수 있으나, 同一한 容量-電壓 관계를 갖는 다이오드를 多量으로 만들기 힘들고, 다이오드의 容量이 高周波信號에 따라 변하여 非直線 일그러짐이 일어나므로, 移相信號의 電力은 數와트 이내로 제한된다.^{(1),(2)}

한편, PIN 다이오드⁽²⁾는 電力容量이 크고, 低損失이며, 順方向 bias時 高周波抵抗이 매우 낮고, 逆方向 bias時 매우 낮은 容量과 높은 임피던스를 가지므로, 다른 高周波用 다이오드 보다 스윙칭소자로서 적합하고, PIN 다이오드를 利用한 移相器로는 switched-line形, loaded-line形, 反射形(그림 1.) 등이 있으며 離散的인 移用량을 가지므로 디지털 制御에 使用할 수 있다.

Loaded-line 방식은 特性임피던스 Z_T 의 傳送線路上에 서셉턴스소자를 附加하여 位相을 變化시키는 方式⁽³⁾으로 서셉턴스 소자에 의해서 반사가 일어나며, 서셉턴스 값이 작다면 θ 가 대략 90° 일 때 각 소자에서 반사된 파는 서로 相殺되지만, 큰 移相량을 얻기위해 서셉턴스 값을 크게하면 반사파의 相殺가 弱化되므로 PIN 다이오드를 여러개 연결하는 大電力用이나 작은 移相량을 필요로 하는 경우에 사용하는 것이 有利하다.

그림 1의 反射形 移相器는 반사선로의 길이를 變化시키거나 반사선로의 끝단에 서셉턴스 소자를 附加하여 그 값을 變化시킴으로써 位相을 變化시킬 수 있으나, 前者의 경우 반사 선로의 電氣的 길이가 周波數에 비례하므로 얻어지는 位相差도 周波數에 비례하고, 後者의 경우에는 周波數에 관계없이 일정한 位相差를 얻게 된다.

본 연구에서는 그림 1(b)와 같이 서셉턴스를 變化시키는 方法으로 反射形 移相器를 구성하는데, 可逆的 移相器를 손쉽게 만들 수 있도록 서큘레이터 대신 그림 2와 같이 90° Hybrid를 使用하는 方法을 택하였으며 중심周波數 10GHz에서 移相량이 22.5° 및 45° 인 2-bit 移相器를 두께 1.184 mm, 比誘電率 2.6인 fiber glass基板上에 設計, 製作하여 좋은 결과를 얻었다.

II. Hybrid 移相器의 解析 및 임피던스 變換

가. 解 析

90° Hybrid와 2개의 PIN 다이오드를 使用한 그림 2의 Hybrid 移相器 回路의 S行列은 식(1)과 같다.

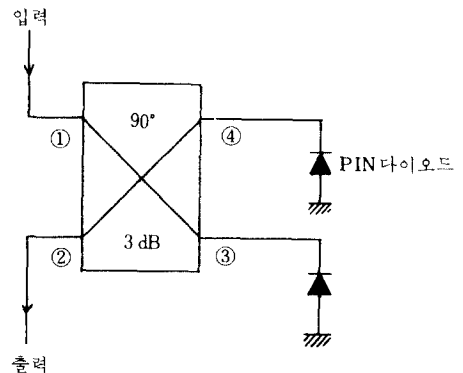


그림 2 Hybrid 移相器
Hybrid phase shifter.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

따라서

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

그런데 그림 2에서 ①번 단자는 入力, ②번 단자는 出力이고, PIN 다이오드에서 完全 反射가 일어난다고 가정하면

$$\begin{cases} a_1 = 1 \\ a_2 = 0 \\ a_3 = b_3 e^{-j\theta} \\ a_4 = b_4 e^{-j\theta} \end{cases} \quad (3)$$

여기서 θ 는 ③, ④번 단자의 入射波와 反射波의 位相差이다. 式(3)을 式(2)에 대입하면

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ b_3 e^{-j\theta} \\ b_4 e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\therefore \begin{cases} b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (b_3 + j b_4) e^{-j\theta} \\ b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (j b_3 + b_4) e^{-j\theta} \end{cases} \quad (5)$$

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

$$b_4 = j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

式(7), (8)을 式(5), (6)에 대입하면

$$\begin{cases} b_1 = 0 \\ b_2 = j e^{-j\theta} \end{cases} \quad (9)$$

즉, ①번 단자로 입력된 파는 반사없이 ②번 단자로 위상이 지연되어 출력되며, PIN 다이오드에 順方向바이어스를 가할 때 위상지연을 θ_1 이라고, 逆方向바이어스를 가할 때 위상지연을 θ_2 라 하면 位相差는 $\theta_1 - \theta_2$ 가 된다.

나. Hybrid移相器의 임피던스 變換回路

그림 2와 같이 PIN 다이오드를 서셉턴스 素子로 使用할 때, 順方向바이어스 時 및 逆方向바이어스 時의 어드미턴스는 다이오드에 의해 결정되는 값이므로, PIN다이오드로 얻을 수 있는 位相差는 다이오드에 의해 결정된다.

그러므로 원하는 位相差를 얻기 위해서는 그림 3과 같이 다이오드 임피던스를 變換시킬 필요가 있으며, Hybrid 移相器의 임피던스 變換回路는 假想(virtual) 임피던스 法을⁽⁴⁾ 利用하며 設計하였다.

그림 3에서 임피던스 變換回路 M이 원하는 位相差를 얻도록 設計되어 있다고 가정하고 다이오드 대신 假想의 임피던스 Z_V 를 그림 4와 같이 접속하면

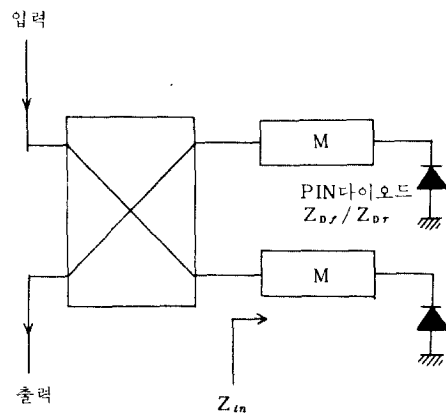


그림 3 임피던스 變換回路를 附加한 Hybrid 移相器
Hybrid phase shifter with impedance transforming networks.

$$Z_{in} = \frac{AZ_V + B}{CZ_V + D} \quad (10)$$

여기에서 A, B, C, D는 임피던스 變換回路M의 전송 파라미터이다.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (11)$$

式(10), (11)은 linear fractional transformation¹⁵의 形態를 취하고 있으므로

$$\beta_M = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$\beta_r = \begin{pmatrix} 1 & -Z_o \\ 0 & Z_o \end{pmatrix} \quad (13)$$

와 같이 정의하면 式 (10), (11)은

$$Z_{in} = \beta_M Z_v \quad (14)$$

$$\Gamma = \beta_r Z_{in} = \beta_r \beta_M Z_v \quad (15)$$

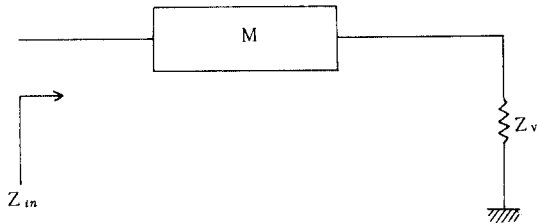


그림 4 假想(virtual) 임피던스 Z_v
Virtual impedance Z_v .

한편 $Z_v = Z_m$ 일때 變換回路的 入力端이 線路的 특성 임피던스 Z_o 에 整合되고 있다면

$$\Gamma = \beta_r \beta_M Z_m = 0 \quad (16)$$

이므로 式 (16)을 만족할 수 있는 整合임피던스 Z_m 을 구한다. 이때 變換回路的 入力임피던스가 Z_o 가 되도록 임피던스 變換回路를 설계하면 원하는 位相差를 얻을수 있으며 이 整合임피던스 Z_m 의 계산 방법은 아래와 같다.

임피던스 變換回路가 無損失, 可逆의 이라면 式 (12)는 일반적인 회로파라미터의 성질에 의해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\beta_M = \begin{pmatrix} a & jb \\ jc & d \end{pmatrix} \quad (17)$$

여기서, a, b, c, d는 실수이다.

$$\begin{aligned} \therefore \beta_r \beta_M &= \begin{pmatrix} 1 & -Z_o \\ 0 & Z_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & jd \\ jc & d \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} (a - jcZ_o)(-dZ_o + jb) \\ (a + j(Z_o)(dZ_o + jb)) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \alpha^* & -\beta^* \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

그림 3의 變換回路 入力단에서 다이오드 順方向바이어스 時의 反射波와 逆方向바이어스 時의 反射波의 位相差를 φ 라 하면

$$\Gamma_r = e^{j\varphi} \Gamma_r \quad (19)$$

$$\therefore \beta_r \beta_M Z_{Dr} = e^{j\varphi} \beta_r \beta_M Z_{Dr} \quad (20)$$

여기서 Γ_r 와 Γ_r 은 각각 順方向, 逆方向바이어스 時 變換回路的 入力단에서의 反射係數를 나타내고, Z_{Dr} , Z_{Dr} 은 順方向, 逆方向바이어스 時 다이오드 임피던스를 나타낸다. 式 (18)을 式(20)에 代入하면

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \alpha^* & -\beta^* \end{pmatrix} Z_{Dr} &= e^{j\varphi} \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \alpha^* & -\beta^* \end{pmatrix} Z_{Dr} \\ \frac{\alpha Z_{Dr} + \beta}{\alpha^* Z_{Dr} - \beta^*} &= e^{j\varphi} \frac{\alpha Z_{Dr} + \beta}{\alpha^* Z_{Dr} - \beta^*} \end{aligned} \quad (21)$$

그런데 式(16), (18)로 부터

$$\beta_r \beta_M Z_m = \frac{\alpha Z_m + \beta}{\alpha^* Z_m - \beta^*} = 0 \quad (22)$$

$$\therefore Z_m = -\frac{\beta}{\alpha} \quad (23)$$

式 (23)을 式 (21)에 代入하면

$$\frac{Z_{Dr} - Z_m}{Z_{Dr} + Z_m^*} = e^{j\varphi} \frac{Z_{Dr} - Z_m}{Z_{Dr} + Z_m^*} \quad (24)$$

Z_m 을 실수부 R_m , 허수부 X_m 으로 나누어 式 (24)를 풀면

$$R_m = \frac{Q}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 + \frac{4P}{Q^2}} \right] \quad (25)$$

$$X_m = UR_m + V \quad (26)$$

여기서

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{E + MV - V^2}{1 + U^2} & E &= R_f R_r - X_f X_r \\
 Q &= \frac{KN - UM + 2UV}{1 + U^2} & M &= X_f + X_r \\
 U &= K \frac{R_f - R_r}{R_f + R_r} & N &= X_f - X_r \\
 V &= \frac{R_f X_r + X_f R_r}{R_f + R_r} & K &= \cot\left(\frac{\varphi}{2}\right) \\
 & & Z_{Dr} &= R_r + jX_r \\
 & & Z_{Df} &= R_f + jX_f
 \end{aligned}$$

이렇게 해서 式 (25), (26)으로 부터 假想의 整合 임피던스 Z_m 을 구하고, 그림 4의 入力 임피던스 Z_m 이 Z_o 가 되도록 임피던스 變換回路 M을 設計하면 원하는 位相差 φ 를 얻을 수 있다.

III. 移相器의 設計 및 製作

가. PIN다이오드 바이어스回路 設計

本 研究에서는 PIN다이오드 (ISV 26)의 順方向 바이어스 電流 10mA, 逆方向 바이어스 電壓 10V로 택하였으며 TTL레벨로 制御되도록 그림 5와 같이 바이어스 回路을 構成하였다. PIN다이오드에 의한 移相器의 最大 許容 電力은 反射型 移相器의 경우⁽⁶⁾

$$P_{max} = \frac{V_m I_m}{4 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \quad (27)$$

이다. 使用한 ISV26의 最大 逆方向 電壓 V_m 은 100V이며, 最大 順方向 電流 I_m 은 50mA이므로 22.5°bit는 6.4W, 45°bit는 3.27W까지 使用 可能하다. 한편 移相器의 스위칭 速度는 PIN다이오드의 스위칭 速度와 바이어스 回路의 스위칭 速度에 의해 決定된다. ISV26의 경우 100ns 程度이며, 그림 5의 Q_2 를 active pullup 기능을 갖도록 附着시켜주면 바이어스 回路의 스위칭 速度를 높일 수 있다. 또, Q_2 의 베이스-에 미터 間

에 coil을 附着하고, R_3 과 竝列로 capacitor를 附着하면 100ns程度로 개선 可能하다.⁽⁶⁾ 實際로 完全한 移相器를 製作할 時에는 스위칭 速度를 반드시 고려해 주어야 할 것이다.

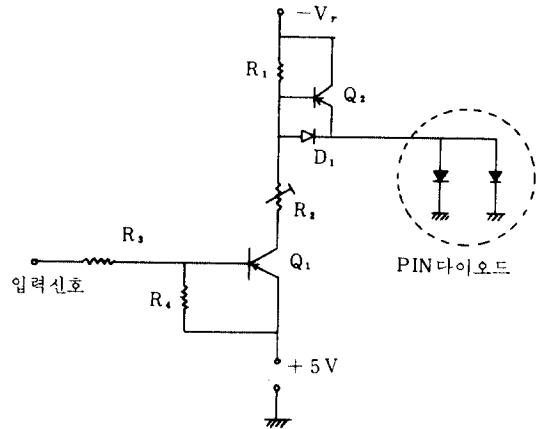


그림 5 PIN다이오드의 bias 回路
Bias circuit for PIN diode.

나. 90° Hybrid 回路 設計

Hybrid의 構成方式으로는 Branch-Line方式, Coupled-Line方式, Rat-Race方式(그림 6) 등이 있는데, Branch-Line方式은 3方式중 가장 좁은 帶域幅을 갖고, 周波數가 높아지면 마이크로 스트립으로 設計할 경우 35.4Ω의 線路에서 transverse 共振현상⁽⁷⁾이 일어난다.

Coupled-Line方式은 3方式중 가장 넓은 帶域幅을 갖지만 마이크로 스트립線으로 실현가능한 最大 結合係數가 3dB로서 두 線路사이의 間격이 매우 좁아지므로 製作상 어려운 점이 있다.⁽⁷⁾

本 研究에서는 Rat-Race方式을 택하였으며, Rat-Race⁽⁸⁾는 두 임피던스 變換回路 포트에서의 位相差가 180°이므로 90° Hybrid가 되도록 그림 6과 같이 한쪽 단자에 90° 延長線路를 연결하여, Rat-Race Hybrid 移相器를 構成하였다.

다. 임피던스 變換回路 設計

임피던스 變換回路를 設計하는 절차는 다음과 같다.

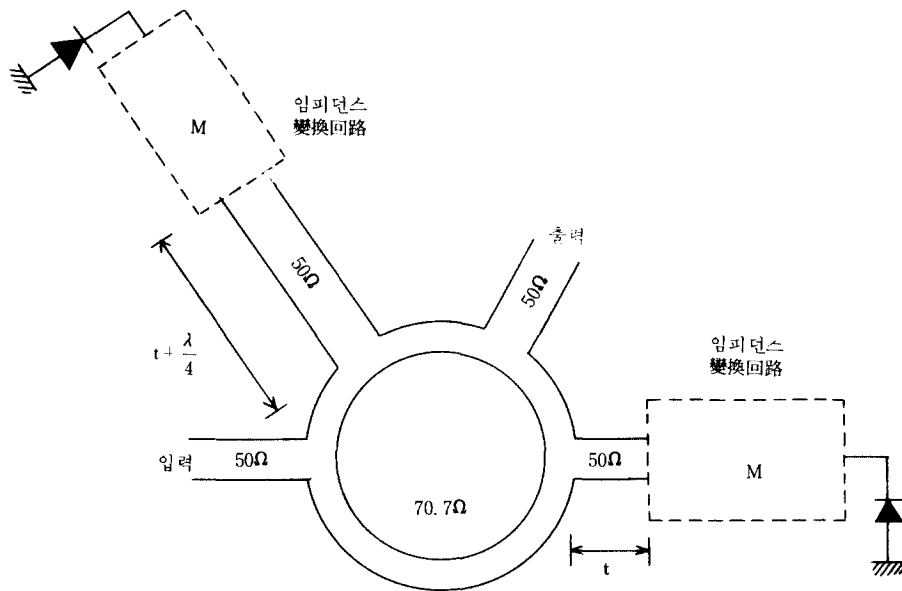


그림 6 90° 길이의 延長線路를 附加한 Rat-Race Hybrid 移相器
Rat-Race Hybrid phase shifter with 90° extension line.

- i) PIN다이오드의 임피던스 測定
- ii) 測定된 임피던스와 式 (25), (26)으로 부터 매칭 임피던스 Z_m 計算
- iii) Z_m 이 線路의 特性임피던스 Z_0 에 매칭되도록 임피던스 매칭回路 즉, 임피던스 變換回路 設計

PIN다이오드를 그림 7 과 같이 附着하고, 바이어스 공급점을 접지면에 贯通하여 Short 시키고 反射係數를 測定하여 임피던스를 구하면 表 1 과 같다.

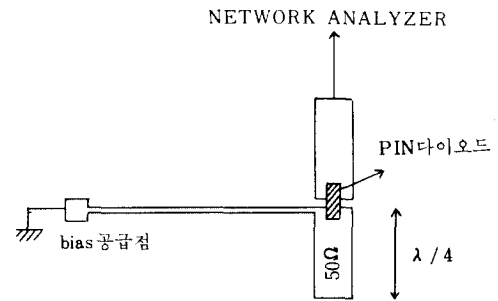


그림 7 PIN다이오드의 bias 공급회로와 임피던스 測定을 위한 回路
Bias circuit and impedance measurement for PIN diode.

표 1 測定된 反射係數와 다이오드 임피던스
Measured reflection coefficient and diode impedance.

周波數 : 10GHz

PIN 다이오드	順方向 bias (10mA)		逆方向 bias (10V)	
	Γ	Z_{Dr}	Γ	Z_{Dr}
1 (22.5°用)	0.7 $\angle 113^\circ$	12.52 + j31.63	0.85 $\angle -100^\circ$	6.88 - j41.49
2 (")	0.7 $\angle 112.5^\circ$	12.59 + j31.92	0.85 $\angle -100^\circ$	6.88 - j41.49
3 (45°用)	0.7 $\angle 112^\circ$	12.66 + j32.22	0.84 $\angle -98^\circ$	7.59 - j42.89
4 (")	0.7 $\angle 112^\circ$	12.66 + j32.22	0.84 $\angle -100^\circ$	7.37 - j41.42

測定된 다이오드 임피던스와 式 (25), (26)으로 부터 整合임피던스 Z_m 을 計算하여 表 2에 표시하였다.

표 2 22.5° 및 45° bit의 정합 임피던스 Z_m
Matching impedance Z_m of 22.5° and 45°

bit	Z_m	
	Z_{m1}	Z_{m2}
22.5°	100.965-j177.843	3.760-j100.637
45°	7.5744-j10.2431	115.79-j96.8807

임피던스 整合회로는 그림 8과 같은 간단한 傳送線路를 使用하였는데 50Ω 線路는 없어도 무방 하지만 PIN다이오드의 임피던스를 測定할 때의 狀態와 비슷하게 되도록 附加하였고, Z_{om} 과 θ_{om} 및 Z_e 의 計算式은 式 (28), (29) 및 (30)와 같다.

$$Z_{om} = \sqrt{Z_0 \frac{(R_e Z_0 - R_e^2 - X_e^2)}{Z_0 - R_e}} \quad (28)$$

$$\theta_{om} = \tan^{-1} \sqrt{\frac{Z_0 - R_e}{Z_0 X_e^2} (R_e Z_0 - R_e^2 - X_e^2)} \quad (29)$$

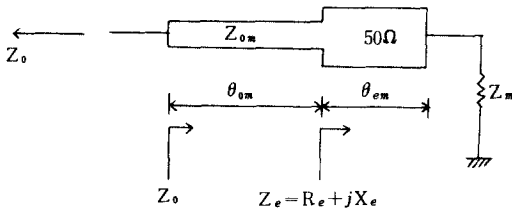


그림 8 임피던스 整合회로
Impedance matching circuit.

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_m + jZ_0 \tan \theta_{em}}{Z_0 + jZ_m \tan \theta_{em}} \quad (30)$$

표 2의 계산된 Z_m 과 그림 8의 Z_{om} , θ_{om} , θ_{em} 의 적정값을 구하기 위하여 본 연구에서는 임피던스 整合회로의 50Ω 선로끝에 Z_m 을 부착하여 θ_{em} 을 0°에서 360°까지 변화시키면서 각 θ_{em} 에 대한

Z_{om} , θ_{om} 을 式(28), (29) 및 (30)으로 구하고, 각 θ_{em} 에 대한 整合회로의 50Ω 선로끝에 실제로 측정된 P-IN다이오드의 임피던스 Z_{Df} , Z_{Dr} 을 부착한 경우의 反射係數의 位相差를 9~11GHz의 범위에 대해서 계산하였다.

θ_{em} 에 대한 여러 整合회로 중에서 microstrip 기관상에 製作이 용이하고 넓은 帶域幅을 갖는 임피던스 整合회로의 경우(本 研究에서는 표 2에 있어서의 Z_{m1} 쪽)를 電子計算에 의하여 표 3과 같이 구할수 있었다.

표 3 최종적으로 결정된 Z_m , Z_{om} , θ_{om} , θ_{em}
Chosen values of Z_m , Z_{om} , θ_{om} , θ_{em} .

	$Z_m (\Omega)$	$Z_{om}(\Omega)$	θ_{om}	θ_{em}
22.5°	110.965-j177.843	144.84	81.57°	171°
45°	7.574-j10.243	132.57	80.45°	105°

라. 마이크로스트립 製作

마이크로스트립 線路의 幅 w 는 Hammerstad 의 式을 利用할 수 있으나, dispersion을^{(7),(9),(10)} 고려하여 Hammerstad의 式과 Bianoco. et. al. 의 式으로 부터 計算하였으며 그 結果를 表 4에 표시하였다.

표 4 Microstrip線路의 幅, 實效比誘電率, 波長,
Width, effective relative permittivity and wave length of microstrip line.

임피던스(Ω)	幅 (mm)	實效比誘電率	波長(mm)
50	3.6677	2.29	19.818
70.71	2.0822	2.19	20.266
132.57	0.4945	2.02	21.112
144.87	0.3558	2.00	21.215

이상의 設計方法으로 두께 1.184mm, 比誘電率 2.6인 Fiber Glass 기관상에 中心周波數 10GHz 에서 移相量이 22.5°, 45°인 2-bit 移相器를 設計하였으며 그림 9년 이에 使用된 마이크로스트립 패턴圖이다.

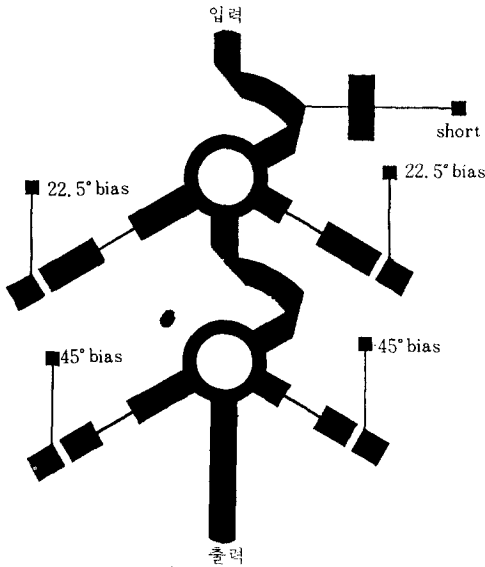


그림 9 2 bit 移相器의 microstrip pattern.
Microstrip pattern of 2-bit phase shifter.

r, f, 信號가 바이어스 電流, 電壓의 D.C. return으로 빠지지 않도록 single shunt element⁽⁸⁾를 D.C. return에 插入하였다.

그림 5의 바이어스 回路의 出力電壓이 각 PIN 다이오드에 加하여지는데 22.5°bit가 ON되어 順方向電流가 흐르고 45°bit가 OFF되어 있을경우 順方向電流는 D.C. return을 통해 흐르며 이때

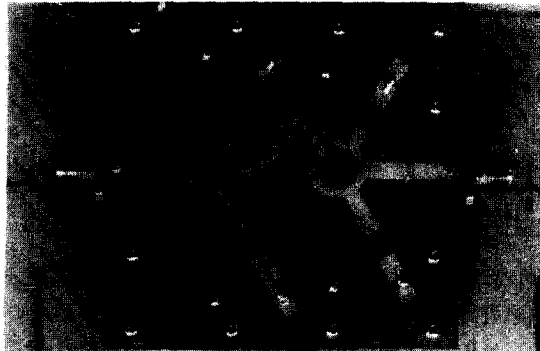


그림 10 제작된 移相器
Designed phase shifter.

移相器의 位相量은 22.5°가 된다. 이와같이 바이어스 回路의 바이어스 狀態에 따른 logic를 생각하면 이移相器에서 얻을수 있는 位相量은 0°, 22.5°, 45°, 및 67.5°의 네가지다.

그림 10에 製作한 移相器의 寫眞을 보이고 있다.

IV. 實驗 및 結果考察

設計 製作한 移相器의 位相量, 入力 VSWR 및 插入損等の 測定은 그림 11과 같은 測定系에어 하였으며 그 結果는 그림 12에서 볼때 中心周波數인 10GHz에서 22.5° 비트는 0.5°의 移相量 誤差를 갖으며 45°비트는 거의 移相量 誤差가 없는데 이는 設計值와 매우 좋은 一致를 보이고 있다고 할 수 있다. 그러나 中心周波數에서 멀어지면 PIN 다이오드의 임피던스가 달라지게 될뿐 아니라 임피던스 變換回路의 特性도 달라지게 되므로 移相量 誤差가 증가하게 되는데 基準周波數에 對한 移相量의 變化가 ±20% 以內이며 定在波比가 2 以下인 범위를 帶域幅으로 정의한다면 각 비트의 帶域幅은 모두 0.4GHz以上이 됨을 알 수 있다.

한편 插入損은 대체로 PIN다이오드의 抵抗에 서의 損失과 각 rat race ring에 대칭으로 부차된 임피던스 變換回路의 特性差로 말미암아 發生하는 것으로 생각되며 插入損으로서 3 dB 以下의 값을 얻었음은 實用上 만족할 만한 것이라 할 수 있다.

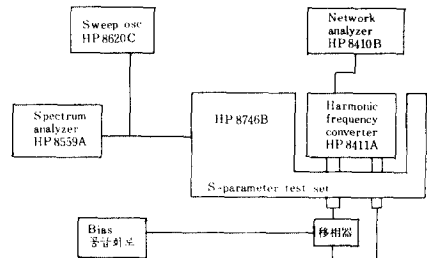


그림 11 移相器測定系
Test setup of designed phase shifter.

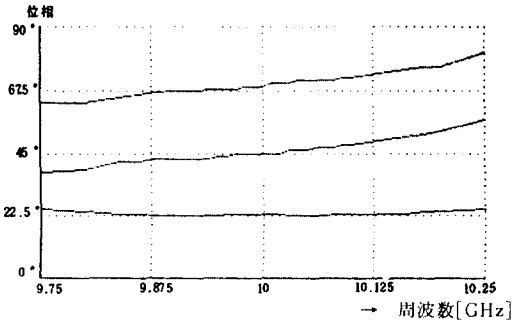


그림12 製作된 2 bit 移相器의 周波數 特性
Frequency characteristics of designed 2-bit phase shifter.

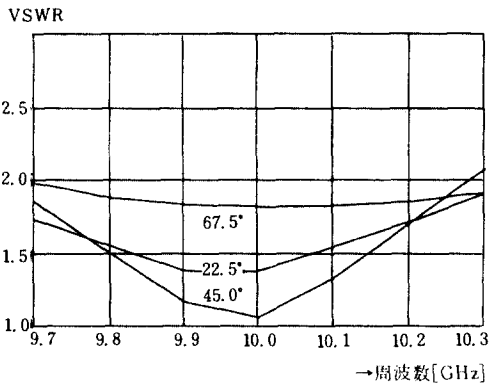


그림13 측정된 VSWR
Measured VSWR.

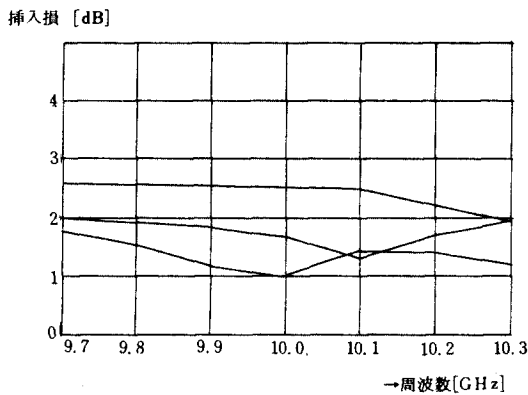


그림14 측정된 插入損
Measured insertion loss.

V. 結 論

本 研究에서는 假想의 整合임피던스를 정의하여 그 값을 구하고 이로부터 임피던스 變換回路를 設計함으로써 Hybrid 移相器를 製作하였으며 測定結果에서 보는바와 같이 비교적 만족할만한 結果가 얻어졌다고 생각된다.

VSWR과 插入損의 非對移性은 마이크로스트립 製作에 좀더 精密性을 期하며 數回試行을 되풀이 함으로서 改善할 수 있을 것으로 생각된다.

本 研究에서는 中心周波數 10GHz에서 22.5° 및 45°의 2-bit 移相器를 設計 製作하였으나 4-bit 또는 5-bit 移相器의 設計 製作에도 이 設計法이 적용될 수 있을 것으로 믿어진다.

參 考 文 獻

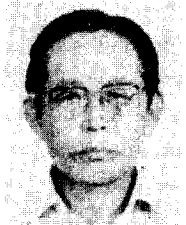
- (1) JOSEPH F. WHITE, "Review of Semiconductor Microwave Phase Shifters," Proc., IEEE, vol 156, no. 11, pp. 875-877, Nov., 1968.
- (2) JOSEPH F. WHITE, "Diode Phase Shifters for Array Antennas", IEEE, Trans., MTT, pp. 658-659, June, 1974.
- (3) 清水紀維, 長山 昭, et al., "MIC PIN Diode 移相器", 日本無線技報, no. 19, 1983.
- (4) HARRY A. ATWATER, "Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits", IEEE, Trans., MTT pp. 563-568, June, 1980
- (5) RUEL V. CHURCHIL, et. al., "Complex Variable and Applications", McGraw-Hill, Inc., New-York, 1974.
- (6) JOSEPH F. WHITE, "Microwave Semiconductor Engineering", Van Nestrand Reinhold Company Inc. pp. 131, 1982.
- (7) T. C. EDWARDS, "Foundations for Microstrip Circuit Design", John Wiley & Sons, Inc., 1981.
- (8) CHUCK Y. PON, "Hybrid-Ring Directional Coupler for Arbitrary Power Divisions", IRE, Trans., MTT, pp. 529-535, Nov, 1961.
- (9) HARLAN HOWE, JR., "Stripline Circuit Design", Artech House, Inc., pp. 269-276, 1974.
- (10) K. C. GUPTA, et. al., "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, Inc., 1979.



金 泰 會(Tae Hoi KIM) 正會員
1958年1月7日生
1985年2月：高麗大學校大學院 電子工
學科卒(工學碩士)
1985年3月～現在：現代電子研究所通信
機器研究室(主任研究員)



朴 義 俊(Eui Joon PARK) 正會員
1958年4月2日生
1977年3月～1983年2月：東亞大學校電
子工學科(工
學士)
1984年1月～1985年4月：Fairchild 社
社外勤務
1984年9月～1986年8月：高麗大學校大
學院電子工學
科碩士過程
(工學碩士)
1986年～現在：三星電子研究所研究員



朴 禮 基(Cheong-Kee PARK) 正會員
1923年11月28日生
1946年7月：京城大學電氣工學科卒業
(工學士)
1967年4月：日本東北大學工學博士
1970年3月～現在：高麗大學校電子電算
工學科教授