

# 位相擴張用 인덕터를 사용한 하이브리드 링 결합 바랙터 反射形 아나로그 移相器

正會員 高 城 璿\* 正會員 林 桂 在\* 正會員 尹 賢 普\*

## A Hybrid Ring Coupled Varactor Reflection-type Analog Phase Shifter using an Inductor for Extending a Change in the Phase

Sung Sun KO\*, Gye Jae LIM\*, Hyun Bo YOON\* *Regular Members*

**要 約** 逆바이어스 電壓變化에 따라 終端된 바랙터 리액턴스 變化로부터 發生되는 反射波의 連續的인 位相變化를 擴張시키기 위하여 인덕터와 바랙터를 直列로 連結시킨 回路와 하이브리드 링이 結合된 아나로그 移相器를 動作周波數 10 GHz 에서 設計하였으며, 分散特性 및 不連續 影響을 考慮하여 마이크로 스트립線路로 製作하였다.

實驗結果, 逆바이어스電壓을 -20V까지 變化 시킬때 따라 位相은 52.34°에서 235.01°까지 變化되므로서 180°이상의 位相 變化를 얻을 수 있었으며, 傳送 損失은 -3.6~14.3dB 및 Return loss는 -16~-18dB (1.37<VSWR<2.3)을 나타내었다.

**ABSTRACT** An analog phase shifter is designed at the operating frequency 10GHz that is coupled with a hybrid ring and the network connecting an inductor series with a varactor to extend a continuous change in the phase of the reflected output wave to be produced from a variation in the terminated varactor reactance as a variation in the reverse bias voltage. It is manufactured in a microstripline in consideration of an effect of the dispersion characteristics and discontinuities.

As a result of an experiment, a change in the phase is achieved over 180 degrees from 52.34 degrees to 235.01 degrees, the transmission loss is -3.6~-14.3 dB, and the return loss is -16~-8dB (1.37<VSWR<2.3) as a variation in the reverse bias voltage up to -20V.

### I. 序 論

位相排列안테나(Phased array antenna)에 排列素子間의 相對的 位相差를 갖는 에너지를 인가하여 빔의 方向을 調整하기 위한 빔形成回路에 주로 使用되고 있는 超高周波 移相器<sup>(1)(2)(3)</sup>는 Pin 다이오드와 같은 스위칭 디바이스를 使用하여 不連續的인 移相量(Phase shift)을 얻는 디지

\*東國大學校 電子工學科  
Dept. of Electronical Engineering DongGuk Univ.  
論文番號 : 1990-09(接受(1989. 10. 17))

탈 移相器와 逆바이어스 領域에서 리액턴스가 變化하는 바랙터를 使用하여 連續인 位相變化를 얻는 아나로그 移相器로 大別된다.

Pin 다이오드를 利用한 디지털 移相器에 관한 研究로는 J.F.White<sup>(4)(5)(6)</sup>, R.V.Garver<sup>(7)</sup> 및 R.W.Burns<sup>(8)</sup> 등이 發表한 것이 있고 2개의 다이오드를 使用하는 負荷線路傳送形 (loaded line transmission type)의 경우<sup>(9)(10)(11)(12)</sup> 22.5° 및 45° 정도의 移相量이 얻어지므로 이러한 負荷線路를 多段으로 從屬 接續하여 원하는 移相量을 얻고 있으나 많은 數의 다이오드를 필요로 한다. 바랙터를 利用한 아나로그 移相器에 관한 研究로써 R.H.Hardin<sup>(13)</sup>은 90° 하이브리드와 結合시켜 反射波의 連續인 位相變化 및 插入 損失을 逆바이어스 電壓에 따라 1GHz에서 180° 및 -1.2dB와 9GHz에서 45° 및 -3.9dB를 얻은 바 있다.

本 論文에서는 주로 電力分配器에 使用되고 90° 하이브리드에 比하여 整合, 電力分配比 및 端子間 隔離度가 좋으며 製作이 容易한 원주가  $3/2\lambda$ 인 하이브리드링<sup>(1)(14)(15)</sup>을 反射波의 位相變化를 傳送시키기 위한 2단자 傳送回路로써 結合시키고 逆바이어스 電壓에 따라 終端된 바랙터 리액턴스로 부터 發生되는 反射波의 연속적인 位相變化를 얻고 이 變化幅을 擴張시키기 위하여 리액턴스값에 대한 길이를 갖는 分布素子로써의 인덕터를 構成하여 바랙터와 直列로 連結시킨 아나로그 移相器를 10GHz에서 設計하였다. 또한 分散特性 및 不連續에 따른 길이 變化를 고려하여 마이크로스트립 線路로 製作하였다.

구현된 1段의 아나로그 移相器의 逆바이어스에 따른 位相變化, 傳送損失 및 return loss를 Vector Network Analyzer로 測定한 結果, 動作 周波數 10GHz에서 양호한 結果를 얻었다.

## II. 하이브리드 링 結合 아나로그 移相器의 設計

그림 1에서 단자 2에  $\lambda/2$  線路和 단자  $\lambda/4$  線路는 終端된 바랙터로부터 發生되는 反射波가

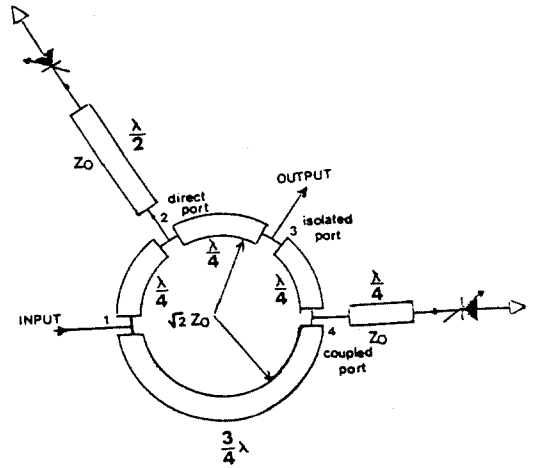


그림 1 하이브리드 링 結合 아나로그이상기  
A hybrid ring coupled analog phase shifter.

入力단에서 相殺되고, 出力단에서 合成되도록 하기 위해 經路差 補償用으로 연결시킨 것이다.

設計에 使用한 바랙터는 M/A Com.社의 MA46450 GaAs Hyperabrupt Tuning Varactor로써  $\gamma=1$ 이며, 電壓可變接合容量  $C_j(V)$ 는

$$C_j(V) = \frac{C_o}{(1 + V_R / \phi)^r} \quad (1)$$

에 나타난 바와 같이 逆바이어스 電壓  $V_R$ 의 變化에 따라 特性이 變化된다. 단,  $\phi$ 는 GaAs에 대한 Built-in Voltage로써 1.3V이며,  $C_o$ 는  $V=0$ 일때 接合容量을 나타낸다. 또한 바랙터 case의 캐패시턴스  $C_p$ 는 0.15 pF, 인덕턴스  $L_s$ 는 0.4nH 이다. 그림 2는 바랙터의 等價回路이며,  $R_s$ 는 內部分布抵抗을 나타낸다. 또한 插入 損失에 影響을 주는 內部分布抵抗  $R_s$ 에 逆比例하는 높은 Q(4000 at-4V)의 바랙터를 使用하였으며 高調波의 發生을 防止하기 위해 큰 破壞電壓  $V_B(-42V)$ 를 갖는 바랙터를 利用하여 可變容量  $C_T$ 의 變化가 破壞電壓의 1/2정도인 -20V까지의 逆바이어스 電壓에서 0.7-0.1 pF까지 線型的으로 變化하고 -20V 以上の 電壓에서는  $C_T$ 의 變化가 극히 적은 逆바이어스 電壓 範圍를

使用하였다.

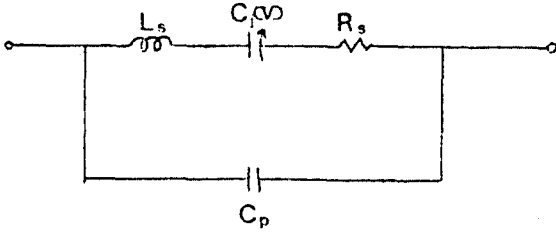


그림 2. 바랙터 等價回路  
Varactor equivalent circuit

만일, 終端된 두개의 바랙터가 同特性을 가지며, 순수한 容量性 리액턴스( $C_T = C_j(V) // C_p$ )만 있다고 假定하고 移相量을 얻는데 無關한  $R_s$ 는 無視하면, 損失은 오직 하이브리드 링에서만 發生되며, 終端된 바랙터에 均등하게 入射된 電力은 모두 反射되어 出力단으로 傳送될 것이다.

理想인 境遇, 特性임피던스가  $Z_0$ 인 線路에 終端된 바랙터로부터 發生되는 反射波는

$$\Gamma = \frac{-j \frac{1}{\omega C_T} - Z_0}{-j \frac{1}{\omega C_T} + Z_0} \quad (2)$$

와 같이 표시되며, 모두 反射되므로 反射波의 크기는 1이되고 反射波의 位相은 바랙터의 容量性 리액턴스 크기의 函數이며

$$\Phi = \tan^{-1} \left\{ \frac{I_m \Gamma}{R_e \Gamma} \right\} \quad (3)$$

과 같이 나타낸다. 終端된 바랙터 리액턴스에 逆바이어스 電壓을 最小에서 最大범위까지 變化시키면 바랙터의  $C_T$ 는 最大값에서 最小값으로 線形的으로 變化됨에 따라 逆바이어스 電壓 變化에 따른 바랙터 리액턴스의 變化로부터 發生되는 反射波의 연속적인 位相變化  $\Delta\Phi$ 를 얻을 수 있다.

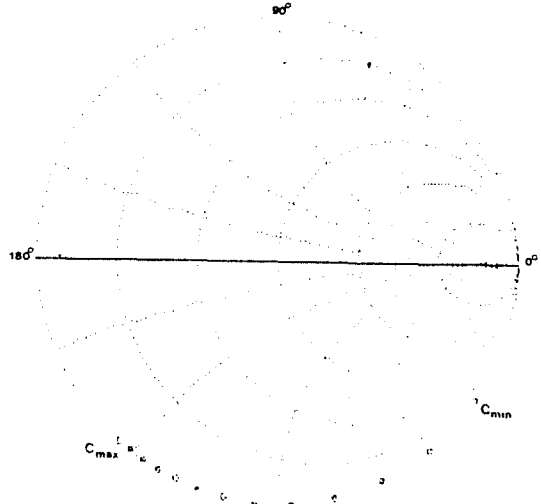


그림 3. 終端된 바랙터에 의한 反射係數의 位相變化.  
A change in the phase of the reflection coefficient by the terminated varactor.

그림 3에서 終端된 바랙터에 逆바이어스 電壓을 0V에서 -20V까지 變化시키면 바랙터는 0.7pF에서 0.1pF까지 變化되고 反射波의 位相은 228.9°에서 325.1°까지 變化하므로써 96.2°의 位相變化를 얻을 수 있다.

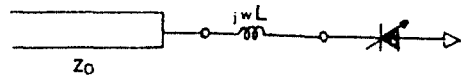


그림 4. 位相擴張用 인덕터  
An inductor for extending a change in the phase

그림 4와 같은 인덕터를 終端된 바랙터에 直列로 연결시키면 位相變化를 擴張시킬 수 있으며, 設計에 使用된 인덕터의 計算값은 2.1nH(131.88Ω)이다.

그림 5는 位相擴張用 인덕터에 대한 길이로 갖는 分布素子로서 구성하여 연결시킨 하이브리드 링 結合 아나로그 移相器를 나타낸다.

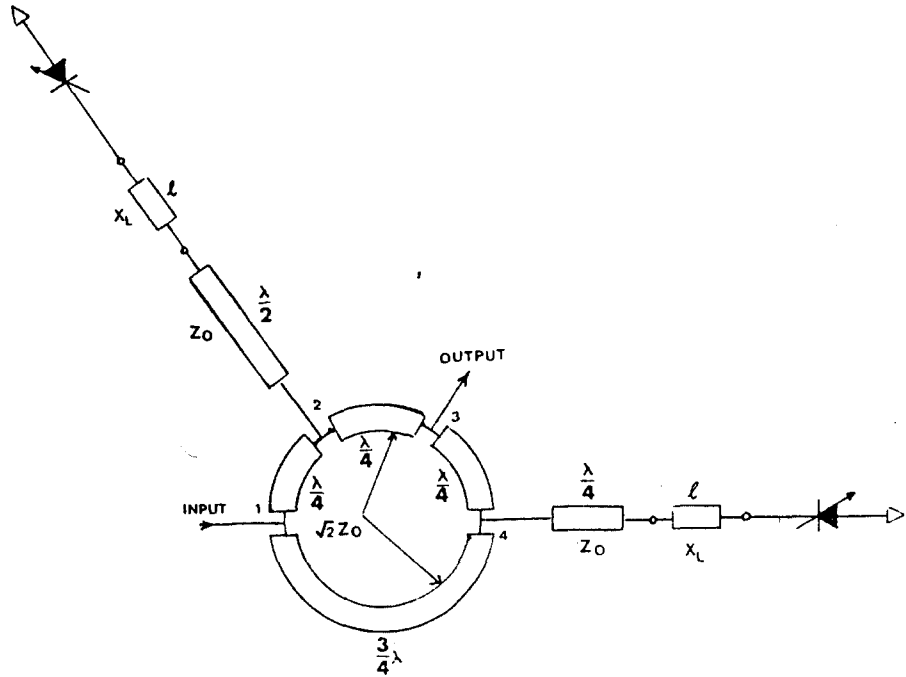


그림 5. 位相擴張用 인덕터를 사용한 하이브리드링 결합  
아나로그 移相器  
A hybrid ring coupled analog phase shifter using  
an inductor for extending a change in the phase

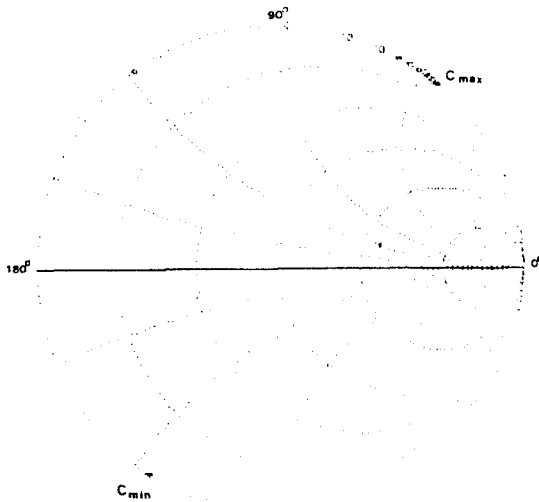


그림 6. 位相擴張用 인덕터를 사용한 反射係數의 位相變化  
A change in the phase of the reflection coefficient  
using an inductor for extending a change in the  
phase

그림 6의 終端된 바래터에 直列로 位相擴張用 인덕터를 連結시킬 경우 逆바이어스 電壓을 0V에서 20V까지 變化 시키면 0.7pF에서 0.1pF까지 變化되는 바래터 容量의 위치는 移動되고 擴張되므로써 反射波의 位相은 49.2°에서 237.1°까지 變化한 187.9°의 擴張된 位相變化를 얻을 수 있다.

設計 및 製作에 사용된 테프론 기판은 比誘電率이 2.48이고 두께가 1.6067mm이며, 位相擴張用 인덕터를 사용한 하이브리드 링 결합 아나로그 移相器의 各 設計값에 대한 마이크로스트립 線路의 幅과 波長을 分散特性을 고려한 式<sup>(14)(15)(16)(17)</sup>들을 이용하여 計算한 結果, 10GHz의 周波數에서  $Z_0=50\Omega$ 에 대한 마이크로스트립 線路의 實効誘電率은 2.4451 및 靜的값은 2.0592이며 幅과 波長은 각각 4.3596mm와 19.1271mm, 링의 特性임피던스  $\sqrt{2} Z_0=70.7\Omega$ 의 幅과 波長은

各各 2.4457mm와 19.2822mm이고, 位相變化를 擴張시키기 위하여 使用된 인덕터 2.1nH에 대한 길이는 特性임피던스 50Ω의 開放段로부터 그의 리액턴스 131.88Ω으로 變換시키며 얻어지는 3.69mm이다. 또한 마이크로스트립선로의 開放段 不連續(Open end discontinuities)에 대해서는 10GHz 周波數에 대한 線路擴張(Line extention) 길이 0.6026mm를 補正하였으며, 인덕터 2.1nH에 대한 길이 3.69mm에 대해서는 바랙터 case의 인덕턴스 0.4nH에 대한 길이 1.55mm만큼 補正 시켰다.

### Ⅲ. 實驗 및 檢討

位相擴張用인덕터를 사용한 하이브리드 링 결합 바랙터 反射形 아나로그 移相器를 能動素子와 테프론 기판을 사용하여 單一기판 위에 마이크로스트립 線路로 設計하고 寫眞腐植法에 의해 製作하였다.

실제 製作에 使用한 陰畫 필름은 그림 7에 나타내었다.

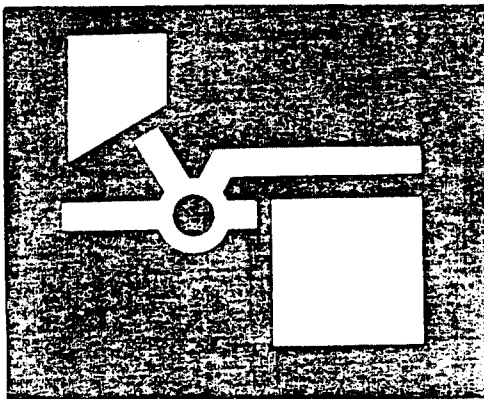
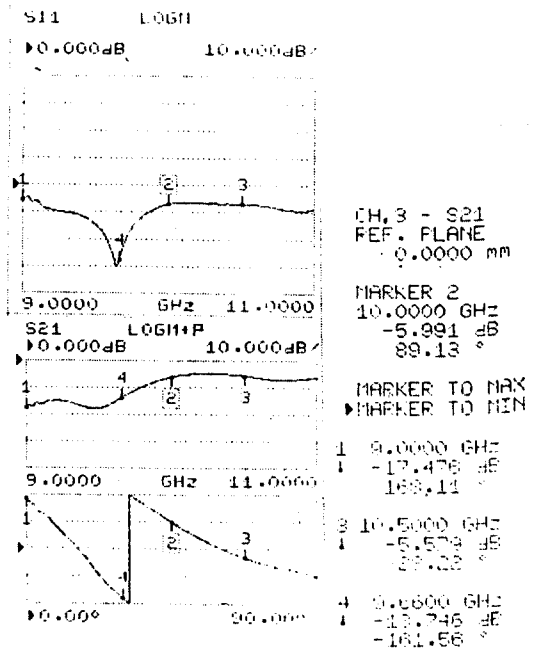


그림 7. 製作된 하이브리드 링 결합 아나로그 移相器  
A manufactured hybrid ring coupled analog phase shifter

을 하여 入力 Launcher를 基準面(Reference plane)으로 잡은 後에 電流가 零인 상태의 DC 逆바이어스 電壓을 供給하여 wiltron 360 Vector Network Analyzer를 사용하여 位相變化, 傳送損失 및 Return loss를 測定하였다.

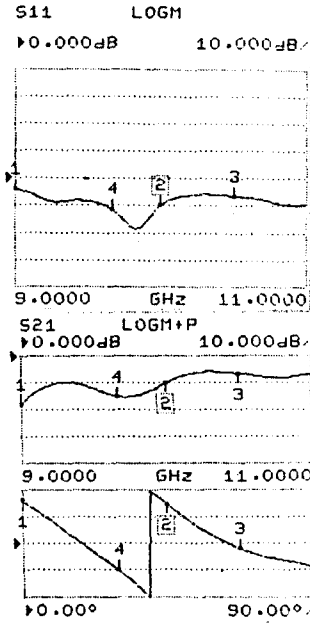
그림 8에 -4, -8, -12, -16, 및 -20V에 대하여 測定된 Return loss, 傳送 損失 및 移相量을 나타냈다.

그림 9.10 및 11에는 逆바이어스 電壓變化에 따른 測定된 아나로그 移相器의 Return loss, 位相變化 및 傳送損失을 圖示하였다.



(a) Return loss -8dB, transmission loss -5.991dB, and phase shift 89.13° at -4V

同軸케이블커넥터와 마이크로스트립 線路間 Transition을 除去하기 위해 L.R.L.Calibration



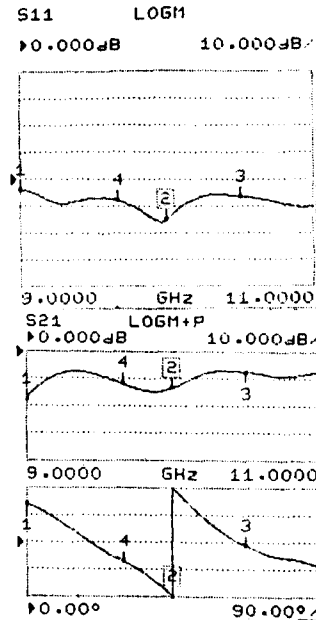
CH 3 - S21  
 REF. PLANE  
 0.0000 mm

MARKER 2  
 10.0000 GHz  
 -10.025 dB  
 133.94°

MARKER TO MAX  
 MARKER TO MIN

1	9.0000 GHz	-13.214 dB	144.55°
3	10.5000 GHz	-6.564 dB	-18.14°
4	9.6600 GHz	-15.040 dB	-39.91°

(b) Return loss -10dB, transmission loss -10.025dB, and phase shift 133.94° at -8V



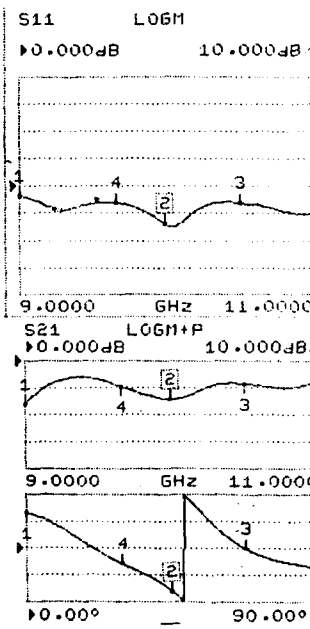
CH 3 - S21  
 REF. PLANE  
 0.0000 mm

MARKER 2  
 10.0000 GHz  
 -13.493 dB  
 -179.57°

MARKER TO MAX  
 MARKER TO MIN

1	9.0000 GHz	-17.467 dB	126.58°
3	10.5000 GHz	-7.546 dB	-8.97°
4	9.6600 GHz	-11.655 dB	-64.63°

(c) Return loss -15dB, transmission loss -13.493dB, and phase shift -179.57°(180.43°) at -12V



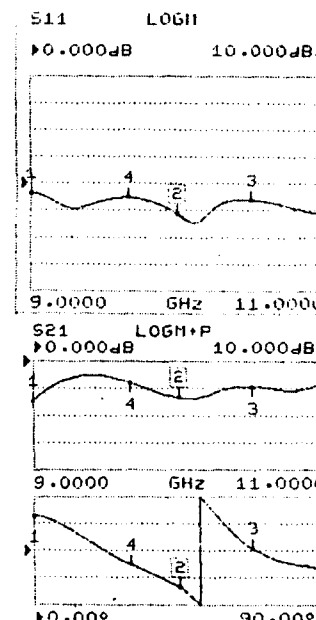
CH 3 - S21  
 REF. PLANE  
 0.0000 mm

MARKER 2  
 10.0000 GHz  
 -14.220 dB  
 -144.44°

MARKER TO MAX  
 MARKER TO MIN

1	9.0000 GHz	-15.992 dB	118.82°
3	10.5000 GHz	-8.536 dB	0.33°
4	9.6600 GHz	-9.429 dB	-52.90°

(d) Return loss -14dB, transmission loss -14.22dB, and phase shift -144.44° (215.56°) at -16V



CH 3 - S21  
 REF. PLANE  
 0.0000 mm

MARKER 2  
 10.0000 GHz  
 -13.553 dB  
 -124.99°

MARKER TO MAX  
 MARKER TO MIN

1	9.0000 GHz	-14.276 dB	114.67°
3	10.5000 GHz	-9.586 dB	3.64°
4	9.6600 GHz	-7.366 dB	-45.43°

(e) Return loss -11dB, transmission loss -13.553dB, and phase shift -124.99°(235.01°) at -20V

그림 8.測定된 Return loss, 傳送損失 및 移相量  
 The measured return loss, transmission loss, and phase shift.

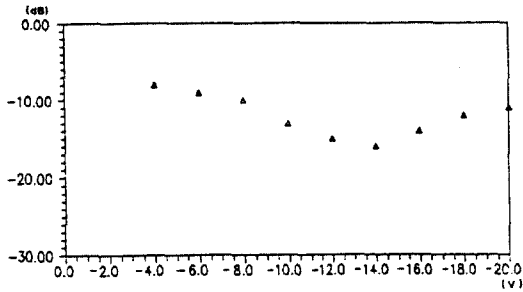


그림 9. 測定된 아나로그 移相器의 Returnloss  
The measured return loss of an analog phase shifter

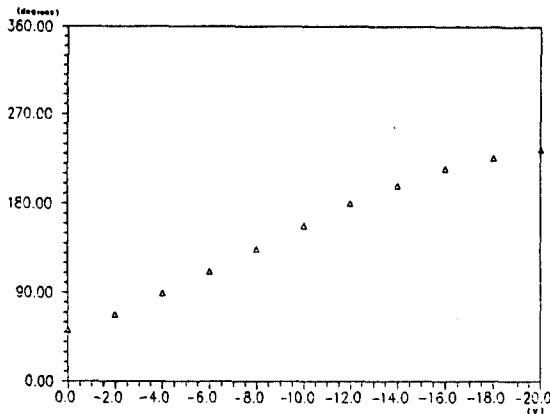


그림 10. 測定된 아나로그 移相器의 位相變化  
A measured change in the phase of an analog phase shifter

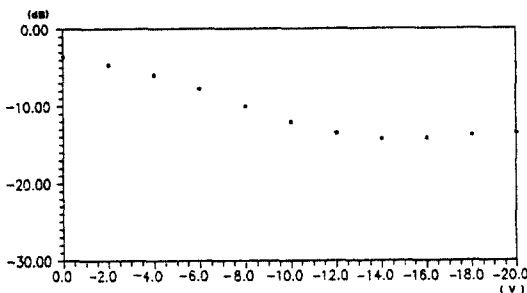


그림 11. 測定된 아나로그 移相器의 傳送損失  
The transmission loss of an analog phase shifter

그림 9에 圖示한 測定된 Return Loss에서는 逆바이어스 電壓 -4V에서 -8dB를 나타내고

逆바이어스 電壓이 增加함에 따라 Return Loss는 減少되며 -14V에서 -16dB(定在波比는 1.37)를 나타내고 있다. 이것은 逆바이어스 電壓이 增加함에 따라 終端된 바랙터의  $C_T$ 는 減少되므로 容量性 리액턴스가 점차 增加하여 挿入된 인덕터와 共振을 일으켜 리액턴스 成分 X는 零이 되어 反射係數의 크기가 1에 接近하여 整合이 된다는 것으로 解析 될 수 있다. 또한 構造的으로 入射波가 終端된 바랙터로부터 完全反射되어 入力로서의 反射없이 出力으로 完전 傳送되는 完全整合기능을 가진 하이브리드링에서 完全整合이 안된 이유는 終端된 바랙터가 서로 完전한 同特性이 불가능하여 反射波의 크기가 1보다 작아지기 때문이며, Fixture와의 電波的인 接地가 不安定하기 때문으로 본다.

그림 10의 測定된 位相變化는 逆바이어스 電壓이 -20V까지 점차 增加함에 따라 52.34°에서 235.01°까지 182.67°만큼 얻어지므로써 1段의 移相器에서 얻어지는 位相變化로써는 상당히 양호한 것이다. 이것은 逆바이어스 電壓이 增加함에 따라 終端된 바랙터의  $C_T$ 는 減少 되므로써 容量性 리액턴스는 增加하여 인덕터와 共振을 일으키므로 反射係數의 位相變化率이 커진다는 意味로 볼수 있다. 또한 그림 5의 設計를 위한 計算결과에서 49.2°에서 237.1°까지의 位相變化 187.9°와의 差異 역시 終端된 바랙터의 完全同特性이 不可能하여 反射波의 크기는 1보다 작아지고 두개의 바랙터로부터 얻어진 移相量은 달라지게 되어 서로 벡터 合成이 되기때문이다. 또한 큰 移相量을 얻기 위해서는 周波數 帶域幅은 좁아지므로 本 論文에서는 動作周波數 10GHz에서 設計 및 測定을 하여 逆바이어스 電壓에 따라 52.34°에서 182.67°까지의 變化되는 移相量을 얻었다. 逆바이어스 電壓 0V에서 52.34°의 移相量이 얻어진 것은 하이브리드 링 結合 아나로그 移相器 回路에서 發生된 자체 位相遲延값을 나타낸다.

그림 11에서 測定된 傳送損失은 逆바이어스 電壓 0V에서 -3.6dB를 나타내고 逆바이어스 電壓이 增加함에 따라 커지며 -14 V에서

14.3dB를 나타내고 있다. 이것은 R.H.Hardin<sup>(13)</sup>이 發表한 바와 같이 周波數가 높아지고 얻어진 移相量이 클 경우 插入損失이 커지며 바랙터 內部分布抵抗  $R_s$ 는 逆바이어스 電壓에 比例하는 要素로써 逆바이어스 電壓의 增加에 따라 插入損失이 커지는 傾向과 一致하고 하이브리드 링 回路의 마이크로스트립 線路 結合損失 등으로 發生된 綜合的인 損失로 생각된다. 또한 높은 周波數의 電力이 공급되면 插入損失이 增加하여 電力損失이 커지므로 電力 取扱 能力 電力은 떨어지나 더욱 注意 할 것은 바랙터가 導電 상태가 되어 일어나는 高調波의 發生이므로 이것은 높은 Q와 큰 破壞電壓을 갖는 바랙터를 사용하여 防止할 수 있다.

本 論文의 測定 結果에서 0~-20V까지의 넓은 逆바이어스 電壓 範圍에 따라 1段의 1나노로그 移相器로 10GHz에서 180° 以上の 位相 變化와 -3.6~-14.3dB의 傳送損失 및 -8~-16dB의 return loss를 얻은 것은 R.H.Hardin<sup>(13)</sup>의 0~-5V까지의 逆바이어스 電壓 範圍에 따라 9GHz에서 45°의 位相 變化와 -3.9dB의 插入損失을 얻은 結果와 比較하면 상당히 우수한 것이다.

#### IV. 결 론

動作周波數 10GHz에서 逆바이어스 電壓 變化에 따라 바랙터로부터 反射되는 波의 位相變化를 擴張시키기 위하여 인덕터와 바랙터를 直列로 연결시킨 回路가 사용된 하이브리드 링 結合 1나노로그 移相器를 마이크로스트립 線路로 提案 設計하고 單一기관에 製作하므로써 小型, 輕量이며 寫眞腐植法에 의해 製作되므로 大量生産이 可能な 位相 變化幅이 넓은 1나노로그형 移相器를 實現하였다.

測定結果 1段의 1나노로그 移相器로서 180° 이상 的 位相變化를 얻을 수 있었으며 Return Loss는 -14V에서 -16dB, 傳送損失은 0V에서 -3.6dB를 얻었다.

位相排列 안테나에서 원하는 빔을 만들수 있게

하고 빔 走査角을 더욱 넓게 調整하기 위해서는 1段의 移相器로써 큰 位相變化를 얻은 本 論文의 結果보다 더욱 큰 360°까지 位相變化를 얻는 技術이 필요하며, 使用되는 能動素子가 同特性이 아닌데서 發生되는 問題, 周波數, 移相量 및 逆바이어스 電壓과 損失 및 帶域幅間의 Trade off를 克服하는 問題 및 設計와 製作의 精密度를 높이는 問題등을 解決하고자 하는 研究가 계속 필요한 것으로 생각한다.

#### 參考文獻

1. I.Bahl and P.Bhartia, Microwave solid state circuit design, New York: John Wiley & sons, 1988.
2. R.V.Garver, Microwave diode control devices, Washington; Artech House, 1976.
3. L.Young. Advances in Microwaves, New York; Academic Press, 1969.
4. J.F.White, High power, pin diode controlled, Microwave Transmission Phase shifters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-13, pp. 233-242, March 1965.
5. J.F.White, Review of semiconductor microwave phase shifters, proceedings of the IEEE, vol.56, No.11, Nov. 1968.
6. J.H.White, Diode phase shifters for array antennas, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-22, No.6, June 1964.
7. R.V Garver, Broadband diode phase shifters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-20, No.5, May 1972.
8. R.W.Burns, Low cost design techniques for semiconductor phase shifters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-22, No.6, June 1974.
9. H.A.Atwater, Circuit desing of the loaded line phase shifter, IEEE Trans Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-33, No.7, pp.626-634, July 1985.
10. I.J.Bahl and K.C.Gupta, Design of loaded line pin diode phase shifter circuits, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-28, No.3, pp.219-22



- 4, March 1980.
11. W.A.Davis, Design Equations and Bandwidth of loaded line phase shifters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., short papers, pp.561-563, May 1974.
  12. T.Yahara, A Note on Designing Digital diode loaded line phase shifters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., short papers, pp.703-704, Oct. 1972.
  13. R.H.Hardin, Electronically variable phase shifters utilizing variable capacitance diodes, Proc. IRE (Letters), Vol.48, pp.9 44-945, May 1960.
  14. H.Howe, Stripline circuit design, Washington: Artech House, 1974.
  15. V.F.Fusco, Microwave circuits analysis and computer aided design, London: Prentice Hall, 1987.
  16. 尹賢普, 고성선, 백라준, Planar Waveguide 모델을 이용한 마이크로스트립 線路의 하이브리드 모드 分散特性 計算, 韓國通信學會論文紙, 第12卷, 第1號, pp. 36-49, 1987年 2月.
  17. T.C.Edward, Foundation for microstrip circuit design, New York: John Wiley & Sons, 1981.
  18. K.C.Gupta, Microstrip Lines and slotlines, Washington: Artech House, 1979.



**高城 璠 (Seong Seon KO)** 正會員  
 1957年 2月20日生  
 1980年 2月: 東國大學校工科學電子工學科 卒業  
 1985年 2月: 東國大學校大學院電子工學科 卒業 (工學碩士)  
 1986年現在: 東國大學校大學院電子工學科 博士課程  
 1983年~現在: 東國大學校工科學電子工學科 助教



**林 桂在 (Gye Jae LIM)** 正會員  
 1959年 5月16日生  
 1979年 3月~1983年 2月: 東國大學校電子工學科 卒業  
 1984年 6月~1986年 1月: 現代電子產業 勤務  
 1986年 9月~現在: 東國大學校 電子工學科 碩士課程  
 1988年 9月~現在: 東國大學校 大學院 電子工學科 博士課程 中



**尹 賢 普 (Hyun Bo YOON)** 正會員  
 1942年 1月5日生  
 1964年 2月: 韓國航空大學電子工學科 卒業  
 1982年 2月: 仁荷大學校大學院 卒業 (工學博士)  
 1964年 3月~1968年 10月: 空軍通信將校  
 1968年 12月~1979年 2月: 韓國航空大學 副教授  
 1979年 3月~現在: 東國大學校工科學 電子工學科 教授