

비가역성 쌍토로이드 페라이트 변위기 설계

(Design of Nonreciprocal Twin-toroidal Ferrite Phase Shifter)

이기오* · 김영범** · 박동철*** · 신용수**** · 김윤명*****

Kee Oh Lee* · Young Bum Kim** · Dong Chul Park*** · Young Suu Shin**** · Yun Myung Kim*****

요 약

비가역성 쌍토로이드 페라이트 변위기를 설계, 제작하고 그 특성 실험을 하였다. 변위기의 최적 컷수를 구하기 위해 ABCD 행렬 방법을 사용하였으며, 빈 도파관 부분과 페라이트가 삽입된 부분과의 임피던스 정합을 위해 $\lambda/4$ 2단 변환기를 이용하였다. 변위기를 구동시키기 위한 구동회로를 제작하였으며, 중심주파수 9.3GHz, 동작대역폭 400MHz 에서 측정된 변위기의 삽입손실과 VSWR은 각각 1.2dB, 1.16미만으로써 만족할만한 결과를 얻었다. 또한, 페라이트의 특성이 온도변화에 종속적이기 때문에 온도보상기법을 통해 온도에 따른 변위차 변화량을 보상하였으며, 온도보상결과 $-10^{\circ}\text{C} \sim +60^{\circ}\text{C}$ 사이에 $\pm 4^{\circ}$ 이내의 위상오차를 얻을 수 있었다.

Abstract

Nonreciprocal twin-toroid ferrite phase shifter is designed, fabricated, and tested. ABCD matrix method is used to design the phase shifter and to compute its optimum dimensions. Quarter-wave two-section impedance matching transformers are utilized in order to match the impedance of the empty guide to that of the ferrite-loaded guide. Driving circuit controls the current needed to drive the phase shifter. Measured insertion loss and VSWR characteristics within the operating band(9.1GHz ~ 9.5GHz) are less than 1.2dB and 1.15, respectively. After temperature compensation technique is applied to the phase shifter, the measured phase error of the phase shifter is less than ± 4 between -10°C and $+60^{\circ}\text{C}$.

I. 서 론

1950년대 Fox와 Stark[1, 2]에 의해서 기계식 변위기가 제안된 이래 주사(scanning) 속도가

느린 기계식 변위기를 대체할 전자식 변위기에 대한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다. 최초의 전자식 변위기는 페라이트를 이용한 것으로, 1957년에 Reggia와 Spencer[3]가 개발하였고, 1960

* 충남대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Chungnam National Univ.)

** 한국표준과학연구원(Korea Research Institute of Standards and Science)

*** 충남대학교 전파공학과(Dept. of Radio Sciences and Eng., Chungnam National Univ.)

**** (주) 하이게인 안테나 (High Gain Antenna Co., Ltd.)

***** 단국대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Dankook Univ.)

년대 중반에는 반도체 다이오드를 이용한 변위기[4]도 등장하였다. 그 이후 전자식 변위기인 페라이트 변위기와 다이오드 변위기에 대한 많은 연구가 이루어졌으며, 이 두 형태에 대한 실용적인 장치가 많이 개발되어 응용 목적에 맞게 활용되고 있다[5]. 1980년대 이후에는 페라이트 변위기와 다이오드 변위기에 대한 새로운 형태 개발이 주종을 이루며 [6, 7], 특히 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit) 기술의 발전으로 GaAs FET를 이용한 변위기도 보고된 바 있다[8].

본 연구에서는 취급 전력과 삽입손실면에서 다른 종류의 변위기들보다 월등히 뛰어난, 페라이트 변위기를 설계, 제작하는데 연구의 목적을 두었으며, 많은 종류의 페라이트 변위기중 비가역성 쌍토로이드 형태의 변위기를 대상으로 하였다.

쌍토로이드 형태의 장점은 토로이드와 유전체를 저손실 유전체 에폭시로 본딩(bonding)함으로써 공기틈(air gap)을 줄일 수 있다는 점과, 토로이드와 유전체의 전체적인 조합을 금속도금함으로써 도금 자체가 도파관 역할을 하게 하여 변위기의 무게를 줄일 수 있다는 점이다 [9]. 또한, X-band 표준도파관(WR-90)의 높이만을 반으로 줄인 도파관을 사용하였는데, 이를 통해 고차모드의 억제에는 물론 안테나 부피를 줄이는 효과까지 얻을 수 있다[10].

II. 변위기 설계

2-1. 변위기 기본 이론[9, 10, 11]

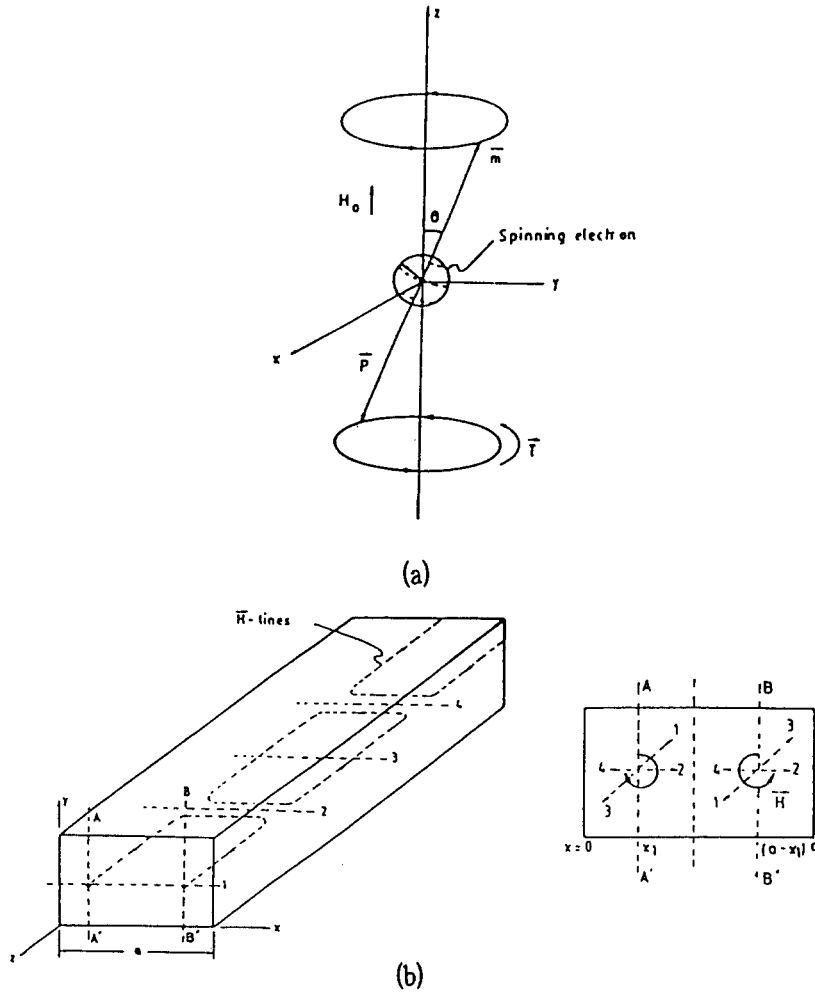
이상적인 변위기란 출력단에서 보았을 때 입력된 RF 신호의 크기는 변화없고 위상만이 변화하는 기능을 갖는 2단자 장치이다. 자화된(magnetized) 페라이트내에서 전자는 회전(spinning) 운동과 세차(precession) 운동을 동시에 하며, 이로 인하여 전자의 자기 모멘트(magnetic moment)가 형성된다. [그림 1]의 (a)에서

보듯이 외부 DC 자계(magnetic field)에 의해 자화된 페라이트내에서, 전자는 자화방향을 중심으로 시계방향으로 세차운동을 하며, 자기 모멘트는 자화 방향을 중심으로 반시계 방향으로 세차운동을 한다. [그림 1]의 (b)는 빈 구형도파관을 진행하는 기본모드(TE₁₀)를 A-A", B-B"에서 시간에 따라 볼 때 두 지역의 자계성분이 각각 다른 원형편파 특성을 갖고 있음을 보여준다.

도파관형 페라이트 변위기에서 위상변화는 자화된 페라이트내에 형성된 자기 모멘트와 도파관을 진행하는 전자파 RF 자계성분 사이의 상호 간섭 작용을 이용한다. 그러므로, 위상변화를 얻기 위해서는 진행하는 전자파의 자계벡터 성분이 원형편파를 일으키는 곳에 페라이트 슬랩을 놓아야 한다. [그림 2]는 두개의 반대 방향으로 진행하는 전자파의 원형편파와 자계 회전방향과 페라이트의 자화방향을 보여주고 있다.

[그림 2]의 (a)와 같이 전자파가 +Z 방향으로 진행할 때, 원형편파를 일으키는 전자파의 자계벡터 방향과 자화된 페라이트에서 자기 모멘트(\vec{m})의 세차운동 방향이 일치하게 되고, 이때 페라이트의 투자율이 작아져 진행하는 전자파의 위상속도가 빨라지게 된다. 반면에, [그림 2]의 (b)와 같이 전자파가 -Z 방향으로 진행할 때는 두 방향이 불일치하므로 투자율이 커져 전자파의 위상속도가 느려지게 된다. 그러므로, 변위기는 진행방향에 따라 다른 위상속도를 가져 결과적으로 비가역성 특성을 갖게 된다. 또한, [그림 2]와 같은 자화방향을 가장 쉽게 만들기 위해 페라이트를 토로이드 형태로 만든 후 토로이드를 관통하는 도선의 전류 방향을 바꾸어주면 된다.

다음으로, 위상변이량을 조절해야 하는데 이는 페라이트의 히스테리시스 루프(hysteresis loop) 특성을 이용한다. [그림 3]은 페라이트의 히스테리시스 루프(hysteresis loop)특성을 이용한다. [그림 3]은 페라이트의 히스테리시스루프 특성과 위상변화가 일어나는 순서를 나타낸



[그림 1] (a) 자화된 페라이트내에서 회전하는 전자의 세차운동

(b) 도파관내에서 전자파의 자계벡터 성분의 변화

[Fig. 1] (a) Precession of spinning electron in a magnetized ferrite.

(b) Presence of circular polarization and rotation of magnetic vector for wave propagating in the z-direction.

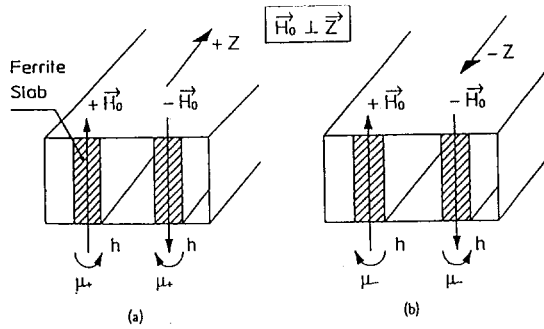
것이다.

먼저 페라이트를 기준점으로 (-Br)으로 래칭 (latching)시키고 나서 원하는 만큼의 상대위상차 $\Delta\phi_1$ 을 얻기 위해 $\Delta\phi_1$ 에 해당하는 점에 래칭되도록 페라이트에 적절한 전류를 가하게 된다. 그리고 다시 기준점으로 페라이트를 역자화시키고 상대위상차 $\Delta\phi_2$ 를 얻기 위해 위의 과정을 반복한다. 위의 과정을 송신모드시의 과

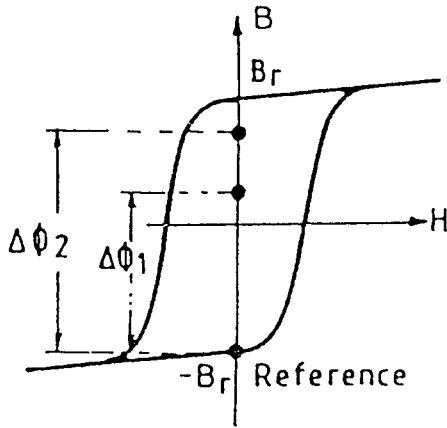
정이라 하면 페라이트의 기준점을 +Br로 하였을 때는 수신모드가 된다.

2-2. 비가역성 쌍토로이드 페라이트 변위기의 설계

본 연구에서 해석하고자 하는 변위기는 [그림 4]의 구조를 갖는 쌍토로이드 페라이트 변



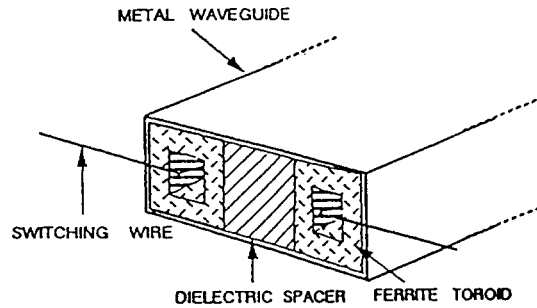
[그림 2] 전자의 세차운동 방향과 자화된 페라이트 슬랩
 [Fig. 2] Transversely magnetized ferrite slabs and direction of electron precession.



[그림 3] 히스테리시스 루프 특성과 위상변화를 일으키는 순서
 [Fig. 3] Hysteresis loop characteristics showing switching sequence.

위기이다.

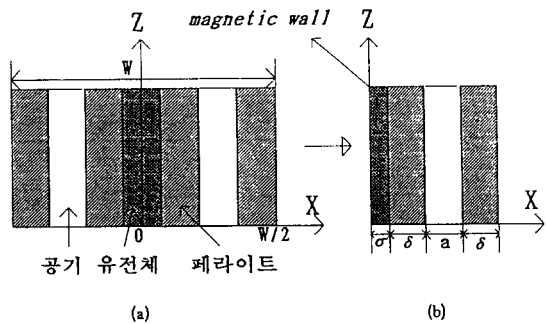
두개의 토로이드형 페라이트와 그들을 분리하는 유전체가 놓이고 페라이트를 자화시키기 위한 도선(wire)이 있다. 그리고 이들을 전체적으로 도금함으로써 도금 자체가 도파관 역할을 하도록 하였다. 따라서, 변위기의 제작이 매우 간편하고 또한 변위기 전체 무게를 크게 줄일



[그림 4] 비가역성 쌍토로이드 페라이트 변위기
 [[Fig. 4] Nonreciprocal twin-toroid ferrite phase shifter.

수 있다.

도파관내에 삽입된 토로이드형 페라이트를 전자기적 이론을 통해 엄밀하게 해석하기란 매우 어렵다. 그러므로 [그림 5]의 (a)와 같이 슬랩모델로 등가화하고, 무한히 긴 페라이트 및 유전체 슬랩에 기본모드가 입사한다고 가정한다. 그러면, [그림 5]의 (a)는 좌우 대칭구조이므로 해석의 편의상 $X=0$ 인 곳에 magnetic wall을 놓고 [그림 5]의 (b)와 같이 단순화할 수 있다.



[그림 5] (a) 쌍토로이드 변위기 해석을 위한 슬랩모델

(b) 해석을 위한 등가 슬랩모델

[Fig. 5] (a) Theoretical slab model of a twin-toroid phase shifter.
 (b) Equivalent slab model for analysis.

X=0인 magnetic wall에서는 Y 방향으로의 자계는 존재하지 않고, 또 X=W/2인 electric wall에서는 접선성분의 전계는 0이다. 이러한 경계조건을 바탕으로 W.P. Clark[12]가 유도한 페라이트 및 유전체 슬랩에서의 ABCD 행렬값을 이용해 본 연구의 구조에 맞는 특성 방정식을 얻을 수 있었으며, 최종적인 특성방정식은 다음과 같다[10].

$$\begin{aligned} & \left(\frac{k_a^2}{\rho^2} - \frac{\beta^2}{\theta} \right) k_a + \\ & k_a \left(\frac{2\beta^2}{\theta^2} - k_m^2 \right) \cot k_a a \cot k_\sigma \sigma \\ & + k_m \left(\frac{k_a k_m}{\rho} - \frac{\rho \beta^2}{\theta} - \rho k_m^2 \right) \cot k_m \delta \cot k_\sigma \sigma \\ & - j \frac{\beta}{\theta} \left[\left(-\frac{\beta^2 \rho}{\theta^2} - \rho k_m^2 - \frac{k_a^2}{\rho} \right) \right. \\ & \quad \left. \cot k_\sigma \sigma - 2k_m k_\sigma \cot k_m \delta \right] \\ & + k_m^2 (k_a \cot k_a a \cot k_\sigma \sigma - k_a) \cot^2 k_m \delta \\ & - \frac{2k_a k_m k_\sigma}{\rho} \cot k_m \delta \cot k_a a + \\ & \quad \frac{j2\beta k_a k_\sigma}{\rho \theta} \cot k_a a = 0 \end{aligned}$$

여기서, k_m, k_σ, k_a : 페라이트, 유전체, 공기영역의 전파상수

$$\rho = \frac{(1+x_{xx})}{1+(x_{xx})^2+(x_{xy})} \quad , \quad \theta = \frac{1+x_{xx}}{x_{xy}}$$

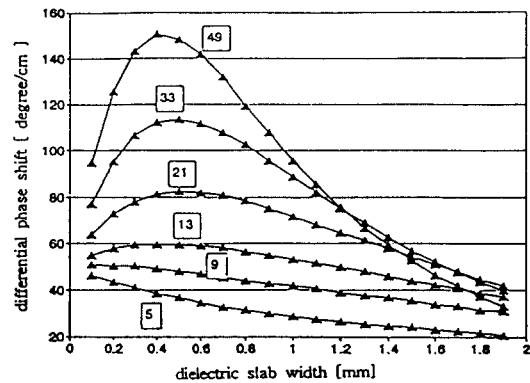
x_{xx}, x_{xy} : 페라이트의 intrinsic vector susceptibility

이 특성방정식의 해를 구하는 것은 전파상수 값을 구하는 것인데, 페라이트의 자화방향에 따라 β^+, β^- 의 두가지 해를 얻을 수 있다. 이 두 전파상수의 차 $\Delta\beta (= \beta^+ - \beta^-)$ 가 최대 위상차와 관련된다. 위의 특성방정식으로부터 동작 주파수내에서 주파수에 따른 변위차가 일정하고 최대 위상차가 나는 변위기의 칫수를 결정한다. 그러나, 유전체영역, 페라이트영역, 공기영역의 칫수가 변수가 되므로 이들의 최적 칫수를 결정하는 일은 매우 어렵다. 많은 시뮬레이션 결과를 통해 변위기의 최적 칫수를

결정하는 과정을 도출하였으며, 그 과정을 요약하면 다음과 같다[13].

먼저 토로이드 사이에 놓이는 유전체의 유전율과 칫수를 구한다. 유전율은 기본모드만을 제외한 고차모드를 억제할 수 있는 적절한 값을 취하며, 유전체의 폭은 최대 위상차를 얻을 수 있는 칫수를 구한다. [그림 6]은 유전체의 유전율과 두께에 따른 변위차를 나타낸 것이다.

[그림 6]에서 보듯이 유전율이 커질수록 더 많은 변위차를 얻을 수가 있다. 이는 유전율이 큰 경우에 유전체와 페라이트 영역에 RF에너지가 더 많이 집중되기 때문이다. 또 유전체의 폭에 대해서는 폭이 넓어질수록 변위차값이 증가하다가 어느 한계에 이르러 다시 감소한다. 이는 유전체의 폭이 넓어지게 되면 상대적으로 페라이트가 중심에서 멀어져 진행되는 전자파의 자계성분과 페라이트내의 자기 모멘트와의 상호작용이 작아지기 때문이다.



[그림 6] 유전체의 폭과 유전율에 따른 변위차 특성

[Fig. 6] Differential phase shift versus dielectric slab width for several dielectric constants.

다음, 최대 위상차가 나는 유전체의 폭을 고정하면 토로이드내의 공기 영역 칫수에는 관계없이 주파수에 따른 위상차가 일정하지만 페라

이트 영역과 공기영역의 치수가 약 1 : 1인 곳에서 최대위상차가 발생한다. 위의 설계과정을 근거로 설계한 변위기의 치수가 <표 1>과 같다.

<표 1> 최종적으로 계산된 변위기의 치수 및 변위량

<Table 1> The calculated design paramters and total phase shift.

변위기	W[mm]	σ [mm]	δ [mm]	a [mm]	degree/cm
A	7.7	0.5	1.1	1.15	123
B	7.7	0.4	1.0	1.45	107

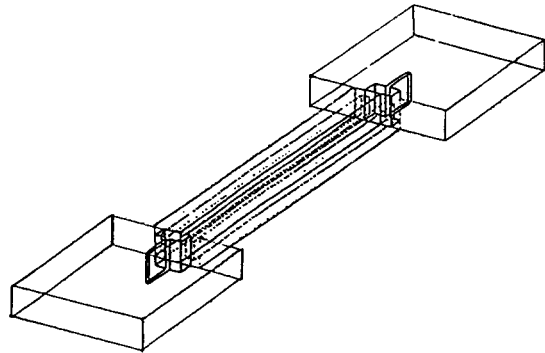
본 연구에서 사용한 유전체는 유전율이 31인 D-30이고, 페라이트는 Trans-Tech사의 TT73-2200이다. A변위기는 최대위상차를 얻도록 설계한 것이고, B변위기는 페라이트의 폭을 줄임으로써 스위칭 전력면에서 유리하도록 설계한 것이다.

III. $\lambda/4$ 2단 임피던스 정합 변환기 설계 및 제작

[그림 7]은 페라이트가 장착된 부분과 빈 도파관 사이의 임피던스를 정합시키기 위해 삽입된 $\lambda/4$ 2단 임피던스 정합변환기이다.

페라이트가 장착된 부분에서의 전파상수를 2-2절에 있는 특성방정식을 이용하여 구하고, 이 전파상수로부터 페라이트가 장착된 부분의 파동 임피던스를 구한다. 그리고 페라이트가 장착된 부분의 파동 임피던스와 빈도파관 부분의 파동 임피던스를 정합시키는 방법을 취하였다[14]. 위의 과정은 단순히 파동 임피던스를 정합시켰기 때문에 [그림 7]에서 보듯이 임피던스 정합 변환기 옆의 도파관 불연속면을 고려하지 못하였고 또한 페라이트를 슬랩모델로 해석하였기 때문에 본래의 토로이드 형태를 고려하지 못하였다. 이를 고려하기 위해 HP사의 시뮬레이션 tool

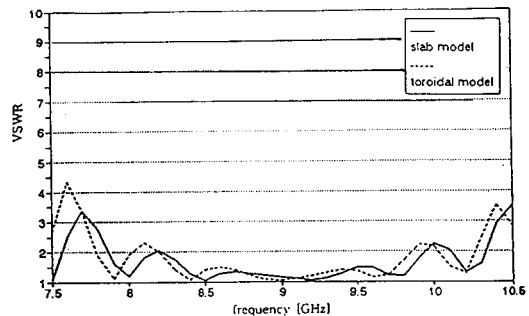
인 HFSS (High Frequency Structure Simulator) 를 이용하였다.



[그림 7] 2단 임피던스 정합 변환기

[Fig. 7] Two-section quarter-wave impedance matching transformer.

[그림 8]의 실선은 도파관의 불연속면으로 인해 중심주파수(9.3GHz)로부터 1.2GHz 낮은 주파수에서 정합된 것을 중심주파수에 정합되도록 재설계하여 시뮬레이션한 결과이고, 점선은 이를 바탕으로하여 토로이드 형태를 고려한 시뮬레이션 결과이다. [그림 8]에서 보듯이 슬랩 모델이건 본래 토로이드 경우이건 임피던스를 정합시키는데는 큰 영향을 미치지 않음을 알 수 있는데, 이는 슬랩모델과 본래 토로이드 경



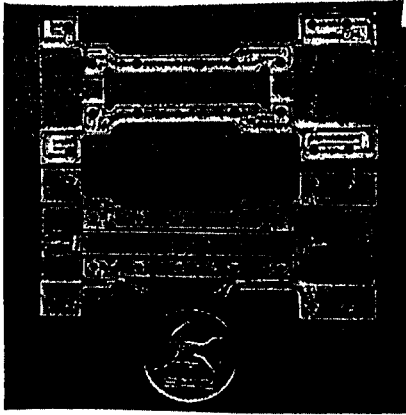
[그림 8] 슬랩 모델과 토로이드 모델의 시뮬레이션

[Fig. 8] Simulated plots for slab model and toroid model.

우 전파상수가 거의 일치하기 때문이다.

IV. 변위기 제작 및 특성 실험

[그림 9]는 실제 제작한 변위기이고, [그림

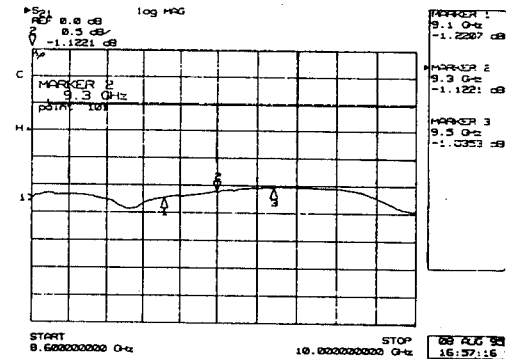
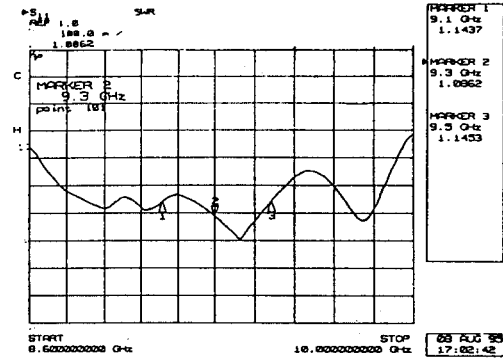


[그림 9] 실제 제작한 변위기
[Fig. 9] Photograph of the twin-toroid ferrite phase shifter.

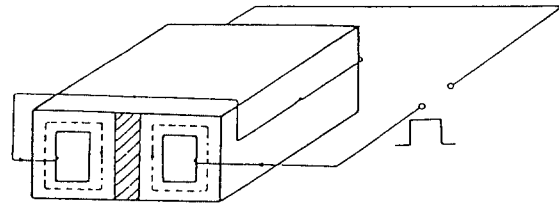
10] 은 제작한 변위기의 정재파비 및 삽입손실의 측정결과이다.

정재파비는 대역내에서 1.16 이하로, 삽입손실은 대역내에서 1.2dB 이하로 측정되었다. 상용 제품과 비교할 때 정재파비는 비슷해 매우 우수하나 삽입손실은 0.4dB 정도 크게 나타나고 있는데 페라이트 재료를 현재의 Lithium 계열에서 Yttrium 계열로 바꾸면 Yttrium 계열의 저손실 특성 때문에 0.3dB 이상의 삽입손실 개선이 기대된다.

[그림 11]은 페라이트를 자화시키기 위한 도선의 연결방법이고, [그림 12]는 전류커맨드를 최대(255)로 주었을 때 변위기 구동회로 [15,16]의 출력 파형을 나타낸 것이다. 이때의 스위칭 시간은 [그림 3]에서 설명했듯이 원하는 변위차를 얻기 위한 자화, 역자화 시간을 의미하며 7.5 μ sec 이다.

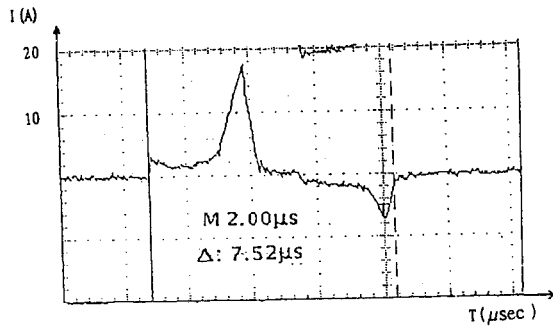


[그림 10] 측정한 정재파비 및 삽입손실
[Fig. 10] Measured VSWR and insertion loss characteristics of the phase shifter as a function of frequency.



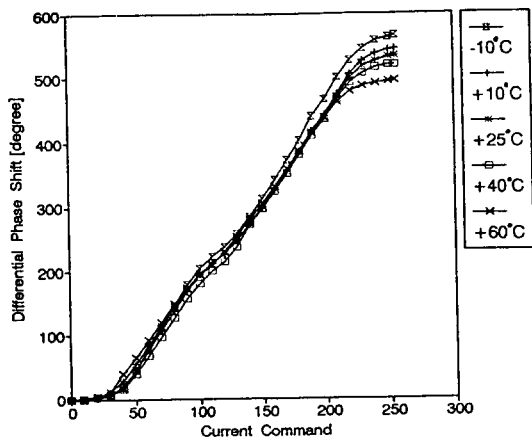
[그림 11] 페라이트를 자화시키기 위한 도선의 연결방법
[Fig. 11] Twin-toroid phase shifter showing arrangement of drive wire.

페라이트는 온도가 올라갈수록 잔류자화값이 작아져 변위차량이 적어지게 된다. 그러므로, 온도변화에 관계없이 일정한 변위차량을 얻기 위



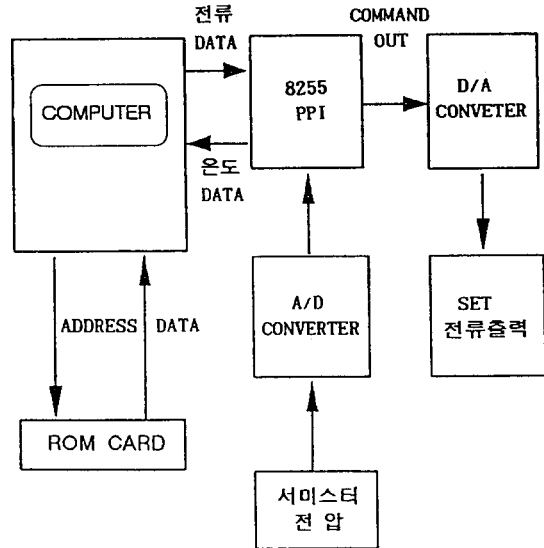
[그림 12] 전류 커맨드를 최대(255)로 주었을 때의 전류파형
 [Fig. 12] Set and reset waveform when current command is maximum(255).

해서는 온도 보상 기법[16]이 필요하다. 이를 위해 먼저 변위기를 항온조에 넣고 각 온도에 따라 8 bit 전류 커맨드(0~255)를 변화시키면서 변위차량을 측정하였다. [그림 13]은 각각의 온도 (10°C, +°C, +25°C, +40°C, +60°C) 에서 전류 커맨드에 따른 변위차 곡선을 나타내고 있다. 360°의 변위차를 제어하기 위해 변위차량이 선형적인 구간(100° ~ 460°)을 택하여 변



[그림 13] 온도에 따른 변위차 곡선
 [Fig. 13] Measured differential phase shift as a function of current command for several temperatures.

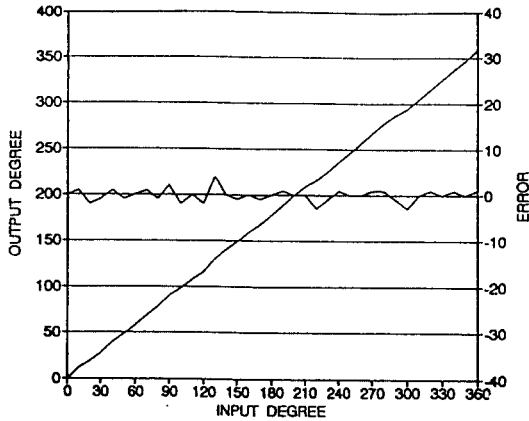
위차량 각도에 해당하는 전류 커맨드를 읽고, 그 값을 ROM에 저장한다. [그림 14]는 온도에 따른 변위차를 보상하기 위한 인터페이스 블록선도이다.



[그림 14] 온도보상을 위한 인터페이스 블록선도
 [Fig. 14] Interfacing block diagram for temperature compensation.

컴퓨터 키보드로부터 사용자가 원하는 변위차량을 입력시키면 변위기에 장착된 써미스터가 페라이트의 온도를 감지하고 A/D 컨버터와 8255를 통해 ROM에 있는 입력 위상과 온도에 해당하는 번지수를 찾고, 그 번지수에 있는 전류 커맨드 데이터 값을 읽는다. 이 데이터 값은 8255와 D/A 컨버터를 통해 페라이트를 자화시키기 위한 적절한 크기의 전류로 출력된다. 온도가 올라감에 따라 페라이트의 잔류자화값이 작아지기 때문에 일정한 변위차량을 얻기 위해서는 더 많은 전류를 출력하게 된다. 이 출력 전류로 변위기내의 페라이트를 자화시키고 원하는 변위차량을 얻게 된다. 이 입력 위상 대 출력 위상값의 차이가 예러가 된다.

[그림 15]는 +60°이고 수신모드일 때 입력



[그림 15] 수신모드, +60°C일 때 입력 위상 대 출력 위상과 에러
 [Fig. 15] Input degree versus output degree and error for transmit mode, +60°C.

위상 대 출력 위상, 그리고 이들 사이의 에러를 나타내었다. 측정결과 최대 $\pm 4^\circ$ 의 오차를 보였는데 이는 ROM에 전류 커맨드 데이터를 저장할 때 소수점 이하를 고려하지 못한데서 기인한 것으로 생각된다.

V. 결 론

본 연구에서는 페라이트를 이용한 변위기중 비가역성 쌍트로이드 페라이트 변위기를 설계, 제작하고 그 특성을 측정하였다. 제작한 변위기의 정재파비는 대역내에서 1.16이하로 매우 우수한 특성을 보였다. 삽입손실은 1.2dB 이하로 약간 큼을 알 수 있었고 이에 대한 개선책을 제시하였다. 페라이트의 특성이 온도 변화에 종속적이기 때문에 이를 보상하기 위한 온도보상기법을 제시하였으며, 온도보상기법을 실현하기 위한 소프트웨어 및 하드웨어를 구현하였다. 온도보상기법을 통한 온도보상 실험결과 최대 $\pm 4^\circ$ 의 오차를 얻을 수 있었다. 이 오차를 줄이기 위해서는 더욱 정밀한 데이터 처리 및 반복 측정을 통한 더욱 정밀한 보상기법이 강구되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] A. G. Fox, "An Adjustable Waveguide Phase Changer," *Proc. IRE*, Vol. 35, December 1947, pp. 1489-1498.
- [2] L. Stark, "A Helical Line Scanner for Beam Steering Linear Array," *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 15, April 1957, pp. 211-216.
- [3] F. Reggia and E. G. Spencer, "A New Technique in Ferrite Phase Shifting for Beam Scanning of Microwave Antennas," *Proc. IRE*, Vol. 45, November 1957, pp. 1510-1517.
- [4] R. W. Burns and L. Stark, "PIN Diodes Advance High Power Phase Shifting," *Microwaves*, Vol. 4, November 1965, pp. 38-48.
- [5] M. I. Skolnik(ed.), *Radar Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1970.
- [6] W. E. Hord and C. R. Boyd, "Simultaneous Dual-Polarization Ferrite Phase Shifter," *IEEE Int. Microwave Symp. Digest*, 1986, pp. 727-730.
- [7] B. Glance, "A Fast, Low-Loss Low Drive 14-GHz Microstrip p-i-n Phase Shifter," *IEEE Trans. on MTT*, Vol. 28, June 1980, pp. 669-671.
- [8] K. B. Bhasin and D. J. Connolly, "Advances in GaAs Monolithic Integrated Circuit Technology for Space Communication Systems," *IEEE Trans. on MTT*, Vol. 34, October 1986, pp. 994-1001.
- [9] Shiban K. Koul and Bharathi Bhat, *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifter*, Artech House Inc., 1991, pp. 105-240.
- [10] 박동철 외 3인, "페라이트 위상변위기의 이

론적 해석 및 설계," 상공자원부 1차년도 최종보고서, 1994.

[11] Smith and Carpentier, *The Microwave Engineering Handbook, Volume 2*, Chapman and Hall, 1993.

[12] W. P. Clark, "TE-Mode Solutions for Partially Ferrite Filled Rectangular Waveguide using ABCD matrices," *IEEE Int. Conv. Record*, Vol.14, Part 5, March 1966, pp. 39-48.

[13] 박동철 외 3인, "페라이트 위상변위기의 이론적 해석 및 설계(II)," 상공자원부 2차

년도 최종보고서, 1995.

[14] Karl H. Hering, "Quarter Wave Transformer for a Digital Ferrite Phase Shifter," *Microwave Journal*, January 1968, pp. 67-69.

[15] J. Dibartolo, W. J. Ince and D. H. Temme, "Flux-Drive Control Circuit for Latching Ferrite-Phase Applications," *Microwave Journal*, September 1972.

[16] 박동철 외 4인, "변위기용 세라믹 재료의 마이크로파 특성측정 및 평가 기법연구 (III)," 국방과학연구소 연구보고서, 1994.

이 기 오



1994년 2월 : 충남대학교
전자공학과 학사
1996년 2월 : 충남대학교
전자공학과 석사
1996년 3월~현재 :
국방과학 연구소 4본부
2부 1실
[주 관심 분야] Phased
Array Antenna, Microstrip
Array Antenna, Waveguide

Slot Array Antenna.

박 동 철



1974년 2월 : 서울대학교
전자공학과 (공학사)
1976년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 (공학석사)
1984년 12월 : University
of California, Santa Barbara
(공학박사)
1976년 3월 ~ 현재 : 충남

대학교 전자공학과 교수

[주 관심 분야] 수동초고주파공학, 안테나 및 전파
전파, EMI/EMC