

# 자속밀도 제어형 페라이트 도파관 변위기 설계 및 제작

## (Design and Implementation of Flux-Driven Waveguide Ferrite Phase Shifters)

金東奭\* · 朴東徹\*\* · 李鎔熙\* · 金允溟\*\*\*

(Dong-Seok Kim, Dong-Chul Park, Yong-Hee Lee, Yun-Myung Kim)

### 요 약

트윈슬랩 모델 이론을 이용하여 자속밀도 제어형 페라이트 도파관 변위기를 설계 실험하였다. 설계·제작한 변위기의 측정 결과, 변위차는 이론적 계산치에 비해 8-9% 작게 나타났다. Trans Tech사의 TT73-2200 페라이트를 이용한 변위기의 삽입손실과 VSWR은 통과대역 내에서 각각 0.45dB와 1.25이하로 만족할 만한 수준이었고, 임피던스 정합 변환기를 2단으로 사용한 경우에는 큰 삽입손실의 증가없이 대역폭을 현저히 증가시킬 수 있었다. TT73-2900 페라이트를 사용한 변위기는 표준도파관 보다 높이가 낮아진 도파관을 사용하여 고차모드 발생을 억제시킴으로써 좋은 효과를 얻을 수 있었다.

### Abstract

Flux-drive waveguide phase shifter is designed by twin-slab model. Measured differential phase shifts are smaller than the theoretical values by 8-9 percents. Measured insertion loss and VSWR of the phase shifter using TT73-2200 ferrite are less than 0.45dB and 1.25 respectively, within pass band. The phase shifter using double-step transformer shows wider bandwidth characteristics. Finally, the reduced-height waveguide phase shifter using TT73-2900 ferrite shows very efficient suppression of higher-order modes.

### I. 서 론

위상배열 안테나(phased array antenna)의 핵심적인 부품은 변위기(phase shifter)이다. 변위기는 위상배열 안테나에서 복사 빔의 방향을 원하는 방향으로 조향하는 역할을 하며 주로 페라이트(ferrite)나 핀 다이오드를 이용하여 제작된다. 변위기는 손실이 작고 큰 전력을 취급할 수 있어야 하며, 위상을 바꾸어 주는 속

도가 빠르고 적은 에너지로도 스위칭이 가능해야 한다. 다이오드를 이용한 변위기는 스위칭 속도가 빠르지만 구동전력이 많이 소요되고 주파수가 높아질수록 삽입손실이 큰 단점이 있다. 이에 비해 자성체인 페라이트를 이용한 변위기는 스위칭 속도도 양호하고 잔류자화를 이용하여 스위칭 에너지가 적게 들 뿐만 아니라 손실이 적고 큰 전력을 취급할 수 있다. 특히 페라이트 도파관 변위기는 변위기 양 끝에 붙어 있는 도파관 자체가 복사소자의 역할을 할 수 있고 평면상에 2차원으로 배열시키기에 적합한 구조이므로 위상배열 레이다 및 위성 안테나에 널리 사용되어 왔다.<sup>[1]</sup>

\*정회원, 국방과학연구소

\*\*정회원, 충남대학교 전자공학과

\*\*\*정회원, 단국대학교 전자공학과

본 논문에서는 디지털 전류에 의해 제어되는 자속 밀도 제어형 변위기를 설계, 제작, 실험하였다. 참고 문헌<sup>[2, 3, 4, 5]</sup>의 트윈슬랩 모델 이론을 이용하여 도파관형 페라이트 변위기를 해석하여 자속밀도 제어형 페라이트 도파관 변위기를 설계하였으며, 참고문헌<sup>[6, 9]</sup>의 이론을 토대로 임피던스 정합용 변환기를 설계하였다. 변위기는 X-밴드에서 동작하도록 설계 제작되었고, 회로망 분석기(network analyzer)를 이용하여 변위차를 측정하고 이론치와 비교하였다. 또한 변위차 제어용 전류제어 스위칭 회로를 변위기에 연결시켜 전류 펄스의 크기와 변위차와의 관계를 고찰하였다. 제작된 변위기의 삽입손실과 VSWR 특성을 측정 한 결과 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었고, 2단 임피던스 정합용 변환기를 이용한 경우에는 현저한 대역폭 확장을 관찰 할 수 있었다. 또한 높이가 낮은 도파관을 이용한 변위기는 고차모드(higher-order mode)의 억제에 효과적임을 확인하였다.

## II. 자속밀도 제어형 변위기의 동작원리 및 설계이론

토로이드 구조인 페라이트의 중요한 전기적 특성으로는 히스테리시스(hysteresis)와 이방성(anisotropy)을 들 수 있다. 먼저, 히스테리시스 곡선에서 보자력 성질을 이용하면 적은 에너지로도 변위차 제어를 위한 스위칭이 가능하다. 토로이드형 페라이트는 외부에서 일단 필요한 에너지를 가해주면 계속해서 에너지를 가해주지 않아도 어느 일정한 잔류자화값(remanent magnetization)을 가지기 때문이다. 이러한 상태를 래치(latch)라 부르는데, 래치상태를 이용하여 변위기를 작동시키면 펄스형태의 전류를 이용하여 스위칭이 가능하다. 다음으로 페라이트의 이방성 때문에 투자율이 텐서(tensor)로 표시되므로 변위기를 지나는 전자파의 전파상수(전파속도)는 페라이트의 자화방향 혹은 전자파의 진행방향에 따라 달라진다. 결국 페라이트의 자화방향과 그 크기를 변화시켜서 원하는 변위차를 얻을 수 있고 위상을 제어하려면 토로이드 내부를 관통하는 스위칭 도선에 인가시키는 펄스 형태 전류의 크기와 방향을 조절해 주면 된다.

그림 1은 페라이트 토로이드의 일반적인 히스테리시스 루프를 나타낸 것이다.  $4\pi M_s$ 는 포화 자화값(saturation magnetization),  $4\pi M_{max}$ 는 인가된 최대 자장

에 대한 자화값,  $4\pi M_r$ 은 잔류 자화값(remanent magnetization)을 의미하며,  $H_c$ 는 보자력(coercive force),  $H_D$ 는  $4\pi M_{max}$ 를 주기 위한 자장의 세기로 보통  $H_c$ 의 5배 정도되는  $H_D$ 를 인가하면 자화는 메이저 루프(major loop)를 따라 진행된다. 디지털형 변위기에 있어서는  $H_D$ 를 만들어 주기에 충분한 크기의 펄스를 인가하고 반대 방향의 자화를 위해서는 전류펄스의 크기는 그대로 두고 방향만 바꾸어 흘려주게 된다. 이와는 달리 자속밀도 제어형 변위기는 메이저 루프상의 최대 잔류자화값을 기준으로 잡고 전류를 인가하여 마이너 루프상에서 임의의 다른 래치상태와의 전파 상수의 차이가 변위차를 주도도록 전류 펄스의 크기와 방향을 조절하여 위상을 변화시킬 수 있다.

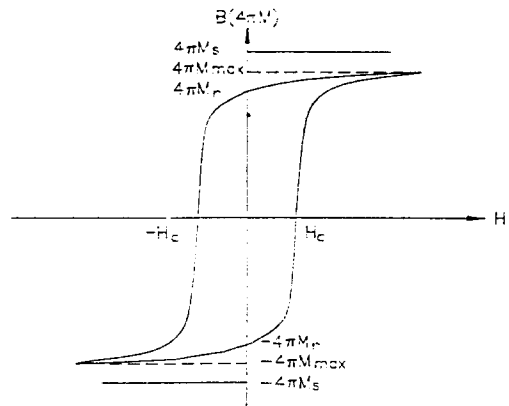


그림 1. 페라이트 토로이드의 히스테리시스 루프  
Fig. 1. Hysteresis loop of a ferrite toroid

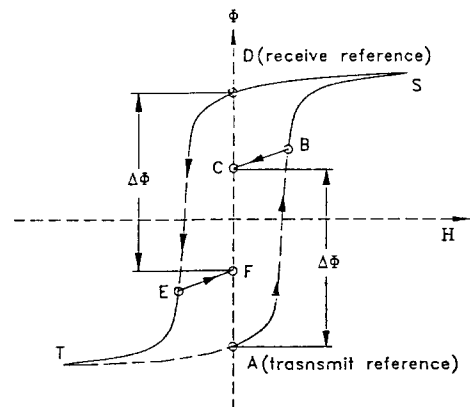


그림 2. 자속밀도 제어형 페라이트 변위기의 원리  
Fig. 2. Principle of flux-driven ferrite phase shifter

그림 2는 히스테리시스 루프에서 자속밀도 제어형 변위기의 동작 원리를 보여주고 있다. 그림에서 반시계 방향의 래치 A 상태를 기준으로 잡고 적절한 크기의 (+) 전류 펄스를 가하여 C의 래치 상태에 이르도록 하면 A-C의 차이( $\Delta\Phi$ )가 바로 변위차가 된다. 반대로 시계 방향의 래치 D 상태를 기준으로 삼으면 (-) 전류펄스를 가하여 D-F의 차이( $\Delta\Phi$ )를 얻을 수 있다. 이로부터 한 래치 상태에서 가해진 전류의 크기와 얻을 수 있는 변위차와의 관계는 히스테리시스 루프의 모양과 유사한 그래프로 나타낼 것을 예견할 수 있다. 그런데 일정한 전류펄스를 가하여 얻을 수 있는 자화값은 이전의 자화상태에 의존하기 때문에 같은 크기와 폭을 가지는 전류펄스를 이용하여 안정적으로 동일한 스위칭을 하기 위해서는 하나의 기준이 되는 상태가 필요하다. 즉 자화값을 바꿀 필요가 있을 때마다, 먼저 이 기준이 되는 자화값을 가지도록 한 후에 원하는 자화값을 가지도록 전류펄스를 가하는 것이다. 보통은 메이저루프상의 한 래치를 기준으로 사용하며 이를 위해서 충분히 큰 전류펄스를 인가해 기준이 되는 래치 상태로 옮겨주게 되며 이 전류펄스를 리셋 펄스(reset pulse)라 하고, 원하는 값의 래치 상태로 옮겨 주기 위하여 가하는 크기가 가변인 펄스를 셋 펄스(set pulse)라 한다. 그림 2에서와 같이 래치 A가 기준일 때 어떤 상태에서 C로 가고자 할 경우에는, 먼저 큰 리셋 펄스를 가하여 T-A에 이르게 한 다음 적절한 크기의 셋 펄스를 반대방향으로 가하여 C에 이르도록 하면 결국 A-C 사이의 전파상수 차이가 변위차를 주게 된다. 실제의 변위차 제어에 있어서는 한 스위칭 동작의 시작을 의미하는 펄스가 필요하여 이를 스트로브(strobe)라 하고 하나의 스트로브 펄스가 가해지면 리셋 펄스와 셋 펄스가 적절한 시간지연을 가지고 가해져서 위상변화를 얻을 수 있다.

그림 3은 자속밀도 제어형 페라이트 도파관 변위기를 보이고 있다. 유전체가 삽입된 페라이트 토로이드가 폭이 좁아진 도파관 내에 장입되어 있고 전류제어용 스위칭 도선이 이를 관통하고 있다. 페라이트 양 끝에는 유전체로 제작된 변환기가 정상도파관과 페라이트 토로이드가 장입된 폭이 좁아진도파관과의 불연속점간에 임피던스 정합을 위해 부착되어 있다. 상, 하의 구리박판은 도파관과 페라이트 사이의 접촉을 양호하게 하여 고차모드의 억압은 물론 열의 방출을 용이하게 한다.

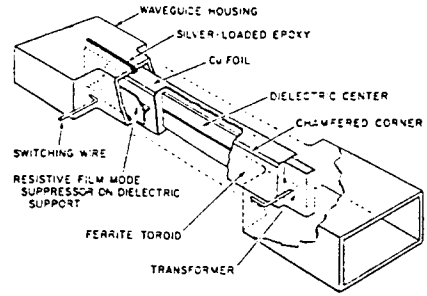


그림 3. 자속밀도 제어형 페라이트 도파관 변위기의 구조  
Fig. 3. Configuration of waveguide ferrite phase shifter

변위기의 동작 특성을 이론적으로 계산하기 위해 유전체가 삽입된 페라이트 토로이드를 그림 4와 같이 두개의 페라이트 슬랩 사이에 유전체가 끼워져 있는 트윈슬랩 모델(twin-slab model)로 간소화하여 해석함으로써 변위기의 설계방법이 연구되었다.<sup>[2,3,4,5]</sup>

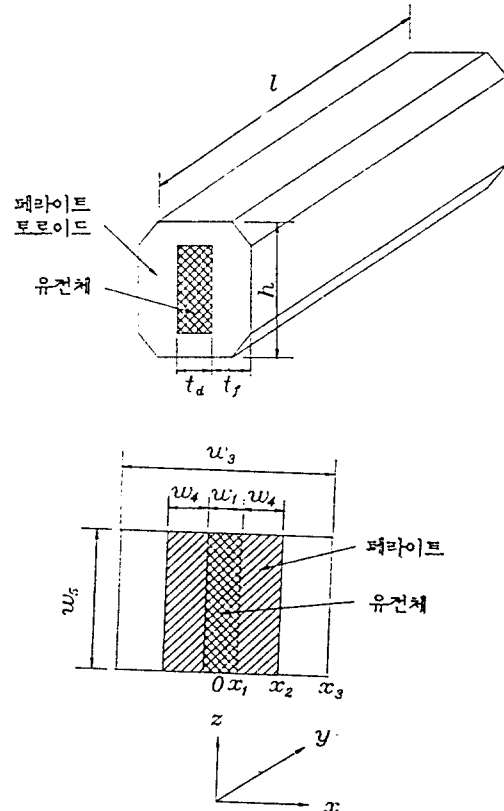


그림 4. 페라이트 토로이드의 구조(a) 및 트윈슬랩 모델(b)  
Fig. 4. Ferrite toroid with dielectric insert(a) and its twin-slab model

본 논문에서는 참고 문헌<sup>[3]</sup>에 나타난 특성방정식을 이용하여 정규화된 전파상수(normalized wave number)를 구함으로써 변위기를 설계하였다. 이 특성방정식은 사용주파수, 페라이트 토로이드의 잔류자화값 및 칫수, 삽입 유전체의 폭과 상대 유전율, 도파관의 폭 등의 함수로 표현된다. 따라서 변위기의 설계는 주어지는 몇개의 변수를 특성방정식에 대입하여 최적의 동작 특성을 갖는 페라이트, 유전체 및 도파관의 폭을 결정하는 문제로 귀착된다. 이렇게 하여 결정된 변수들을 다시 특성방정식에 대입하면 페라이트의 두 가지 자화 방향에 따른 두개의 정규화된 전파상수를 구할 수 있다. 변위차는 두 전파상수의 차에 토로이드의 길이를 곱한 양에 비례하며 최대변위차가 360° 이상이 되도록 길이를 정한다.

### Ⅲ. 자속밀도 제어형 페라이트 도파관 변위기의 설계

페라이트 도파관 변위기의 설계는 먼저, 적절한 페라이트 및 유전체를 선정하여 특성방정식을 이용하여 원하는 변위차를 줄 수 있는 폭과 길이를 결정하고, 페라이트 토로이드가 삽입될 영역의 도파관 폭을 설계한 다음, 마지막으로 임피던스 정합용 변환기의 폭과 길이를 정한다.

일반적으로 자속밀도 제어형 변위기에서는 히스테리시스 루프의 기울기가 작은 자성특성이 변위차를 제어하기 편리하기 때문에 더 유리하다. 자속밀도 제어형 페라이트 변위기의 경우는 한개의 토로이드에서 얻을 수 있는 최대 변위차가 360° 이상이 되어야 하므로 저 손실과 낮은 스위칭 에너지 면에서 볼 때 자화값이 적절히 큰 재질이 적합하다. 또한 선폭(line

width,  $\Delta H$ )이 크면 취급 전력면에서는 유리하지만 손실이 증가하므로 적절한 값을 선정할 필요가 있다. 이러한 몇 가지 기준에 비추어 자속밀도 제어형에 적합하다 생각되는 Trans Tech 회사의 TT73-2200, TT73-2900 두 종류의 페라이트를 설계하였다. 표 1에는 설계된 토로이드의 재질과 칫수가 나타나 있다. 표에서  $\epsilon_r$ ,  $\epsilon_d$ 는 각각 페라이트와 삽입된 유전체의 비유전율을 나타낸다.

그런데 변위기가 실제사용에 적합하려면 원하는 대역서 변위차의 값이 일정해야 한다. TE<sub>10</sub> 모드에서는 도파관의 폭에 따라서 분산특성이 달라지므로 적절한 폭을 선택하면 원하는 대역서 주파수에 따른 변위차가 일정한 특성을 얻을 수 있다. 그림 5에는 도파관 폭에 따른 변위차의 주파수 특성이 나타나 있는데 도파관 폭이 표준도파관보다 줄어들어 0.35 $\lambda_0$ -0.

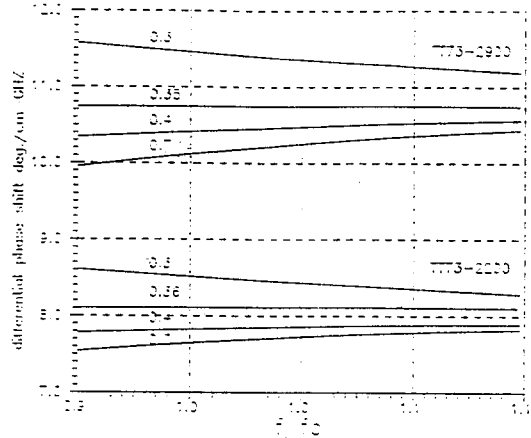


그림 5. 도파관 폭에 따른 변위차의 주파수 특성  
Fig. 5. Frequency characteristics of differential phase shift vs. waveguide width

표 1. 페라이트 토로이드의 재질 및 설계된 칫수

Table 1. Parameters of selected ferrites and designed dimensions

페라이트	재 질	칫 수
TT73-2200	포화자화값 ( $4\pi M_s$ ) = 2200 gauss 잔류자화값 ( $4\pi M_r$ ) = 1474 gauss $\epsilon_r = 15.8$ $\epsilon_d = 16$	$t_d = 1.32$ mm $t_r = 1.525$ mm $h = 9.91$ mm $l = 58.4$ mm
TT73-2900	포화자화값 ( $4\pi M_s$ ) = 2200 gauss 잔류자화값 ( $4\pi M_r$ ) = 1474 gauss $\epsilon_r = 15.8$ $\epsilon_d = 16$	$t_d = 1.32$ mm $t_r = 1.525$ mm $h = 7.87$ mm $l = 52.1$ mm

36.70일때 주파수에 거의 무관하게 일정한 변위차를 주는 특성을 갖는 것을 볼 수 있다.

페라이트 도파관 변위기에는 구조적으로 불연속이 존재하여 전자파의 반사가 일어나고 고차모드의 발생을 유발시킨다. 따라서 반사를 줄이고 고차모드의 발생을 억제하기 위해서 임피던스 정합용 변환기를 사용한다. 고차모드에 의한 영향은 변위기의 주파수에 따른 삽입손실이나 반사손실 특성 곡선에 갑작스런 스파이크(spike)가 생기는 현상으로 나타나며 이런 현상은 고차 모드의 공진에 기인한다. 고차 모드의 공진 현상을 줄이거나 없애기 위해서 도파관의 높이를 조절해 통과 가능한 고차모드의 수를 줄이거나 없앨 수 있다.<sup>[8,9]</sup> 전파모드는 TE 모드이므로 도파관의 높이를 줄이면 기본 모드의 전파특성에는 영향을 주지않고 변위특성에도 영향이 없다. 그러나 비대칭 구조에서 발생하는 고차모드 중에는 높이 방향의 변화를 갖는 모드도 있으므로 이러한 모드들은 도파관의 높이를 낮추어 억압할 수 있다.

정상도파관과 폭이 좁아진 도파관 사이의 불연속이 있는 곳에 임피던스 정합을 위해  $\lambda/4$  변환기가 널리 사용되고 있으며 본 논문에서도 유전체를 이용한  $\lambda/4$  변환기를 페라이트 양 끝에 연결시켜 정상도파관 속에 유전체 도막이 있도록 하였다. 변위기에 사용되는 변환기의 설계는 적절한 상대 유전율을 갖는 유전체를 선택하여 그 폭과 길이를 구하는 것이다. 1단 변환기의 설계에서 변환기의 폭과 길이는 특성방정식에서 페라이트의 폭을 영으로 접근시켜서 유전체가 채워진 경우에 대해 해를 구함으로써 각 칫수를 결정할 수 있다.<sup>[6]</sup> 2단 변환기의 설계는 참고 문헌<sup>[7]</sup>의 다단 변환기 설계 이론을 이용하였는데 먼저 Tchebyshev 변환기의 특성을 만족하는 각단의 파동 임피던스를 구한 후 이 임피던스 값을 갖도록 유전체의 폭을 특성방정식으로부터 구하고 이때 변환기의 길이는 각 단에서 계산되어지는 관내 파장의 1/4로 한다.

표 1의 재질과 칫수의 제한조건에서 설계된 두 변위기에 대해 변위차를 계산한 결과 TT73-2200을 이용한 변위기는 최대 변위차가 490°, TT73-2900을 이용한 변위기는 595°로 계산되었으며, 이러한 이론치들은 트윈 슬랩 모델을 이용한 계산치들이므로 실측값은 이보다 줄어 들 것으로 예상된다. 트윈슬랩 모델은 실질적으로 변위차에 기여하지 못하는 페라이트

영역까지도 계산에 고려된 이상적인 모델이기 때문이다. 따라서 정확한 변위차의 계산은 수정요소를 고려해야 한다.<sup>[3]</sup>

#### IV. 실험 및 고찰

먼저 앞에서 설계된 페라이트 도파관 변위기를 제작하고 또한 이를 제어하기 위하여 제작한 스위칭 회로를 이용하여 변위차를 측정하여 보았다. 스위칭 회로는 8-비트의 2진 입력을 받아 이를 D/A 컨버터를 통하여 아날로그로 바꾸어 이 값이 전류로 증폭되어 페라이트 토로이드를 관통하는 도선에 흐르도록 구성하였다. 설계된 두 변위기의 전류변화에 따른 변위차 관계를 얻기 전에 충분히 큰 전류 펄스를 가하여 최대 변위차를 측정 한 결과 TT73-2200 페라이트를 이용한 변위기는 측정된 최대 변위차가 450°였고 TT73-2900 페라이트를 이용하여 제작한 변위기는 540°였다. 측정된 값들은 이론치보다 각각 40°와 55°정도가 작은 값들인데 이러한 결과는 앞에서 예견한 대로 트윈슬랩 모델의 부정확성에 기인하는 것이다. 다음으로 전류펄스의 크기의 변화에 따른 변위차를 측정 한 결과가 그림 6에 나타나 있는데 이는 리셋펄스와 셋펄스의 폭을 충분히 크게 한 상태에서 가한 셋펄스의 크기와 측정 한 변위차와의 관계이다. TT73-2200을 이용한 변위기보다는 TT73-2900을 이용한 변위기가 더 큰 전류를 필요로 하고 있으며 이

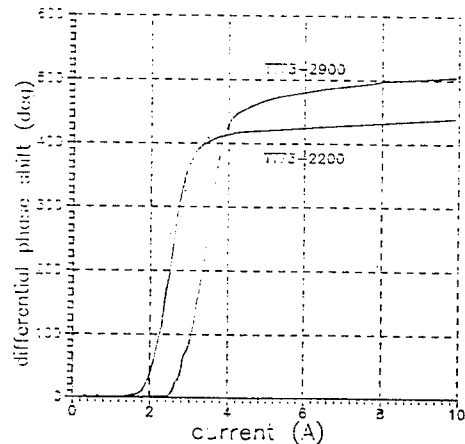


그림 6. 전류펄스의 크기와 변위차와의 관계  
Fig. 6. Differential phase shift vs. amplitude of current

는 TT73-2900 페라이트의 보자력이 더 크기 때문이다. 전체적으로 변위차 곡선이 히스테리시스 곡선의 모양을 따르고 있다.

그림 7은 스위칭 회로에서 리셋펄스 폭을 5 $\mu$ sec, 셋펄스 폭을 2 $\mu$ sec, 지연시간을 2 $\mu$ sec로 한 상태에서 TT73-2200 변위기에 대해 온도가 16 $^{\circ}$ C일때 입력데이터와 변위차와의 관계를 측정한 것이다. 이 경우 리셋펄스의 폭은 하나의 펄스에 충분히 히스테리시스 메이저 루프에 래치되도록 정한 것이고 셋펄스는 최대 변위차가 370 $^{\circ}$  정도가 되도록 정하였다. 기울기가 선형적인 부분에서는 입력값이 1씩 증가함에 따라 2.5 $^{\circ}$  정도씩 변위차가 증가하고 있다.

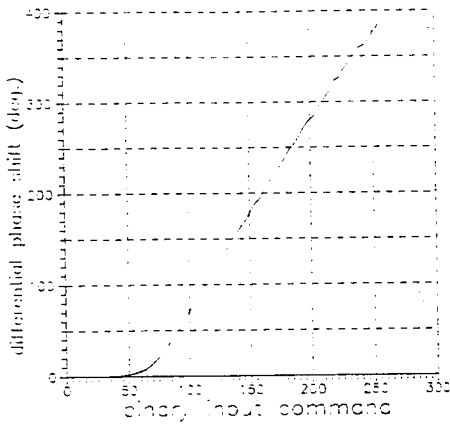


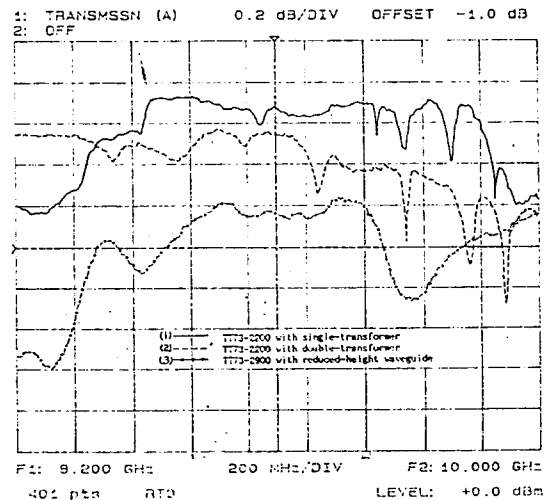
그림 7. 입력데이터와 변위차와의 관계  
Fig. 7. Differential phase shift vs. binary input command

변위기에서 삽입손실이나 반사손실을 유발시키는 원인들을 살펴보면 먼저 페라이트나 유전체 등 삽입물과 도파관 금속 재료들에 의한 것이고 다음은 변위기의 구조적인 불연속에서의 반사에 의한 것이다. 특히 페라이트에 의한 삽입손실은 선폭,  $\tan \delta_m$  등 물질적 특성에 크게 좌우된다. 우전체는 페라이트 토로이드 내에 삽입되는 것과 임피던스 정합용으로 쓰이는 것이 있는데 공히 삽입손실에는 크게 기여하지 않으나 후자의 경우는 반사손실(VSWR)에 크게 관여한다.

실험은 다음의 세가지 경우에 대해서 행하여졌다. 페라이트 TT73-2200을 높이가 표준인 도파관에 장입하고 1단 변환기를 부착한 경우와, 동일한 변위기에 1단 변환기 대신 2단 변환기를 부착한 경우, 그리고

페라이트 TT73-2900을 높이가 낮아진 도파관에 삽입하고 1단 변환기를 부착한 경우이다. 두번째의 경우는 2단 변환기를 이용했을 때의 임피던스 정합특성에서 광대역 특성을 살펴보기 위한 것이고, 세번째의 경우는 도파관 높이가 줄어들었을 경우 도파관의 높이가 고차모드 억압에 미치는 영향을 관찰하기 위한 것이다.

먼저 그림 8에서 곡선(1)은 표준형 도파관에 TT73-2200을 장입한 변위기를  $\epsilon_r = 16$ 인 유전체 D-16으로 만든 1단 변환기로 임피던스 정합시킨 후에 삽입손실과 VSWR을 측정하는 것인데 VSWR이 통과대역 내에서 1.25 이하로 유지되고 삽입손실 또한 0.45dB 이하로 유지되고 있으나 예견된 바와 같이 고차모드에 의한 많은 스파이크를 발견할 수 있다. 곡선 (2)는 TT73-2200에 2단 변환기를 부착한 변위기의 삽입손실 및 VSWR을 나타낸 것으로 1단 변환기를 이용한 경우보다 삽입손실이 전체적으로 0.4dB 정도에서 0.6dB 정도로 증가하였지만 대역폭이 현저하게 늘어난 것을 볼 수 있다. 그러나 이 경우도 역시 고차모드의 영향으로 인하여 발생하는 스파이크 현상을 볼 수 있다. 그리고 곡선(3)은 높이가 "0.4에서 0.3"로 줄어든 도파관에 TT73-2900을 삽입한 변위기에 대한 삽입손실과 VSWR 특성을 보여주고 있다. 이 경우에는 표준형 도파관을 이용한 변위기와는 달리 넓은 대역내에서 고차모드에 의한 스파이크가 전혀 보이지 않고 있고 삽입손실이나 VSWR 곡선이 아주 부드러운 것을 관찰할 수 있다. 그러나 삽입손실은



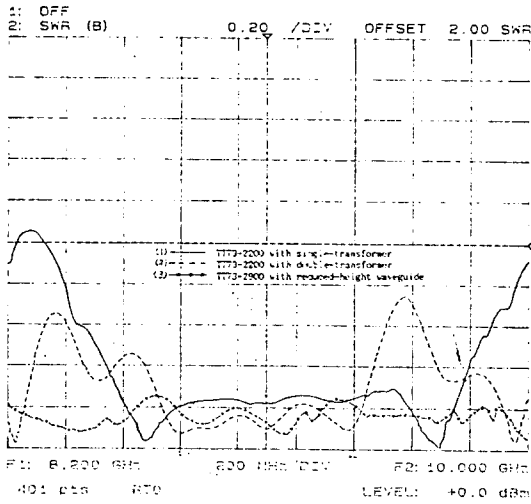


그림 8. 각 변위기의 측정된 삽입손실(a) 및 VSWR(b)  
 Fig. 8. Measured insertion loss(a) and VSWR(b) of the designed phase shifters

TT73-2200을 이용한 경우 보다 상당히 커진 것을 볼 수 있으며 이는 TT73-2900 페라이트가 TT73-2200 페라이트보다 선폭이 크고 표준 도파관과의 정합을 위해 테이퍼를 사용하면서 기인한 것으로 생각된다. 삽입손실이 크게 나타나는 부분은 주로 반사에 의한 것임을 그림으로 부터 확인할 수 있고, 만약 이 변위기에 2단 변환기를 부착한다면 넓은 대역내에서 평탄한 삽입손실과 VSWR 특성을 얻을 수 있을 것으로 생각된다.

### V. 결 론

본 연구에서는 자속밀도 제어형 페라이트 변위기와 이를 제어하기 위한 스위칭 회로를 제작, 실험하였다. 측정된 최대 변위차를 트윈슬랩 모델에 의해 계산된 이론치와 비교하였고, 제작된 스위칭 회로를 이용하여 전류 펄스의 크기와 변위차와의 관계 그래프를 구하였으며 이 그래프의 모양이 히스테리시스 루프의 모양과 비슷한 것을 알 수 있었다. 측정된 삽입손실과 VSWR 특성은 TT73-2200 변위기의 경우, 통과대역 내에서 각각 0.45dB, 1.25 이하로 유지되었다. TT73-2900 변위기의 경우는 VSWR은 1.2이하로 양호하였지만 삽입손실이 0.9dB 정도로 TT73-2200

변위기에 비해 큰 편이었는데 주된 이유는 페라이트의 손실에 의한 것이고 높이가 낮아진 도파관과 표준 도파관과의 정합을 위해 두 개의 테이퍼를 부착한 것도 부수적 원인이라고 생각된다. 그러나 높이가 낮아진 도파관을 이용하여 표준 도파관을 이용한 변위기에서 나타나는 고차모드에 의한 삽입손실이나 VSWR 곡선에서의 스파이크 현상이 없어지는 것이 확인되었다. TT73-2200에 2단 변환기를 부착했을 때는 삽입손실은 1단 변환기 경우보다 0.15dB 정도 증가하였으나 대역폭이 현저히 증가한 것을 볼 수 있었다.

위와 같은 연구 결과를 토대로 앞으로는 온도 변화에 따른 변위차 및 삽입손실값의 이론적 계산법에 관한 더 깊은 연구가 필요하다고 생각되며, 또한 페라이트의 히스테리시스 루프 측정, 스위칭 에너지의 계산 등을 통해 좀더 고속의 스위칭 회로의 연구가 이루어져야 하겠고 여기에 온도 변화에 따른 변위차의 변화를 보상할 수 있는 방법에 대한 연구가 필요하다.

### 참 고 문 헌

1. G. P. Rodrigue, "A Generation of Microwave Ferrite Devices," IEEE Pro., vol. 76, no. 2, Feb. 1988.
2. B. Lax, K. J. Button, and L. M. Roth, "Ferrite Phase Shifters in Rectangular Wave Guide", J. Appl. Phys., vol. 25, no. 11, 1954.
3. W. J. Ince and E. Stern, "Nonreciprocal Remanence Phase Shifter in Rectangular Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-15, pp. 87-95, Feb. 1967.
4. E. Schlömann, "Theoretical Analysis of Twin-slab Phase Shifter in Rectangular Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-14, pp. 15-23, Jan. 1966.
5. W. P. Clark, K. H. Hering, D. A. Charlton, "TE-mode Solutions for Partially Ferrite Filled Rectangular Waveguide using ABCD Matrices", IEEE International Convention Record, vol. 14, Part 5, pp. 38-48, Mar. 1966.
6. Shen-Chuan Zhu and En-Shen Lü, "The Whole Design and Synthetical Analysis of the

Waveguide Ferrite Phaser," IEEE Trans. Magnetics, vol. Mag-22, pp. 72-78, Sep. 1986.

7. G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, New York : McGraw-Hill, 1964.
8. 국방과학연구소, "페라이트 도파관 변위기 국산화 연구(1차년도 보고서)," 1988. 5.
9. 국방과학연구소, "마이크로파 부품 국산화 연구 (제1권 : 페라이트 도파관 변위기)," 1990. 5.