벡터 모듈레이터형 광대역 위상 변위기의 설계 및 제작

Design and Fabrication of Broadband Phase Shifter Based on Vector Modulator

류 정 기 · 오 승 엽

Jeong-Ki Ryoo · Seung-Hyeub Oh

요 약

본 논문에서는 4개의 다이오드 감쇠기, 비대칭 커플드 라인 커플러, 대칭 커플드 라인 커플러 및 전력 합성기를 이용한 벡터 모듈레이터형 광대역 아날로그 위상변위기를 구현하였다. 가격, 회로의 크기 및 수동소자의 수에 그 장점이 있는 간단한 구조를 제안하였다. P-I-N 다이오드 감쇠기의 감쇠량에 따른 위상변화를 수식적으로 표현하여, 전체회로를 최적화 하였다. 제작된 위상변위기는 1 GHz~3 GHz 주파수 대역에서 360° 위상변화를 나타내며, ±8.2° 의 최대 위상 오차 및 16±2.5 dB의 삽입 손실을 나타내었다.

Abstract

In this paper, A Vector Modulator based a wideband analog phase shifter is realized with four P-I-N diode attenuators, an asymmetric coupled line coupler, a symmetric coupled line coupler, and a power combiner. Simple configuration to have advantages in cost, size, power, and the number of passive circuits is presented. The phase variation due to phase and amplitude error of a P-I-N diode attenuator is derived and used to optimize the overall circuit. The phase shifter shows a total phase shift of 360° , a 8.2° maximum phase error, and a 16±2.5 dB insertion loss over the wide frequency range of 1 GHz to 3 GHz.

Key words : Phase Shifter, PIN diode, Attenuator, Vector Modulator

Ⅰ. 서 론

위상변위기(Phase Shifter)는 마이크로 웨이브 입력신호의 감쇠 없이 위상을 조절하는 2단자 소자로 위성통신, 위상배열안테나 및 레이더 시스템, 마이크로웨이브 장비 및 측정 시스템등에서 다양한 용도로 사용되는 핵심 모듈 중의 하나이다. 전자적으로 제어 가능한 위상변위기가 개발되기 이전인 1950년대에는 고정위상변환 또는 가변위상변환을 얻기 위한 거의 모든 위상변위기가 기계적인 방법으로 위상을 조절하였으나, 1952년에 Reggia와 Spenser에 의해 처음으로 전자적인 형태의 페라이트 위상변위기가 제작되었고, 1960년대에는 R.V. Garver 및 J. F. White에 의해 P-I-N 다이오드 위상변위기가 제안된 후[1],[2], 1980년대에 들어 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit) 공정 기술의 발달로 이를 이용한 위상변위기 연구가 현재까지 활발히 진행되고 있다.

위상변위기는 구현 방법에 따라 아날로그와 디지털 위상변위기로 분리되어진다. 디지털 위상변위기는 P-I-N 다이오드 또는 MESFET 등의 전자 스위치를 이용하여 구현하고, 그 기본 구조로는 가변선로형, 하이브리드 커플러형, 부하선로형 및 집중형 소자를 이용한 고역통과 저역통과 회로형 등이 있다. 이들 위상변위기의 특성은 다음과 같다. 가변선로형

충남대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungnam National University)

· 논 문 번 호 : 20030404-054

· 수정완료일자 : 2003년 6월 20일

위상변위기는 시간지연 전송선로 형태의 회로로 서로 다른 전기적 길이를 가지는 전송선로를 스위칭하여 위상변위를 발생시키며, 약 15 %의 주파수 대역폭을 갖는다. 하이브리드 커플러형은 협대역 반사소자를 이용하며, 약 10~35 %의 대역폭을 갖는다. 부하선로형은 전송선로의 종단에 서로 다른 2가지의 상태의 리액티브 소자를 스위칭하여 위상변위를 얻고, 10~40 %의 대역폭을 갖는다. 고역통과 저역통과 회로형의 위상변위는 신호가 선택 가능한 고역통과 필터 및 저역통과 필터를 통과하면서 발생되는 위상지연/위상진보에 의해 얻어진다. 이러한 위상변위기는 필터의 차수가 증가 함에 따라 대역폭을 증가시킬 수 있으나, Hybrid 형태로 제작시 삽입손실이 커서 MMIC에 적합한 위상변위기 구조이다. 일반적인 주파수 대역폭은 협대역부터 MMIC 공정을 이용한 경우 3:1 주파수 범위까지 사용 가능하다. Varactor Diode 또는 MESFET의 연속적인 가변 임피던스를 이용하는 아날로그 위상변위기는 부하선로형 및 반사형이 있고, 서로 직교하는 2벡터(I/Q-Vectors)의 합으로 구현되는 아날로그 위상변위기는 벡터 모듈레이터형이 있다. 반사형 위상변위기는 90° 하이브리드 커플러와 180° 하이브리드 커플러를 이용하여 구현되며, 설계에 의해 차이는 있겠지만 이들은 약 30 %의 주파수 대역폭을 갖는다.

본 논문에서는 서로 직교하는 두 신호의 크기를 조절하여, 조절된 신호의 합으로 위상변위를 일으키는 벡터 모듈레이터형 위상변위기를 설계 제작하였다[3],[4]. 신호의 크기를 조절하기 위한 소자로는 전기적으로 저항성분을 조절 가능한 P-I-N 다이오드 또는 MESFET 등의 소자가 있으며, 본 논문에서는 임피던스의 변화량이 상대적으로 크고 고출력에 적합한 P-I-N Diode를 이용하였다. P-I-N Diode를 이용하여 감쇠기를 제작하는 경우 저항성분 이외의 기생 성분에 의한 위상변위가 발생된다. 이를 제거하기 위한 방법으로 발란스드 구조를 이용하는 방법이 있으나, 이는 전체 감쇠기에 더 많은 수의 커플러를 필요로 하게 되어 그 크기가 커지게 된다. 크기를 줄이는 방법으로 MMIC로 제작하는 방법이 있으나 이는 제작상 복잡성 및 제작 비용의 상승 등의 단점이 있다. 이에 본 논문에서는 Hybrid 형태로 구현 가능한 간단한 구조이며 작은 수의 커플러를 이용한 광대역 위상변위기를 설계 제작하였다. 제작된 벡터 모듈레이터형 위상 변위기는 4개의 P-I-N 다이오드 감쇠기, 각각 1개의 90° 하이브리드 커플러, 180° 하이브리드 커플러(발룬), 전력 합성기 등으로 구성된다.

Ⅱ. P-I-N 다이오드 감쇠기

감쇠기에서 사용되는 P-I-N 다이오드의 모델링은 스위치에서 사용되는 다이오드처럼 순방향 바이어스에서의 임피던스와 역방향 바이어스일 때의 임피던스로 모델링 되어 해석을 할 수 없고, 다이오드에 인가되는 전류에 의해 조절되는 RF 저항으로 모델링되어 해석되어야 한다. 이를 위해서 본 논문에서는 전류에 의해 조절되는 저항과 SPICE 다이오드 모델로 구성된 Agilent에서 제공하는 APLAC P-I-N 다이오드 모델을 이용하여 ADS에서 시뮬레이션 하여 제작하였다. 전류에 의해 조절되는 저항은 ADS에서 제공하는 SDD(Symbolically Defined Device)를 이용하여 모델링하였다. 사용된 P-I-N 다이오드는 HSMP-3814를 사용하였다. 감쇠기는 4개의 P-I-N 다이오드를 이용한 PI형 감쇠기를 설계 제작하였다. 그림 1은 설계 제작된 감쇠기의 회로도를 나타낸다.

저항을 이용한 PI형 감쇠기를 전기적으로 그 임피던스가 변화되는 PIN diode를 이용한 PIN Diode 감쇠기를 설계 제작하였다. 잘 알고 있는 바와 같이 4-diode 감쇠기는 3-diode 감쇠기보다 주어진 감쇠량에서 그 사용 주파수가 2배가 되고, Even order Distortion을 상쇄시켜 주며, 회로가 대칭적으로 구성될 수 있는 장점이 있다. 위의 회로도에서 R1, R2는 series Diode에 대한 DC return 저항이며, R3 및

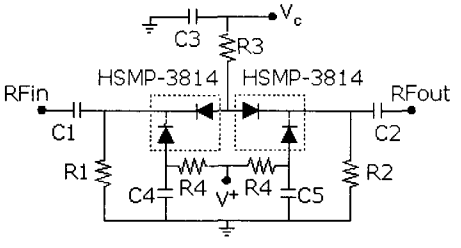

그림 1. 설계된 감쇠기의 회로도
Fig. 1. A designed attenuator circuit diagram.

R4는 series 및 shunt diode로 사용된 PIN diode의 특성을 메칭하는 저항들이다. C1, C2는 DC Block Capacitor다.

Ⅲ. Asymmetric Coupled Line Coupler

서로 그 크기가 같고 180° 의 위상차를 갖는 신호를 발생시키기 위해 본 논문에서는 위상보상 선로를 갖는 비대칭 커플러를 설계 제작하였다[6],[7]. 광대역의 특성을 갖기 위해 커플드 라인을 5단으로 설계하였고, 3 dB 커플링을 위하여 8.34 dB 탄뎀 구조의 커플러를 이용하였다. 8.34 dB 5단 커플드라인 커플러의 Even-Mode 임피던스는 각각 Z_{1oe}=94.5 Ω, Z_{2oe}=73.2 Ω, Z_{3oe}=61 Ω, Z_{4oe}=54.5 Ω, Z_{5oe}=51.3 Ω 이고, Odd-Mode 임피던스는 각각 Z_{1oo}=26.45 Ω, Z_{2oo}=34.1 Ω, Z_{3oo}=40.1 Ω, Z_{4oo}=45.9 Ω, Z_{5oo}=48.7 Ω 이다. 삽입 손실을 줄이기 위해 다층 스트립라인 구조를 이용하였다. 제작시 사용된 기판은 유전율

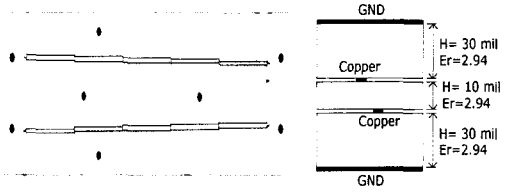

그림 2. 위상보상 선로를 갖는 비대칭 커플러의 레이아웃 및 단면도

Fig. 2. A layout and sectional plan of asymmetric coupled line coupler with phase compensation line.

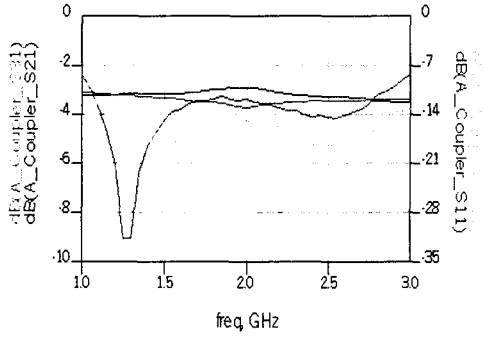

그림 3. 위상보상 선로를 갖는 비대칭 커플러의 특성

Fig. 3. Magnitude characteristic of asymmetric coupled line coupler with phase compensation line.

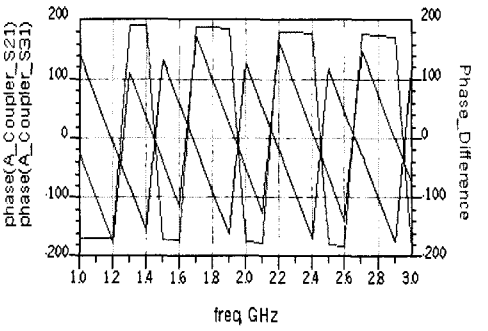

그림 4. 위상보상 선로를 갖는 비대칭 커플러의 위상 특성

Fig. 4. Phase characteristic of asymmetric coupled line coupler with phase compensation line.

2.94인 RT/duroid 6002를 이용하였다. 윗면과 아랫면은 두께가 30 mil인 기판을 사용하였고, 패턴이 인쇄된 가운데 기판은 두께가 10 mil인 기판을 사용하였다. 그림 2는 설계 제작된 커플러의 레이아웃 및 단면도를 나타낸다. 그 특성을 그림 3, 그림 4에 나타내었다.

Ⅳ. Symmetric Coupled Line Coupler

서로 다른 2신호를 90° 의 위상차를 갖는 2개의 신호로 만들기 위해 대칭 커플드라인 커플러를 설계 제작하였다. 비대칭 커플러와 같이 다층, 다단, TANDEM 구조로 제작하였다[6],[8]. 설계된 8.34 dB 5단 커플드라인 커플러의 Even-Mode 임피던스는 각각 Z_{1oe}=51.27 Ω, Z_{2oe}=57.05 Ω, Z_{3oe}=92.9 Ω, Z_{4oe}=57.05 Ω, Z_{5oe}=51.27 Ω이고, Odd-Mode 임피던스는 각각 Z_{1oo}=48.7 Ω, Z_{2oo}=43.8 Ω, Z_{3oo}=26.9 Ω, Z_{4oo}=43.8 Ω, Z_{5oo}=48.7 Ω이다. 그림 5는 설계된 커

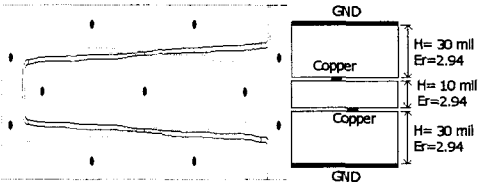

그림 5. 대칭 커플드라인 커플러의 레이아웃 및 단면도

Fig. 5. A layout and sectional plan of symmetric coupled line coupler.

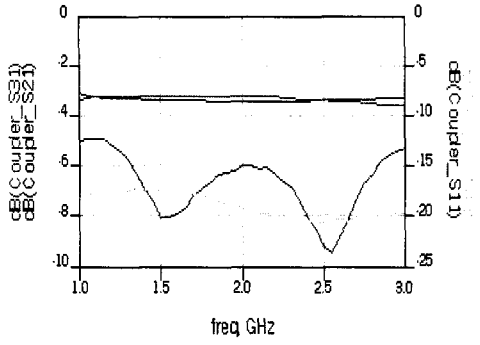

그림 6. 대칭 커플러의 특성
Fig. 6. Magnitude characteristic of symmetric coupled line coupler.

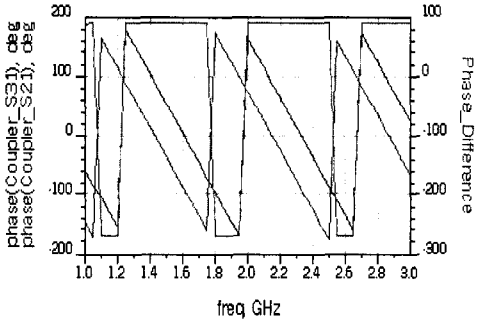

그림 7. 대칭 커플러의 위상 특성
Fig. 7. Phase characteristic of symmetric coupled line coupler.

플러의 레이아웃을 나타낸다. 그림 6, 그림 7은 대칭 커플드라인 커플러의 특성을 나타낸다.

V. Wilkinson 전력 합성기

서로 90° 의 위상차를 가지는 두 신호를 합성하기 위한 전력 합성기는 광대역 특성을 위하여 다단의 윌킨슨 전력 합성기를 설계 제작하였다[6]. 전력 합성기는 RT/duroid 6002를 이용하여 마이크로스트립 라인으로 구현하였다. 입력 포트간의 격리을 위한 서로 다른 값의 저항은 제작의 편의를 위하여 약간의 격리도 손실을 감수하고 같은 값을 사용하였다. 전력 합성기의 요구 특성은 각 입력 포트에 인가되는 신호를 위상 및 크기 변화없이 합성하는 것이므로, 약간의 격리도 손실은 감수할 수 있다. 그림 8 및 그림 9는 윌킨슨 전력 합성기의 레이아웃 및 특성이다.

그림 8. 다단 윌킨슨 전력 합성기의 레이아웃
Fig. 8. A layout of multi-section Wilkinson power combiner.

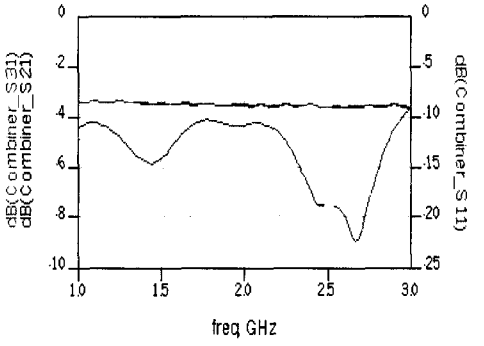

그림 9. 다단 윌킨슨 전력 합성기의 특성
Fig. 9. Magnitude characteristic of multi-section Wilkinson power combiner.

VI. I-Q Vector Modulator를 이용한 위상변위기

본 논문에서 제안한 새로운 형태의 벡터 모듈레이터를 이용한 위상변위기는 그림 10에 나타내었다[3]. 제안된 위상변위기는 Asymmetric Coupled Line Coupler, Symmetric Coupled Line Coupler, Wilkinson Power Combiner, 그리고 PIN Diode Pi-Attenuator로 구성되어진다. A, B, C, D는 각 감쇠기의 감쇠량을 나타내고, θ_A, θ_B, θ_C, θ_D 각각 감쇠량에 따른 감쇠기의 위상변화량을 나타낸다.

RF 입력 신호는 Asymmetric Coupled Line Coupler에 의해 서로 크기는 같고 180° 의 위상차이를 갖는 2개의 신호로 나뉘어진다. 각각의 신호는 감쇠량은 A, B이고 위상변화량은 θ_A, θ_B인 감쇠기를 통과하게 된다. 이들 각각의 신호는 90° 의 위상차이를 나타내며 Symmetric Coupled Line Coupler에 의해 합성된다. 합성된 두 신호는 다시 감쇠량은 C, D이고 위상변화량은 θ_C, θ_D인 감쇠기를 통과하여 Wilkinson 전력 합성기에 의해 합성된다. 이 과정중 감쇠기의 감쇠량을 적절히 조절하여 360° 의 위

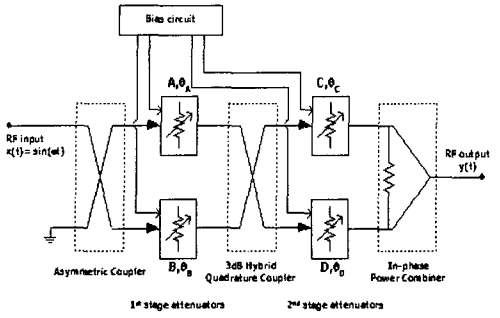

그림 10. 벡터 모듈레이터를 이용한 360° 위상변위기

Fig. 10. Vector modulator based a 360 degree phase shifter.

상변위 특성을 얻을 수 있다. 입력신호가 $x(t)=\sin(\omega t)$인 경우 출력 $y(t)$을 수식으로 나타내면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t)=\left(\frac{10^{\frac{-(A+C)}{20}}}{2}\cos(\theta_A+\theta_C)+\frac{10^{\frac{-(B+C)}{20}}}{2}\sin(\theta_B+\theta_C)-\right.$$
$$\left.-\frac{10^{\frac{-(B+D)}{20}}}{2}\cos(\theta_B+\theta_D)-\frac{10^{\frac{-(A+D)}{20}}}{2}\sin(\theta_A+\theta_D)\right)\sin(\omega t)$$
$$+\left(\frac{10^{\frac{-(A+C)}{20}}}{2}\sin(\theta_A+\theta_C)-\frac{10^{\frac{-(B+C)}{20}}}{2}\cos(\theta_B+\theta_C)\right.$$
$$\left.-\frac{10^{-\left(\frac{B+D}{20}\right)}}{2}\sin(\theta_B+\theta_D)+\frac{10^{\frac{-(A+D)}{20}}}{2}\cos(\theta_A+\theta_D)\right)\cos(\omega t) \quad (1)$$

4개의 감쇠기중 2개의 감쇠기에 의해 극좌표계에서의 사분면이 결정되고 나머지 2개의 감쇠기에 의해 위상변위가 결정된다. 각각 감쇠기의 감쇠량에 따른 사분면의 결정은 표 1과 같이 결정되어진다.

표 2는 11.25도의 위상변화를 위한 감쇠기의 감쇠량에 따른 위상변화율을 나타낸다. 감쇠기의 감쇠량은 식 (2)에 의하여 계산되었으며, 측정시 계산되어진 값을 사용하였다.

감쇠량이 증가함에 따라 감쇠기의 위상변화율이 증가함을 알 수 있다. 22.5도 간격의 위상변위를 위한 1 GHz에서 감쇠기의 최대 위상오차는 약 10도 정도이나, 11.25도의 위상변위를 위한 최대 위상오차는 약 23도 정도이므로 이로 인한 벡터 모듈레이터형 위상변위기의 위상오차는 증가하게 된다. 작은 간격의 위상변위를 위해선 위상오차가 작은 감쇠기를 사용하여야 할 것이다. 식 (2)~(5)를 이용하여, 제작되어진 감쇠기의 특성으로부터 전체 벡터 모듈레이터형 위상변위기의 위상오차를 예측할 수 있다.

또한 각각의 감쇠기의 감쇠량에 따른 위상변위는 다음의 수식에 의해 결정되어진다.

$$|y(t)|=\sqrt{(I')^2+(Q')^2} \quad (2)$$

$$\theta_y=\tan^{-1}\left(\frac{I'}{Q'}\right) \quad (3)$$

이 때,

$$I'=\frac{10^{\frac{-(A+C)}{20}}}{2}\cos(\theta_A+\theta_C)+\frac{10^{\frac{-(B+C)}{20}}}{2}\sin(\theta_B+\theta_C)$$
$$-\frac{10^{\frac{-(B+D)}{20}}}{2}\cos(\theta_B+\theta_D)-\frac{10^{\frac{-(A+D)}{20}}}{2}\sin(\theta_A+\theta_D) \quad (4)$$

$$Q'=\frac{10^{\frac{-(A+C)}{20}}}{2}\sin(\theta_A+\theta_C)-\frac{10^{\frac{-(B+C)}{20}}}{2}\cos(\theta_B+\theta_C)$$
$$-\frac{10^{\frac{-(B+D)}{20}}}{2}\sin(\theta_B+\theta_D)+\frac{10^{\frac{-(A+D)}{20}}}{2}\cos(\theta_A+\theta_D) \quad (5)$$

표 1. 사분면에 따른 각 감쇠기의 감쇠량

Table 1. Attenuation value of each attenuator in determined quadrant.

Output Phase shift(degree)	Attenuation (dB)			
	A	B	C	D
0° ~ 90°	30	0	0~14.2	0~14.2
90° ~ 180°	0~14.2	0~14.2	30	0
180° ~270°	0	30	0~14.2	0~14.2
270° ~360°	0~14.2	0~14.2	0	30

표 2. 감쇠량에 따른 각 주파수에서의 위상

Table 2. Phase differencs a e afunction of frequency and attenuation value.

감쇠량 / 주파수	감쇠량에 따른 각 주파수에서의 위상 [degree]								
	0	-0.17	-0.69	-1.6	-3	-5	-8.33	-14.2	-30
1 GHz	178.8	178.9	179	179.2	179.3	179.8	-172.6	-169.6	-47.4
2 GHz	0	0	0	2	4.5	7.2	14.8	25.0	164.9
3 GHz	177.8	178.3	178.8	179.7	-177.8	-174.4	-165.3	-141.2	21.0

즉, 출력측에서 신호의 크기가 R이고, θ_R만큼 위상 변위된 신호를 원하는 경우 식 (6), (7)에 의해 원하는 신호를 얻을 수 있다.

$$R \cdot \cos\theta_R = I' \tag{6}$$

$$R \cdot \sin\theta_R = Q' \tag{7}$$

Ⅶ. 위상변위기의 측정

제작 되어진 각각의 소자를 이용하여, 1 GHz~3 GHz의 대역폭을 갖는 위상변위기를 제작하여 22.5° 간격으로 그 결과를 측정하였다. 인가된 감쇠기의 컨드롤 전압은 식 (6), (7)에 의해 얻어진 값을 이용하였다. 그림 11과 그림 12는 각 주파수별 위상변위 특성 및 삽입 손실 특성을 나타낸다. 그림 13과 그림 14는 각주파수별 입출력 반사손실을 나타낸다.

측정 결과 최대 위상오차는 ±8.2° 이고, 각 위상

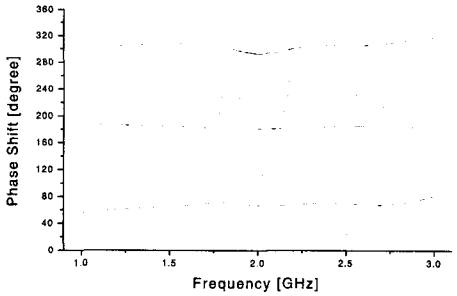

그림 11. 위상변위기의 주파수별 위상변위
Fig. 11. A measured relative phase shift as a function of frequency.

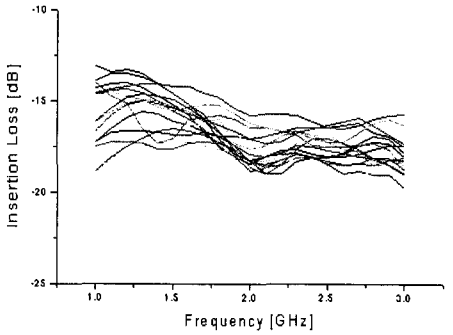

그림 12. 위상변위기의 주파수별 삽입손실
Fig. 12. A measured insertion loss as a function of frequency.

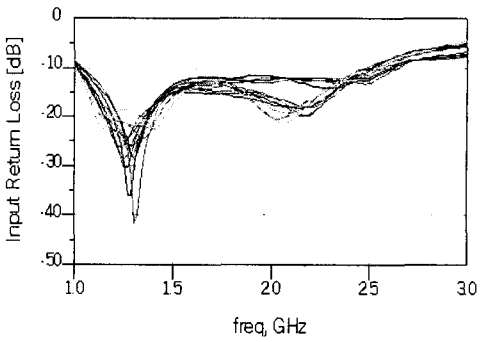

그림 13. 위상변위기의 주파수별 입력 반사손실
Fig. 13. A measured input return loss as a function of frequency.

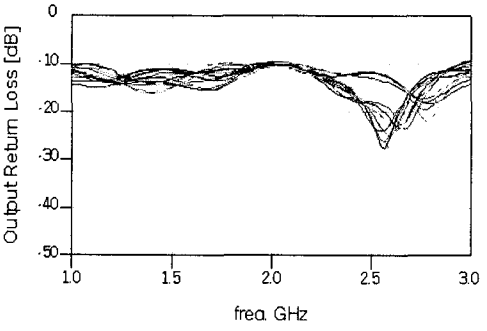

그림 14. 위상변위기의 주파수별 출력 반사손실
Fig. 14. A measured output return loss as a function of frequency.

변위에서의 주파수에 따른 출력 신호의 크기는 ±1.9 dB의 오차를 나타내었다. 또한, 각각의 위상상태에서의 삽입 손실은 주파수에 따라 차이는 있으나 최대 16 dB±2.5 dB 정도이었다.

Ⅷ. 결 론

본 논문에서는 Vector Modulator형 광대역(1 GHz~3 GHz) 위상변위기를 설계 제작하였다. 광대역의 특성을 위하여 각각의 수동소자를 광대역으로 설계 제작하였다. 측정 결과 360° 위상변위시 전체 주파수 대역에서 ±8.2°의 최대 위상오차를 나타내었고, 최대 16 dB ±2.5 dB의 삽입 손실을 나타내었다.

기존의 Vector Modulator형 위상변위기에 비해 본 논문에서 제안한 위상변위기는 90° Hybrid Coupler의 갯수를 줄여서 소형화하였고, 90° Hybrid Coupler의 오차에 의한 전체 위상변위기의 위상 오차를 줄

였다. PIN Diode 감쇠기의 감쇠량에 따른 위상오차를 출력신호에 반영하여, 감쇠기의 위상오차에 따른 출력신호의 위상오차를 예측할 수 있어 정확한 위상변위를 위한 튜닝 시간을 줄일 수 있을 것이다. 또한, 본 논문의 결과를 바탕으로 전자전의 ECM (Electronic Counter Measure) 레이다 시스템에 적용되는 HMIC (Hybrid Microwave Integrate Circuits)형태의 6 GHz~18 GHz 대역 위상변위기의 제작도 가능할 것이다.

참 고 문 헌

[1] Rovert V. Garver, *Microwave diode control devices*, Artech House, 1976.

[2] J. F. White, "High power PIN diode controlled microwave transmission phase shifters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 9, pp. 224-238, May 1961.

[3] S. K. Koul, B. Bhat, *Microwave and millimeter wave phase shifters*, vol. II, MA:Artech House, 1991.

[4] M. Kumar, R. J. Menna and H. C. Huang, "Broad-band active phase shifter using dual-gate MESFET", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 29, pp. 1098-1102, Oct. 1981.

[5] K. Hayashi, M. Muraguchi, "An MMIC active phase shifter using a variable resonant circuit", *1998 MTT-S International Microwave Symposium Digest 98.3*, vol. III[MWSYM], pp. 1573-1576, 1998.

[6] R. Mongia, I. Bahlm and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, MA: Artech House, 1999.

[7] R. Levy, "General Synthesis of Asymmetric Multielement Coupled-Transmission-Line Directional couplers", *IRE Trans.*, vol. MTT-11, pp. 226-237, July 1963.

[8] P. P. Touplios, A. C. Todd, "Synthesis of Symmetrical TEM-Mode Directional Couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 13, pp. 536-544, Sept. 1965.

류 정 기

1997년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1999년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
1999년~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정
[주 관심분야] RF/MW 소자 및 회로설계

오 승 엽

1971년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
1973년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
1982년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학박사)
1974년~현재: 충남대학교 교수
2003년 2월~현재: 대한전자공학회 부회장
[주 관심분야] RF 시스템 및 소자, 안테나, 전파전파 등