

가변 캐패시터와 Branch Coupler를 이용한 반사형 아날로그 위상 변위기 연구

정희원 유 강 희

A Study on the Reflection Type Analog Phase Shifter using Varactor and Branch Coupler

Kang-Hee Yoo *Regular Members*

요 약

Varactor 다이오드와 branch coupler를 이용한 반사형 아날로그 위상 변위기 설계에 대하여 기술하였다. 1 단의 위상 변위기로 위상 변위를 크게 하기 위하여 마이크로 스트립 stub기법을 사용하였으며 2.26GHz 주파수대에서 제작 결과 170°의 위상이 변화함을 확인하였다. 측정된 삽입손실을 3dB 이하이었고 반사 손실은 12dB 이상이었다. 본 논문에서는 설계 기법과 제작 및 실험 결과를 상세히 기술하였다.

Key Words : varactor; branch coupler; phase shifter; microstripe line.

ABSTRACT

A low loss reflection type analog phase shifter which is realized with two varactors and branch coupler, is described. A new design technique for the large phase shift is applied using short stub microstrip lines. This paper presented the realization of design and experimental results.

Through the experiment using the duroid microstrip line and varactors, the phase of 2.26GHz signal is controlled to the DC voltage with the phase shift range of 170°. The achieved insertion loss of less than 3dB and the return loss of more than 12dB are achieved over all phase states.

1. 서론

광섬유를 이용한 광대역 정보 전송의 실현은 초고속 디지털 시분할 다중화와 광파로 변환된 신호의 파장분할 다중화를 통하여 가능해지며 10Gbps 전송 속도까지는 상용화된 전자소자의 동작 속도한계 때문에 주로 디지털 시분할 다중화로 구현되고 그 이상의 전송용량은 이 신호를 광파로 변환하여 파장분할 다중화하는 것이 일반적인 세계적 추세이며 최근에는 시분할 다중화 전송속도가 40Gbps까지 확대된 광통신 시스템이 개발되고 있다.

광파 신호를 중계기에서 재생하는 방식으로는 감쇄된 광파를 단순 광증폭하여 중계하는 방식과 파장분할 역다중화한 후 시분할 다중화된 디지털 정보 신호로 재생하여 종속 디지털 정보의 입출력을 가능하게 할 수 있는 3R (Reshapping, Regenerating, Retiming) 중계방식으로 나눌 수 있다. 수 Gbps에서 십 Gbps 전송속도의 디지털 데이터는 한 주기가 수십 ps에서 수백 ps 정도이므로 광수신기 클럭 추출부에서 데이터를 판별하기 위하여는 광수신기의 광소자, 전자소자 또는 기판 패턴길이 등 재생신호의 시간지연을 고려하여 추출된 클럭을 정확한 시간의

* Chungju대학교 전자통신공학과(107yoo@chungju.ac.kr)
논문번호 : 030296-0715, 접수일자 : 2003년 7월 18일

데이터 위치에 위상이동시켜서 판별해낼 수 있어야 한다.

이상의 요구 조건을 충족시켜주기 위하여는 수 GHz 이상 클럭의 위상제어가 필요해지며 이 기술의 구현이 본 논문의 목적이다. 수 GHz 이상의 주파수대에서 위상을 제어하는 방식으로는 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 branch coupler와 varactor를 이용한 아날로그 반사형 위상 이동기를 이용하여 구현하였다. 따라서 위상이동의 범위는 NRZ 데이터의 재생을 고려할 경우 180°정도면 충분하므로 branch coupler 1단으로 설계 구현하는 것을 목표로 하였다. 또한 단일 주파수 신호를 위상제어 하기 위한 것이기 때문에 대역폭은 고려 대상에서 제외되므로 단일 주파수에 대하여 인가되는 DC 전압에 따라 위상이동을 가능하게 하는 위상 이동기에 대한 것이다. 이 방식은 다른 보상 회로를 삽입하지 않더라도 MSL(Micro Stripe Line)로 제작이 비교적 수월하며 삽입 손실과 입출력 반사 손실이 상대적으로 적으며 향후 MMIC화 할 경우를 고려하면 보다 소형화할 수 있는 장점이 있다. Varactor 또한 DC 전압에 따라 비교적 선형적으로 캐패시턴스가 변화하므로 이 목적의 실현에 부합된다. 따라서 본 논문 내용은 위상검출 및 DC 전압변환기와 결합하여 적절한 케환 회로를 구성하면 초고속 광수신기 클럭 추출부의 제작에 효율적으로 이용되리라 예상된다.

II. 위상 이동기 설계

3R 광중계기에서 수신된 광파 데이터를 재생하기 위한 광수신기 블록도는 그림 1과 같다. 수신된 광파는 광검출기를 통하여 광신호가 전기신호로 변환된 후 전치증폭기에서 저잡음 증폭되고 limiting 증폭기에서 이득이 조절되어 수신기 동특성 내에서 일정한 증폭도의 전기신호로 출력된다. 이 신호는 판별회로에서 디지털 1과 0이 판별되고 이 판별된 신호를 추출된 클럭으로 다시 읽어 최종 출력 데이터를 광송신기로 중계하게 된다. 따라서 그림 1에서 보듯이 추출된 클럭은 재생된 데이터의 리타이밍시 rising edge가 데이터 eye의 중앙에 오도록 위상이동되어 잡음과 대역폭에 의한 영향을 최소화할 수 있어야 한다.

위상 이동기는 데이터의 rising time과 falling time을 고려할 경우 180° 정도의 클럭 위상이동이

가능해야 하며 따라서 설계시 고려한 설계목표는 다음 표 1과 같다.

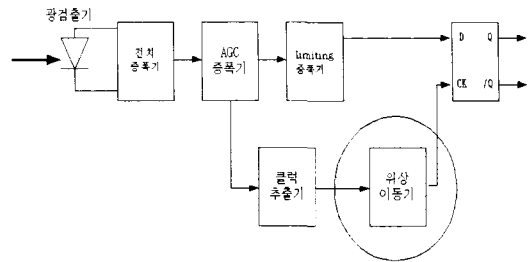


그림 1. Block diagram of optical receiver

표 3. Design parameters of phase shifter.

항 목	주 요 특 성
위상변화량	최대 180°
삽입손실계수(S21)	3 dB 이하
입력반사계수(S11)	12 dB 이상
출력반사계수(S22)	12 dB 이상
실험주파수	2.26 GHz

설계한 위상 이동기는 초고속주파 branch coupler를 기본으로 그 양 출력단에 반사부하를 연결하여 위상 이동된 반사 신호를 얻는 방식으로 설계하였다. 위상이동 방식은 부하로 varactor를 사용하여 인가되는 DC전압 변화에 따라 부하의 캐패시턴스 값이 변화하는 현상을 이용하여 위상이 이동되는 원리를 이용하였다.

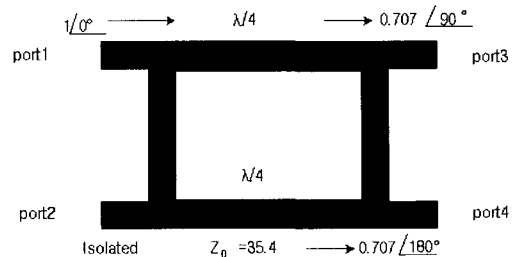


그림 2. Branch Coupler

기존의 branch coupler의 구조는 그림 2와 같으며 이것을 이용하여 입력 신호에 대하여 위상의 이동을 가져올 수 있는 출력신호를 얻는 방법에 대하여 기술한다. 신호 입력단 port 1에 크기가 1이고 위상이 0°인 신호를 인가하고 port 3, port 4에 같은 값

을 갖는 임의의 부하를 접속하여 반사계수 R로 신호를 반사시켰다고 가정하면($R_3 = Rb_3$, $R_4 = Rb_4$) 원래 coupler의 isolated되어 있는 port 2에서는 위상 이동된 신호가 출력되고 이상의 설명이 [A] 행렬을 의미하며 식 (1)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 [B] 행렬은 각 port에서 출력되는 신호 값이 되며 [S] 행렬은 일반적인 3dB branch coupler의 산란행렬이다.

$$\begin{aligned}
 [B] &= [S] [A] \\
 [S] &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & -1 \\ 0 & 0 & -1 & j \\ j & -1 & 0 & 0 \\ -1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 [B] &= [b_1 b_2 b_3 b_4]^T \\
 [A] &= [10 R_3 R_4]^T
 \end{aligned}$$

여기서 R_3 와 R_4 는 각 해당 port3와 port4에서의 반사입력 신호를 의미하며 이것을 계산하면 다음 식 (2)와 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (jR_3 - R_4) \\
 b_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (jR_4 - R_3) \\
 b_3 &= \frac{j}{\sqrt{2}} \\
 b_4 &= -\frac{1}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

여기서 port 3과 port 4에 같은 값의 부하를 연결하여 반사시켰다고 가정할 경우 즉 $R_3 = Rb_3$, $R_4 = Rb_4$ 이므로 식 (2)를 정리하면 $b_1 = 0$, $b_2 = -jR$ 이 된다. R은 입력신호에 대하여 반사된 출력신호를 의미하므로 port 3과 port 4에서의 반사계수가 된다. 즉 port 3과 port 4에서는 각각 90°와 180° 위상이동된 신호가 출력되고 port 1 입력에 크기가 1이고 위상이 0°인 신호를 입력시켰다고 가정했으므로 port 2에서는 반사계수 R에 따

라 위상이 이동된 신호가 출력되게 된다.

따라서 port3, port 4에 부착된 부하 임피던스를 Z_1 이라고 하고 branch coupler의 특성 임피던스를 Z_0 라고 한다면 R은 다음 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.[2]

$$R = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}
 \tag{3}$$

한편 b_2 의 출력 신호는 $|R| = 1$ 인 경우에 최대가 되므로 이를 만족시키는 Z_1 을 구해보기 위하여 $Z_1 = x + jy$ 라 놓으면 Z_1 은 실수값 즉 순수 저항값을 0이 되게 하여 순수한 반사값만 갖는 즉 인덕턴스 또는 캐패시턴스 값이 되도록 설계해주면 된다. 여기서 우리의 목적은 외부인가 전압에 의하여 위상이 이동되게 해야 하므로 실용적인 측면에서 캐패시터를 선택하여 부하로 사용하는 것이 보다 바람직하며 위상은 캐패시턴스에 따라 변화하게 된다. 따라서 부하로 캐패시터를 연결했을 경우 이때의 R 값과 b_2 값을 구해보면 식 (4), 식 (5)와 같다.[3]

$$R = \frac{(\frac{1}{j\omega C} - Z_0)}{(\frac{1}{j\omega C} + Z_0)} = 1 \angle -2 \tan^{-1} \omega C Z_0
 \tag{4}$$

$$b_2 = -jR = 1 \angle -\frac{\pi}{2} - 2 \tan^{-1} \omega C Z_0
 \tag{5}$$

위 식 (5)에 의하여 부하에 연결된 캐패시터 값의 변화에 따라 port 1에 입력된 신호는 크기가 같으면서 위상이 임의로 지연된 신호를 얻을 수 있다는 것과 이 위상의 변화량은 그림 3과 같이 tangent 형태로 변화함을 알 수 있다. 따라서 캐패시터로 varator를 사용하여 인가 DC 전압에 따라 위상을 변화시킬 수 있다.

그림 3에서 보듯이 캐패시턴스의 변화에 대해 원점인 0을 중심으로 +, - 형태로 위상이 변할 때 가장 많은 위상이동을 시킬 수 있음을 알 수 있다.

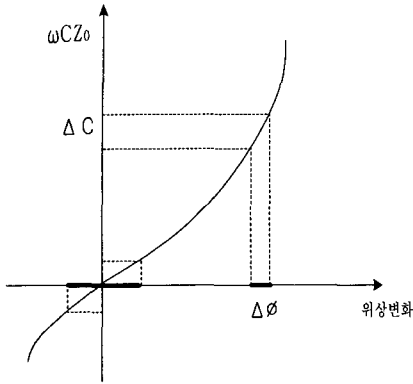


그림 3. Phase shift versus variable capacitance.

따라서 인가전압에 따라 캐패시턴스가 변화하는 varactor를 0을 중심으로 +, - 형태로 위상이 변화하는 위치에 사용한다면 외부에서 가해주는 전압에 따라 가장 큰 값의 위상 변화량을 비례적으로 얻을 수 있음을 알 수 있다.

III. 시뮬레이션

위상 이동기 제작에 사용할 전자소자로는 유전율이 10.2인 duroid 기판과 MA/COM 사의 상용 MA46561E varactor를 사용할 예정이므로 이 소자의 특성 값들로 시뮬레이션을 수행하였다. varactor의 일반적인 등가 회로는 그림 4와 같다.

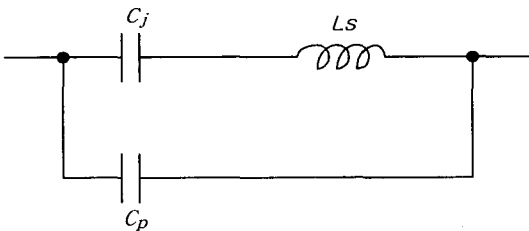


그림 4. Equivalent circuit of varactor

따라서 합성 임피던스 Z를 구해보면 다음 식 (6)과 같이 구해지며 전압에 의존하는 varactor의 캐패시턴스는 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$Z = (j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_j}) // \frac{1}{j\omega C_p}$$

$$= j \frac{1 - \omega^2 C_j L_s}{\omega^3 C_j C_p L_s - \omega C_p - \omega C_j} \tag{6}$$

$$C_j(v) = \frac{C_o}{(1 + v/v_a)^r} \tag{7}$$

위 식들에서 주어진 소자의 특성 값 $C_p = 0.13 \text{ pF}$, $L_s = 0.4 \text{ nH}$, $C_o = 4 \text{ pF}$, $r = 1.25$ $V_a = 1.3 \text{ V}$ 를 대입하여 인가 DC 전압 V에 대하여 변화하는 캐패시턴스 값을 구하고 이 값들로 초고주파회로 해석에 이용되는 compact CAD를 이용하여 계산한 시뮬레이션 결과는 그림 5, 그림 6, 그림 7과 같다.

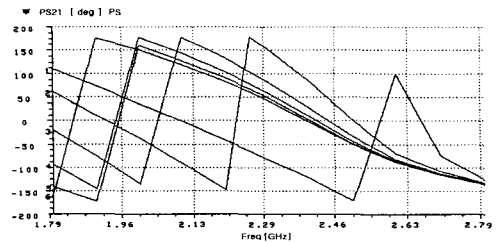


그림 5. Simulation results of phase shift versus input DC voltage with the frequency range of 1.79 -2.79GHz.

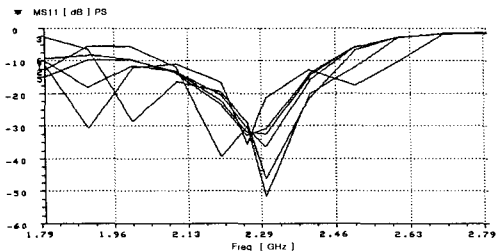


그림 6. Simulation results of input return loss versus input DC voltage.

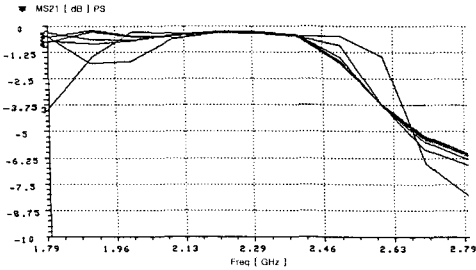


그림 7. Simulation results of insertion loss versus input DC voltage.

그림 5는 1V에서 12V까지 varactor 다이오드에 인가되는 전압을 변화시키고 주파수를 1.79GHz에서 2.79GHz까지 변화시켰을 경우 전압과 주파수 값에 따른 위상 변화 값의 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 보듯이 설계한 2.26GHz 주파수에서 약 180° 정도의 위상 변화가 있음을 알 수 있다. 그림 6과 그림 7은 같은 조건에서 입력 신호의 반사계수 S11 값과 손실 S21 값의 CAD 계산 결과이며 설계값과 일치함을 보인다.

IV. 제작실형

위상 이동기 제작은 유전율이 10.2이고 두께가 0.025 inch인 duroid 기판을 사용하였으며 전체 크기는 1 inch×1 inch로 구성하였다. 신호원으로는 2.26 GHz 주파수를 사용하여 제작시험을 수행하였다. Branch coupler는 입출력 임피던스가 50Ω이고 3dB 전력 결합비를 갖는 그림 2와 같이 설계하였으므로 계산 결과 병렬 선로의 임피던스는 50Ω이고 직렬선로의 임피던스는 35.4Ω이었다. 따라서 이 임피던스들에 대응하는 duroid 마이크로 스트립선로의 상대 유전율과 스트립의 폭은 각각 50Ω시 $\epsilon_r = 6.67$, $W = 0.57$ mm이고 35.4Ω시 $\epsilon_r = 7.15$, $W = 1.13$ mm이었다. 또한 상대 유전율 ϵ_r 을 이용하여 군속도 v_g 를 구해보면 50Ω 값에서 1.12×10^8 m/s와 35.4Ω에서 1.16×10^8 m/s가 구해지고 이 값과 신호원 주파수 2.26GHz로 λ_g 값을 구해보면 각각 4.96cm와 5.13cm이었다. 따라서 이 값으로 $\lambda_g/4$ 스트립선로 길이를 설계하여 최종적으로 branch coupler를 제작하였다. 그림 3에서 보듯이 리액턴스 변화에 대한 위상변화는 원점을 중

심으로 +, - 형태로 변화할 때 가장 민감한 반응을 보임을 알 수 있으므로 변화시키고자 하는 임피던스 값을 계산하여 그 값의 중앙에 원점이 오도록 하면 최대 위상이동을 시킬 수 있음을 알 수 있다. 실제 가해주는 DC 전압의 영역을 0V에서 12V까지로 설계하였으므로 이 전압 변동에 대하여 식 (6), 식 (7)에 의하여 임피던스를 계산해보면 -j11에서 -j199까지 j188정도 변화하는 것을 알 수 있다. 따라서 이 임피던스 변화 값의 중간에 원점이 오도록 하기 위하여 임피던스 변화 값의 반인 j94 값의 inductive 부하를 port 3과 port 4에 추가로 varactor에 부착하여 전압변동에 대한 최대의 위상값 이동이 가능하도록 하였다. 부하 값 j94는 6.62 nH에 해당하므로 이 값에 해당하는 인덕턴스 값을 varactor에 short stub 스트립라인을 연결하여 구현하였다. 스트립라인의 길이는 식 (8)과 같이 주어진다.

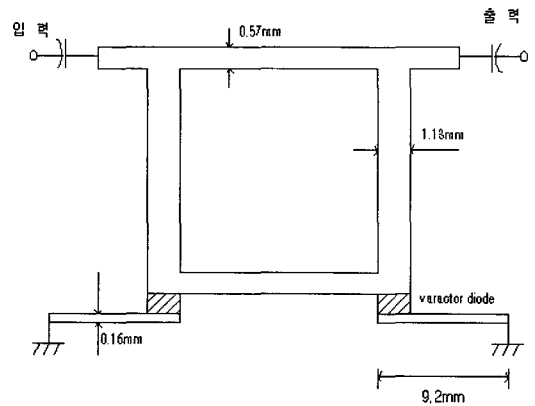


그림 8. Fabricated phase shifter

$$l = \frac{f \lambda_g L}{Z_0} \quad (8)$$

따라서 앞에서 계산한 방식으로 λ_g 값을 구하고 구현하고자 하는 임피던스를 80Ω으로 했을 경우 스트립라인 폭은 0.16mm이므로 이 값들로 6.62nH에 해당하는 스트립라인 길이를 계산하면 9.2mm가 된다.

최종 설계된 위상 이동기는 그림 8과 같으며 그림 9는 2.26GHz 주파수에서 측정된 인가전압이 0V 일 때의 위상값 -15°이고 그림 10은 인가전압이 12V 일 때의 위상값 155°를 보여주고 있다. 외부전

압을 0V에서 12V까지 변화시키며 network analyzer로 측정된 위상값 변화량은 그림 11과 같으며 측정된 입출력 반사계수 및 삽입 손실인 S_{11} , S_{22} , S_{21} 값은 그림 12와 같다.

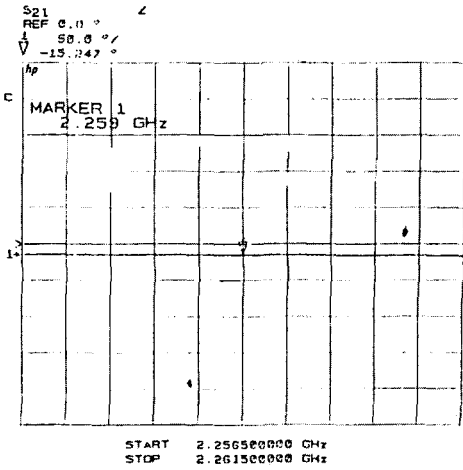


그림 9. Measured phase of -15° at the DC voltage of 0V

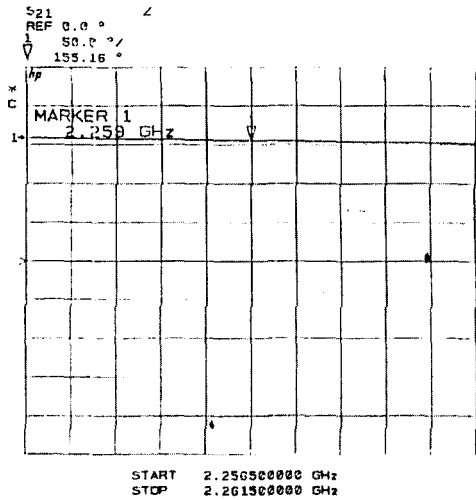


그림 10. Measured phase of 155° at the DC voltage of 12V

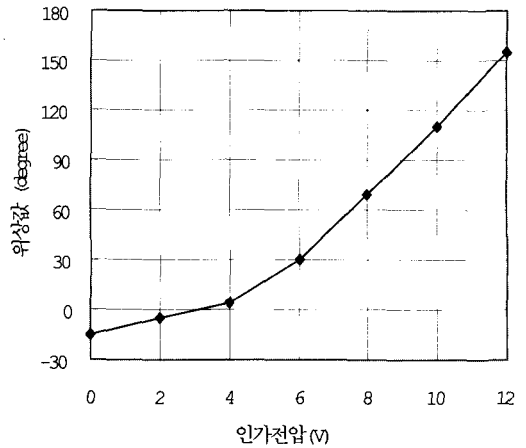


그림 11. Measured phase shift as a function of the DC bias versus variable input DC voltage

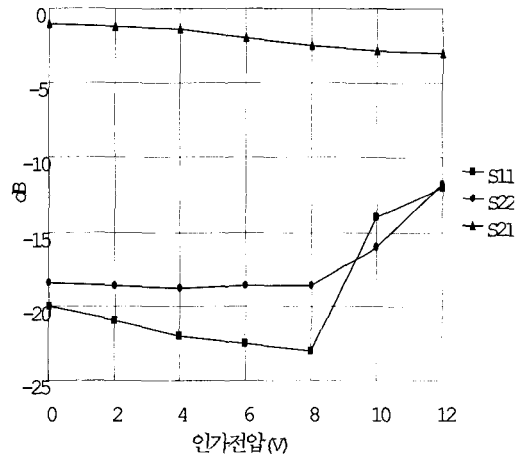


그림 12. Measured results of S parameters versus input DC voltage

V. 결론

유전율 10.2인 duroid 유전체 기판을 이용한 MSL과 branch coupler, varactor를 이용하여 인가 DC 전압 0V~12V 사이에서 170° 정도 위상이동이 가능하고 삽입손실이 3dB 이하, 입출력 반사계수가 12dB 이상인 위상 이동기를 설계제작 실험하였다. 기존의 초고속 시스템에서 사용되는 위상 이동기는 360° 의 위상이동을 시키기 위하여 여러 단의 위상 이동기를 병렬로 연결하여 사용하여야 하나 본 논문은 광수신기의 초고속 NRZ 데이터의 retiming에 사용할 목적으로 설계하였으므로 180° 의 위상 이동만으로도 충분하다.[4][5] 따라서 1단으로 충분한

위상이동을 가능하게 하기 위하여 port3과 port4에 varator 이외에 inductive한 short stub를 부착하여 그림 3과 같이 tangent 형태로 변화하는 varator의 원점 부근으로 위상 이동의 중심을 이동시켜 전압 변동에 대하여 최대의 위상 이동이 가능하도록 하였다. 기존의 방식으로 제작된 위상 이동기는 1단에 약 107° 정도의 위상 이동이 보고되고 있으나 본 논문에서 제안한 방식으로 약 170°의 위상 이동 효과를 볼 수 있었다.[4] 따라서 NRZ 디지털 데이터의 중심까지의 위상은 최대 180°이므로 이 연구결과는 수 Gbps에서 수십 Gbps급 디지털 광수신기의 클럭 추출기에 적용시 데이터 eye의 중앙에 클럭의 rising edge가 위치하게 하기 위하여 1단 만으로도 충분히 제작할 수 있으므로 광수신기 retiming시 데이터 재생에 효율적으로 적용가능 하리라 예상된다.

향후 약간의 회로변경 및 최적화로 외부 인가전압에 의한 180° 위상 이동과 선형성을 충분히 얻을 수 있을 것으로 생각되며 적용된 이론은 더 높은 주파수에서도 충분히 적용되리라고 판단된다. 기판의 크기는 유전율이 높은 유전체 기판 또는 MMIC 기법으로 충분히 소형화시킬 수 있을 것이다. 또한 적절한 위상검출기 및 케환 회로와 함께 구성할 경우 자동 위상제어기의 구현에 그대로 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

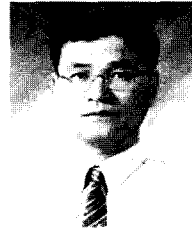
참 고 문 헌

[1] 진년강, *마이크로파공학*. 청문각, pp. 419-423, 1998.
 [2] Upshur, J.I, and Geller, B.D., "Low-loss360°X-band analogue phase shifter", IEEE Int.Microw. symp., Dallas. TX, USA, pp487-490, May. 19-90.
 [3] Henoch, R.T, and Tamm, P., "A 360°reflection type diode phase modulator,"IEEE Trans. Microwave Tech., pp.103-105, Jan. 1971.
 [4] Chang-Lee Chen, and Willian. E. Countney., "A Low-loss K_u -band Monolithic Analog Phase Shiftes," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, pp.315-319, Mar. 1987.
 [5] Tae-Whan Yoo, and Jae-Ho Song, "360°

Reflection-type Analogue Phase Shifter Implented with a single 90° branch-line coupler," Electron.lett., vol.33, pp.224-226, Jan. 1997.

유 강 희(Kang-Hee Yoo)

정회원



1979년 2월 : 고려대학교 전자공학과졸업

1982년 9월 : 고려대학교 전자공학과 석사

1987년 8월~1989년 8월 : 벨기에 Bell telephone 방문연구원

1997년 9월 : 고려대학교 전자공학과 박사

1978년 12월~1998년 6월 : 한국전자통신연구원 연구원, 선임연구원, 책임연구원, 연구실장

1998년 9월~현재 : 충주대학교 전자통신공학과 교수

<주요 관심분야> 광통신시스템, 초고주파회로설계