

균일 삽입 손실 특성을 갖는 반사형의 5-비트 디지털 위상 변위기

Reflection-Type 5-bit Digital Phase Shifter with Constant Insertion Loss

고 경 석 · 최 익 권*

Kyoung-Suk Ko · Ik-Guen Choi*

요 약

본 논문에서는 스위칭 소자인 beam lead 형태의 pin 다이오드대신에 저가인 증폭기용 HEMT를 스위칭소자로 하여 12 GHz 대역에서 동작하는 일정 삽입 손실의 5-비트 디지털 반사형 위상 변위기를 설계 및 제작한다. 기존의 이상적인 스위칭소자에 기초한 이론에 의해 설계할 때 필연적인 HEMT소자의 on, off시 큰 삽입손실차는 특정한 길이의 전송선로를 우선 스위칭 소자에 연결하여 HEMT 소자의 on, off시 임피던스를 변환한 후 기존의 방식대로 설계하는 방법에 의해 제거할 수 있었다. 제작된 위상변위기는 설계 주파수인 12.2GHz~12.7GHz 대역내 32단계의 스위칭 상태에서 삽입손실이 -4.5 dB에서 -6 dB 범위에 있으며 특히 전 단계에서 삽입 손실의 변화량이 1.5 dB 이내로 양호한 특성을 가져 본 논문에서 처음 시도한 임피던스 변환용 전송선에 의한 삽입 손실차 제거방법의 타당성을 확인할 수 있었다.

Abstract

This paper presents 12.2 GHz~12.7 GHz frequency band reflection type 5-bit digital phase shifter with constant insertion loss property that was fabricated with relatively low cost's InGaAs HEMT for amplifier. The unavoidable large insertion loss difference between on and off states of HEMT, when it is designed by conventional design theory based on ideal switching device, is removed by transforming the HEMT impedances at on and off states to other proper values connecting a certain length transmission line to HEMT and then applying the conventional design theory. The fabricated 5-bit digital phase shifter shows very good insertion loss properties of less than 1.5 dB insertion loss difference and -4.5 dB ~ -6 dB insertion loss in 35 phase steps at 12.2 GHz~12.7 GHz. These results verify the design method presented in this paper, which is useful to design phase shifter of constant insertion loss with non-ideal switching device.

Key words : Low Cost Phase Shifter, Insertion Loss, Non-Ideal Switching Device

I. 서 론

디지털 위성 방송 서비스가 확대됨에 따라 고정형 위성 방송 수신안테나 외에 버스나 선박, 승용차

등 이동체에 탑재하는 위성 안테나에 대한 수요가 증가하고 있다. 이러한 안테나는 고정형 안테나와 달리 이동체 탑승자가 항상 위성방송을 시청할 수 있도록 위성추적기능을 가지고 있어야 한다.

충북대학교 전파공학과(Dept. of Radio Engineering, Chungbuk Nat'l Univ.)
*충북대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부(Electrical and Computer Engineering School., Chungbuk Nat'l Univ.)
· 논문 번호 : 20020315-036
· 수정완료일자 : 2002년 5월 6일

위성추적방식은 크게 구동모터를 이용한 기계적 추적방식과 위상배열 안테나기법을 이용한 전자적 추적방식이 있는데, 후자의 경우에는 안테나 소자에 연결되는 위상변위기가 안테나의 위성추적 기능에 매우 중요한 역할을 하고 있다.

스위칭 소자를 이용하는 위상 변위기는 크게 가변 선로형, 부하 선로형, 증폭기형, 가변 회로망형, 반사형의 다섯 가지 유형이 있는데 이 중에 가변 선로형은 스위칭 소자의 on, off 시 위상 변위의 양과 관계없이 삽입 손실의 크기가 같고 큰 전력을 전달할 수 있지만 비트당 스위칭 소자의 수가 4개나 필요하고 공진 주파수가 다르다. 부하 선로형은 회로의 구조가 간단하며 소자의 수도 2개만 필요로 하지만 90° 이상의 위상 비트에서는 위상 오차가 크며 소자의 수가 4개가 필요하며 on, off 시 삽입 손실의 크기가 다른 단점이 있다.^[1] 증폭기형은 위상 변위와 동시에 증폭의 효과를 얻어 삽입 손실을 보상할 수 있지만 회로가 복잡하고 Tr 소자도 여러 개로 제작에 어려움이 있으며^[2] 가변 회로망은 가변 선로형의 기본 원리를 이용하여 광대역 특성을 얻을 수 있지만 회로가 복잡하고 스위칭 소자가 많이 필요하다는 단점이 있다.^[3] 반사형 위상 변위기는 입사파와 반사파를 분리하여 2단자 회로로 만들어 주기 위해 서큘레이터나 90° 하이브리드, 180° 하이브리드를 이용하기 때문에 회로가 조금 복잡하지만 비트당 스위칭 소자의 수가 2개만 사용되며 큰 위상비트를 얻는데 유리하다.^[4] 그러나, 저가형의 위상 변위기 제작을 위해 마이크로파대에서 사용되는 일반적인 증폭기용의 소자를 스위칭 소자로 사용하게 되면 큰 위상차에 적합한 반사형에 있어서 on, off 시 삽입 손실의 차가 생기는 단점이 있다. 기존에 나온 결과를 보면 저가형의 Tr을 스위칭 소자로 하였을 경우 삽입 손실 차가 2~4 dB까지 차이가 나는 경우가 많다. 그리고 MMIC 위상 변위기의 특성과 비교하면 광대역 및 양호한 위상 특성을 갖는 반면 반사손실 및 삽입손실이 10 dB 이상으로 특성이 좋지 않다.

본 논문에서는 미국의 위성 방송 수신 대역인 12.2 GHz~12.7 GHz 주파수 범위에서 동작하는 반사형 5 비트 디지털 위상 변위기를 상대적으로 가격이 저렴한 증폭기용 HEMT 소자를 스위칭 소자로

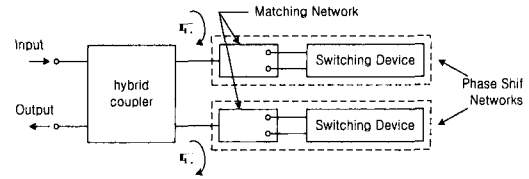


그림 1. 하이브리드 결합형 반사형 위상 변위기
Fig. 1. A hybrid-coupled reflection-type phase shifter.

하여 설계 및 제작하였다. 저가형의 반사형 위상 변위기 제작시 단점인 on, off 시 삽입손실차 문제는 본 논문에서 처음 소개하는 방법을 적용하여 on, off 시 동일한 삽입손실을 갖도록 설계함으로써 제거하였다.

II. 반사형 위상 변위기의 이론^[5]

반사형 위상 변위기의 기본적인 동작 원리는 전송 선로에 종단되어 있는 스위칭이 가능한 반사 회로의 반사 계수가 on, off시에 위상 차이가 나게 함으로써 원하는 위상차를 얻을 수 있다는 것이다.

그림 1은 두개의 동일한 스위칭 소자와 정합회로로 이루어진 위상변위회로와 하이브리드 결합기로 구성된 반사형 위상변위기를 보여주고 있는데 여기서 위상변위회로는 스위칭 소자의 on, off시 원하는 위상 변위 $\Delta\phi$ 를 얻기 위해서 하이브리드의 두 결합 단자에서 스위칭 소자쪽을 바라보는 반사계수의 위상이 $\Delta\phi$ 만큼 차이가 발생하도록 임피던스를 변환시켜 주는 임피던스 변환기와 위상변위기가 최대 대역폭을 갖도록 두 반사계수 Γ_r , Γ_s 이 스미스 차트 상의 $X=0$ 축에 대칭인 위치에 있도록 하기 위한 전송선로로 구성된다.

그림 2는 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 이용한 하이브리드 결합형 반사형 위상변위기의 구성도이다.

여기서 Z_r 는 하이브리드 결합기의 임피던스 Z_0 를 Z_m 으로 변환하기 위한 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 특성임피던스이고 θ_r 는 넓은 대역폭을 위한 전송 선로의 전기적 길이이다. 스위칭 소자의 순바이어스 상태에서의 임피던스를 Z_r , 역바이어스 상태에서의 임피던스를 Z_s 이라 하면 원하는 위상 변위 $\Delta\phi$ 는 스위칭 소자로부터 하이브리드 결합기를 바라보는 임피던스가 특정한 값 Z_m 이 되게끔 함으로써 구현

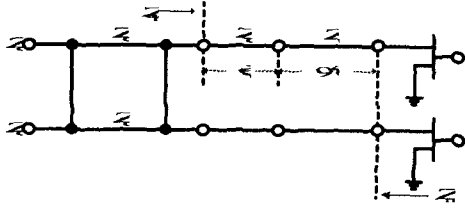


그림 2. λ/4 변환 회로망을 이용한 반사형 위상 변위기

Fig. 2. Reflection type phase shifter using a λ/4 impedance transformer.

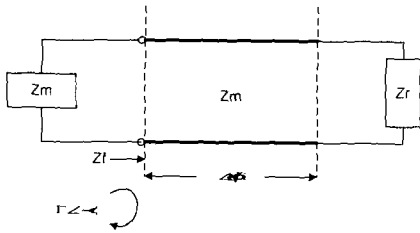


그림 3. Zm을 계산하기 위한 등가회로

Fig. 3. Equivalent circuit for calculating Zm.

할 수 있는데 이 Zm의 값은 그림 3의 등가회로로부터 구할 수 있다.

즉, 등가 테브닌 임피던스 Zm에 임피던스 Zi(순바이어스 상태에서 스위칭 소자의 임피던스)로 종단 되었을 경우를 임피던스 Zr(역 바이어스 상태에서 스위칭 소자의 임피던스)에 길이가 Δφ/2이고 특성 임피던스 Zm인 선로에 임피던스 Zm이 연결된 상태로도 해석할 수 있으므로 Zi, Zr, Zm, Δφ/2간에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$Z_i = Z_m \frac{Z_r + jZ_m \tan(\Delta\phi/2)}{Z_m + jZ_r \tan(\Delta\phi/2)} \quad (1)$$

손실이 적은 스위칭 소자일 경우는 저항성분이 무시할 만큼 작기 때문에 Zi와 Zr은 jXi와 jXr로 근사화 할 수 있다. 따라서 식 (1)을 Xi와 Xr 그리고 Δφ에 관한 식으로 정리하면 Δφ를 얻기 위해 변환하여야 할 임피던스 Zm은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_m = \frac{X_i - X_r}{2 \tan(\Delta\phi/2)}$$

$$\pm \sqrt{\left\{ \frac{X_i - X_r}{2 \tan(\Delta\phi/2)} \right\}^2 - X_i X_r} \quad (2)$$

식 (2)에 의해 계산되는 Zm은 특성 임피던스가 다음과 같은

$$Z_i = \sqrt{Z_o Z_m} \quad (3)$$

λ/4 임피던스 변환기로 구현된다.

그리고 보다 넓은 대역폭을 위해 on, off 상태에서 서의 각 임피던스가 스미스차트상에서 리액턴스가 0인 축에 대해 대칭이 되도록 하기 위한 선로의 길이 θi는, Zi를 대칭인 점에 갔을 때의 저 임피던스 값이라 하면 Zi에 관한 식

$$Z_i = jZ_o \frac{-Z_i^2/X_i + Z_o \tan \theta_i}{Z_o + (Z_i^2/X_i) \tan \theta_i} \quad (4)$$

로부터 θi에 대해 정리하면

$$\theta_i = \tan^{-1} \left\{ \frac{Z_i Z_o X_i + jZ_o Z_i^2}{-Z_i^2 Z_o + jZ_o^2 X_i} \right\} \quad (5)$$

와 같이 표현된다.

식 (5)로부터 각 단일 비트 설계에 필요한 대역폭을 넓히기 위한 선로의 길이를 구할 수 있다.

III. 일정한 삽입손실을 위한 보상 방법

앞 장에서 논한 이론은 저항성분이 없는 이상적인 스위칭 소자를 바탕으로 하여 적용된 이론이다. 기존에 많이 사용되는 beam lead 형태의 pin 다이오드를 사용하게 되면 이상적인 스위칭 소자에 가깝기 때문에 이론에 근거한 위상 변위 및 삽입 손실 특성이 우수한 위상 변위기의 설계가 가능하지만 저가형의 위상변위기를 제작하기 위해 가격이 상대적으로 저렴한 증폭기용 HEMT 소자를 스위칭 소자로 사용하여 위상변위기를 제작할 경우에는 on, off 시 무시할 수 없는 저항성분 때문에 반사계수의 크기가 1보다 작아 기존의 방식대로 설계 제작할 경우에는 on, off 시 큰 삽입 손실차를 가져올 수 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 스위칭 소자에 임의의 특성임피던스의 전송선을 연결하여 on, off시 스위칭 소자쪽 임피던스를 변환시킨 후 앞장에서 설명한 이상적인 스위칭 소자를 이

용한 설계방식에 따라 설계하면 특정한 길이의 전송선로에 대해서는 삽입손실차가 없게 된다는 점에 착안하여 위상변위기를 설계 제작하였다. 참고로 90°, 180° 위상비트에 대해 본 논문에서 제시하는 설계방법을 적용하기 위해서 on, off시 계산한 삽입손실 값이 그림 4, 5, 6에 보이고 있다.

그림 4와 5는 식 (2)에서 보듯이 180° 위상비트를 제외하고는 Z_m 이 두가지 값을 갖기 때문에 90 위상비트에 대한 높은 Z_m 값과 낮은 Z_m 값 각각에 대해 계산한 결과이다. 여기서 Line Length 축은 스위칭 소자로 사용된 HEMT 단자에 연결하는 전송선의 길이이다. HEMT의 입력 임피던스를 변환시키지 않은 전송선 길이 0인 점에서 비교해 보면 같은 위상변위에도 불구하고 높은 Z_m 값으로 설계하였

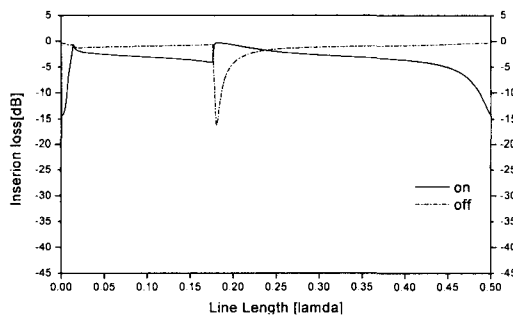


그림 4. 높은 Z_m 으로 설계시 선로의 길이에 따른 삽입손실차 (90° 위상비트)

Fig. 4. Insertion loss versus transmission line length at high Z_m (90° phase bit).

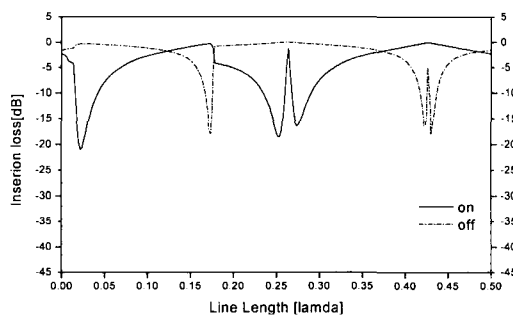


그림 5. 낮은 Z_m 으로 설계시 선로의 길이에 따른 삽입손실차(90° 위상비트)

Fig. 5. Insertion loss versus transmission line length at low Z_m (90° phase bit).

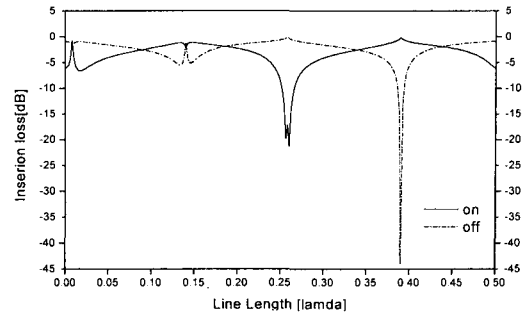


그림 6. 선로의 길이에 따른 삽입 손실 차(180° 위상비트)

Fig. 6. Insertion loss versus transmission line length(180° phase bit).

을 경우는 삽입 손실 차가 크지만 낮은 Z_m 값으로 설계하였을 경우는 거의 차이가 나지 않는 것을 볼 수 있다. 또한 높은 Z_m 으로 설계시에는 전송선의 길이가 $0.02 \lambda_g$, $0.17 \lambda_g$, $0.23 \lambda_g$ 그리고 낮은 Z_m 으로 설계시에는 $0.12 \lambda_g$, $0.17 \lambda_g$, $0.38 \lambda_g$ 일 때 삽입손실차가 없음을 알 수 있다.

그림 6의 180도 설계 경우를 살펴보면 HEMT의 입력 임피던스를 변화시키지 않은 즉 전송선 길이가 0인 경우에는 삽입 손실 차이가 약 5 dB나 크게 나지만 전송선의 길이가 $0.01 \lambda_g$, $0.08 \lambda_g$, $0.14 \lambda_g$ 등에서는 삽입손실차가 없는 것을 알 수 있다.

따라서 이러한 길이의 전송선을 HEMT 소자에 연결하여 임피던스를 변환한 후 앞장에 소개한 기존의 위상변위기 설계방식대로 설계하면 삽입 손실차가 없는 위상변위기를 구현할 수 있다. 기존의 설계방법에 의해 설계할 경우 가장 삽입 손실차가 큰 180° 위상비트에 대해 기존 방법에 의한 삽입손실과 본 논문에서 제시한 임피던스 변환을 위한 전송선을 추가한 후 설계 제작한 경우의 삽입 손실특성이 그림 7과 그림 8에 있다. 그림 7은 기존의 설계 과정에 의해 설계한 위상변위기의 삽입 손실차에 대한 시뮬레이션 결과이고 그림 8은 삽입 손실차를 없게 하기 위하여 특성 임피던스 30Ω 인 $0.08 \lambda_g$ 전송선로를 HEMT에 연결하여 임피던스를 변환한 후에 제작 측정된 결과이다. 그림 7에서 볼 수 있듯이 두스위칭 상태에서 삽입 손실차가 12.2 GHz~12.7 GHz 설계주파수 대역에서 최소 4 dB에서 최대 7.5

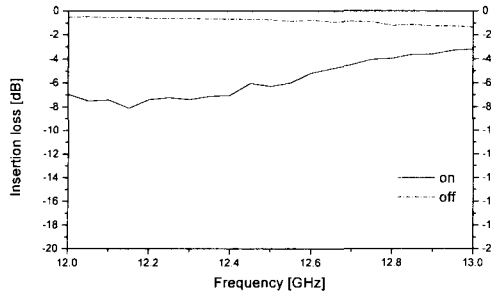


그림 7. 임피던스 변환용 전송선로를 고려치 않은 설계시 삽입손실(180° 위상비트)
Fig. 7. Insertion loss when impedance transforming transmission line is not included in design.

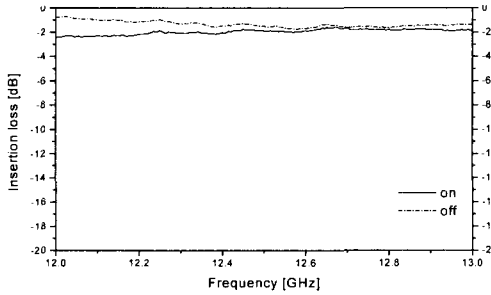


그림 8. 임피던스 변환용 전송선로를 고려한 설계시 삽입손실(180° 위상비트)
Fig. 8. Insertion loss when impedance transforming transmission line is included in design.

dB 까지 매우 크다. 그러나, 그림 8에서 보면 주파수가 낮은 대역에서 삽입 손실 차가 조금 나는 것을 제외하고는 전 대역에서 on, off시 삽입손실이 일정하게 같아서 삽입 손실차가 거의 0에 가까운 아주 양호한 특성을 나타내고 있다.

주파수가 낮은 대역에서 삽입 손실차가 조금 나는 것은 $0.08 \lambda_g$ 전송선에 의해 변환된 임피던스의 저항값이 아래 그림 9와 그림 10에서 보듯이 아주 민감한 부분에 있는데 따른 이유이다. 그림 9와 그림 10은 특성임피던스 30Ω 전송선을 연결하였을 경우, 길이에 따른 입력 임피던스의 저항성분과 리액턴스 성분의 값을 계산한 결과이다.

실제 위상변위기 제작시에는 삽입 손실차가 0이 되는 여러 길이의 전송선로중 어느 것을 선택하여

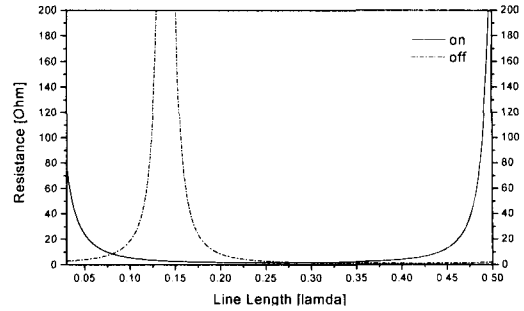


그림 9. 선로 길이에 따른 입력 저항
Fig. 9. Input resistance versus line length.

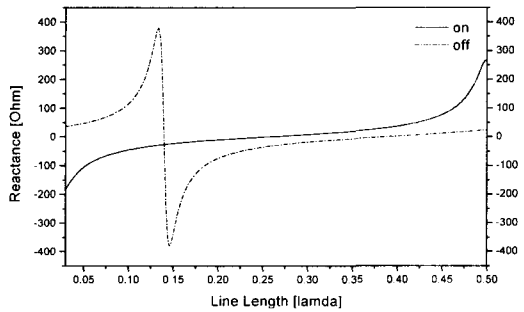


그림 10. 선로 길이에 따른 입력 리액턴스
Fig. 10. Input reactance versus line length.

야 하는 데 본 논문에서는 $0.08 \lambda_g$ 를 선택하여 제작하였다. 길이가 조금만 변해도 저항성분이 급변하는 단점은 있으나 제작한 위상 변위기의 크기를 최대한 작게 하기 위해 선택하였다. 다른 길이의 전송선로에서는 변환 선로의 길이가 너무 짧아서 구현상 문제가 되거나 반대로 너무 길어 변위기의 크기가 커지는 문제가 있고 또 어떤 경우에는 리액턴스 값들이 너무 작아서 결과적으로 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 특성임피던스 Z_0 가 너무 작아져 제작상 문제가 되기 때문에 선택하지 않았다.

IV. 반사형 위상 변위기의 제작 및 측정

하이브리드 결합 반사형 위상 변위기는 기본적으로 하이브리드 결합기와 2개의 위상 변위를 위한 변환 회로 그리고 2개의 스위칭 소자로 구성된다. 결합기는 2개의 반사 회로에 같은 전력을 전달하기 위해 3-dB 하이브리드 결합기를 사용하는데 주로 브랜치라인 결합기, 링 하이브리드 결합기, Lange 결

합기 등을 사용한다. 본 논문에서는 5 비트를 종속적으로 연결할 때 회로의 간편성을 위해 브랜치 라인 결합기를 사용하였으며 본 논문에서 제시한 스위칭 소자 on, off 시 삽입 손실차를 제거하기 위한 방법을 적용하여 12.2 GHz~12.7 GHz에서 동작하는 5-비트 디지털 반사형 위상 변위기를 설계 제작하였다. 스위칭 소자는 InGaAs HEMT로서 수 나노초의 동작 속도를 가지며 전력 소모가 적은 증폭기용 Mitsubishi사의 MGF-4919G를 사용하였다. 기판은 비유전율 2.17, 두께 20 mil, loss tangent 0.0009의 TACONIC사의 TLY-5A기판을 사용하였다. 각 단일 비트의 위상 변위기를 설계 이론에 근거하여 파라미터를 구해내고 CAD 툴을 사용하여 최적화한 후에 제작하여 11.25°, 22.5°, 90°, 45°, 180°의 순으로 종속적으로 결합하여 최적의 VSWR값을 얻었으며 32단계의 위상 변위 단계에서 삽입 손실이 일정하도록 하는데 중점을 두어 제작하였다. 삽입손실을 일정하게 하기 위한 임피던스 변환용 전송선로의 길이가 민감하게 삽입 손실에 반응하기 때문에 설계 값을 중심으로 해서 조금씩 변화시켜 최적의 값을 얻었다.

그림 11은 실제 제작된 위상 변위기의 바이어스 상태이다. 게이트에 DC 바이어스를 인가하며 바이어스로 손실되는 신호를 차단하기 위해 6.8 kΩ의 칩 저항을 연결하였다.^{[6],[7]} 소스는 비아홀로 접지시켰으며 드레인에 입력 임피던스 변환 회로가 연결된다.

그림 12는 제작된 5-비트 반사형 위상 변위기이다. 측정 장비는 HP8720C 회로망 분석기를 사용하여 측정하였고 on 시에는 1 V, off시에 -1 V의 DC

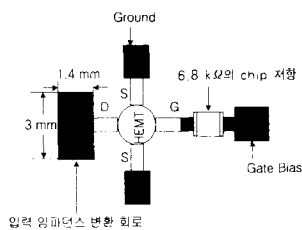


그림 11. 임피던스 변환용 전송선로가 연결된 스위칭소자

Fig. 11. Switching device with impedance transforming transmission line.

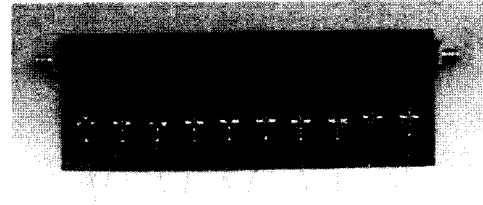


그림 12. 제작된 5-비트 반사형 위상 변위기
Fig. 12. Fabricated 5-bit reflection type phase shifter.

바이어스를 인가하였다.^[8] 위상 변위를 11.25° 씩 증가시켜 32단계의 특성을 측정하였다.

그림 13은 입력 반사 손실 특성이다. 협대역의 브랜치 라인 결합기가 5개 종속 결합되기 때문에 리플이 있었으며 대체적으로 -15 dB 이하의 값을 가졌다. 그림 14는 삽입 손실 특성이다. 6단계의 위상에서만 삽입 손실 특성을 보였으나 다른 위상단

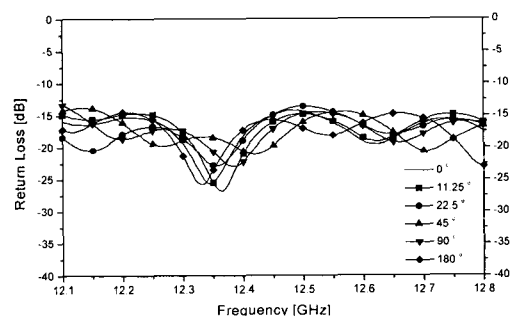


그림 13. 반사 손실
Fig. 13. Return loss versus frequency.

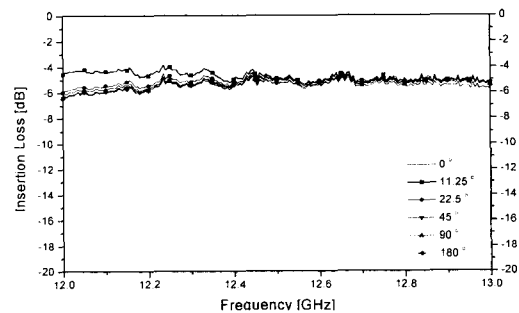


그림 14. 삽입 손실
Fig. 14. Insertion loss versus frequency.

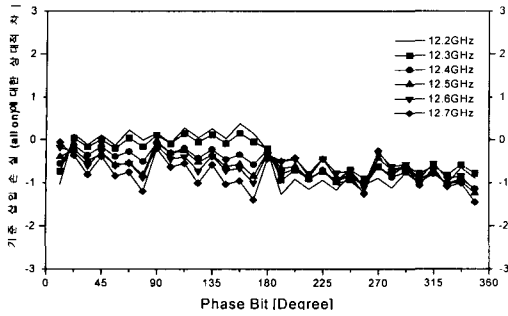


그림 15. 위상변위량에 대한 삽입 손실량
Fig. 15. Insertion loss versus phase shift.

계에서도 거의 같은 값을 가졌다. 앞서도 논한 바와 같이, 입력 임피던스 저항성분의 민감도 때문에 낮은 주파수 대역에서 약간 차이가 났지만 아주 양호한 특성을 가지고 있음을 확인할 수 있었다. 그림 15는 전 비트가 on시 삽입손실과 각 위상단계에서의 삽입손실과의 차를 보여준다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 전 주파수 대역, 전 위상 단계에서 삽입 손실의 차이가 최대 1.5 dB 이내로 아주 양호한 특성을 가짐을 확실히 보여준다.

그림 16은 설계주파수 대역에서 주파수에 따른 32단계의 위상 변위 특성이다. 중심 주파수 12.45 GHz를 중심으로 해서 위상 변위 특성은, 낮은 주파수 대역에서는 위상 변위가 크게, 그리고 높은 주파수 대역에서는 위상 변위가 작게 나왔다. 이것은 브란치라인 결합기의 협대역 특성으로 인해 불연속 접합부분에서의 위상변화가 생기기 때문이라 생각된다.

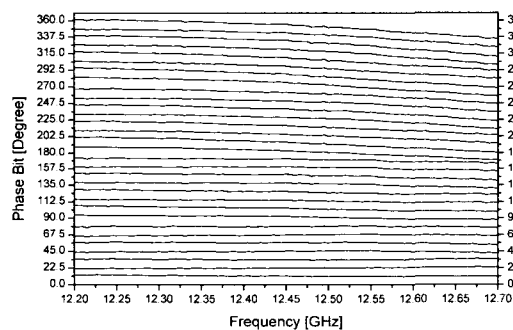


그림 16. 주파수에 따른 32단계 위상 변위 특성
Fig. 16. Frequency dependence of 32 phase shift steps.

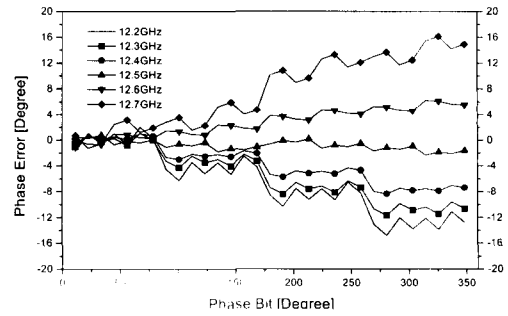


그림 17. 위상 오차
Fig. 17. Phase error.

그림 17은 각 주파수별 위상 변위에 대한 위상 오차를 보여준다. 그림 16에서와 같은 이유로 12.2 GHz나 12.7 GHz와 같이 중심 주파수에서 많이 벗어날 수록 위상차가 큼을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 상대적으로 가격이 저렴한 증폭기용 HEMT 소자를 스위칭 소자로 하여 반사형 5-비트 디지털 위상 변위기를 설계 및 제작하였다. 증폭기용 소자는 무시할 수 없는 저항성분을 가지고 있기 때문에 이상적인 스위칭 소자에 적용하는 기존의 설계방식을 적용할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 특정한 길이의 전송선로를 소자에 연결하여 소자쪽 임피던스를 변환시킨 후 기존의 설계방식을 적용하는 방식에 의해 on, off시 삽입 손실차를 제거하였다. 이 방식은 본 논문에서 처음 시도되는 것으로 저항성분이 있는 스위칭 소자를 가지고 위상 변위기를 설계할 시 매우 유용한 설계방식이다.

제작된 위상변위기는 설계 주파수인 12.2 GHz ~ 12.7 GHz 대역내 32단계의 스위칭상태에서 삽입손실이 -4.5 dB에서 -6 dB 범위에 있으며 특히 전 단계에서 삽입 손실의 변화량이 1.5 dB 이내로 양호한 특성을 가져 본 논문에서 처음 시도한 임피던스 변환용 전송선에 의한 삽입 손실차 제거방법의 타당성을 확인할 수 있었다. 하지만 위상 특성은 주파수가 설계주파수에서 멀어질수록 위상오차가 커져서 실제 동작주파수 범위는 최대 허용 위상오차를 최소위상비트인 11.25°의 반으로 할 때 12.4 GHz ~ 12.6 GHz로 매우 협소하였다. 이것은 반사형에 사

용된 브란치 라인 결합기의 대역폭 특성이 좁아서 생기는 원인으로 생각되며 브란치 라인 결합기 대신에 Lange 결합기나 링 하이브리드 결합기와 같이 광대역 특성을 갖는 결합기를 사용하면 해결될 수 있으리라 판단한다. 향후에는 이러한 결합기를 사용하여 12.2 GHz~12.7 GHz 의 미국 위성방송 주파수 대역에서 삽입 손실차가 없으며 위상오차 특성이 양호한 5 비트 반사형 디지털 위상변위기를 구현할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] I. J. Bahl and K. C. Gupta, "Design of Loaded-Line p-i-n Diode Phase Shifter Circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 219-224, Mar. 1980.

[2] C. Tsironis and P. Harrop, "Dual-Gate MESFET Phase Shifter with Gain at 12 GHz," *Electron Lett.*, vol. 16, pp. 553-554, July 1980.

[3] Y. Ayasli, et al., "Wideband S-C Band Monolithic Phase Shifter," *IEEE Monolithic Microwave and Millimeter Wave Circuit Symp. Digest*,

San Francisco, pp. 11-13, May 1984.

[4] S. K. Koul and B. Bhat, *Microwave And Millimeter Wave Phase Shifters*, Artech House, 1991.

[5] I. B. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, Wiley, 1988.

[6] R. Soares, *GaAs MESFET Circuit Design*, Artech House, 1988.

[7] Y. Ayasli, "Microwave switching with GaAs FETs", *Microwave J.*, pp. 61-74, Nov. 1982.

[8] C. Andricos, I. J. Bahl and E. L. Griffin, "C-band 6-bit GaAs monolithic phase shifter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, no. 12, pp. 561-563, Dec. 1985.

[9] M. Kirschning, R. Jansen and N. Koster, "Accurate model for open and effect of microstrip lines", *Electron Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 123-125, 1981.

[10] W. A. Davis, "Design equations and bandwidth of loaded-line phase shifters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-22, no. 5, pp. 561-563, May 1974.

고 경 석



스텝, 안테나

2000년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학사)
 2002년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학석사)
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] 능동 회로, 통신 시

최 익 권



1974년 2월: 서울대학교 자원공학과 (공학사)
 1976년 2월: 서울대학교 자원공학과 (공학석사)
 1986년 8월: 美 오하이오 주립대 전기공학과 (공학박사)
 1976년 7월~1979년 6월: 한국 육군 제3사관학교 교수부 물리학교관
 1982년 9월~1986년 8월: 美 오하이오 주립대 Electro Science Lab 연구조교
 1986년 9월~1987년 8월: 美 매사추세츠주립대 안테나연구실 연구원
 1987년 9월~1993년 8월: 한국전자통신연구소 이동통신연구단 실장
 1993년9월~1994년 2월: 전북대학교 정보통신공학과 교수
 1994년3월~현재: 충북대학교 전기 전자 및 컴퓨터 공학부 부교수
 [주 관심분야] 이동위성통신안테나시스템, 전자파장애대책