

GaAs Hyperabrupt Junction 바랙터 다이오드와 리액턴스 정합을 이용한 Ka-Band 아날로그 위상변화기의 설계

Design and Fabrication of Ka-Band Analog Phase Shifter using GaAs Hyperabrupt Junction Varactor Diodes and Reactance Matching

조 성 익

Seong-Ik Cho

요 약

본 논문에서는 Ka-band에 대한 반사형 아날로그 위상변화기의 설계 및 제작결과를 기술하였다. 큰 위상 변화를 가지기 위해서 병렬의 GaAs hyperabrupt junction 바랙터 다이오드와 리액턴스 정합 방법을 사용하였으며 이론적인 설계공식도 도출하였다. Ka-band에서는 조립과정도 중요하며 조립과정중 발생할 수 있는 기생성분을 최소화하기 위한 조립절차도 포함하였다. 제작결과는 Ka-Band에서 기존 것보다 큰 $220^{\circ} \pm 7^{\circ}$ 가변의 위상변화와 삽입손실이 $5 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ 를 가진 우수한 성능의 측정된 결과를 얻었다.

Abstract

This paper describes performance data and design information on a reflection-type analog phase shifter used in Ka-band. Arranging a couple of GaAs hyperabrupt junction varactor diode parallel in a circuit, and applying reactance matching method accordingly, it is possible to get a large the phase shift. Design equation is formulated theoretically. Since the assembly process is important in Ka-band, this paper also includes the assembly process that is essential to minimize the generation of parasitic elements during the assembly process. It is obtained variable phase shift $220^{\circ} \pm 7^{\circ}$ and insertion loss $5 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ as a measured result larger than the existing figure in Ka-band.

Key words : Ka-Band Analog Phase Shifter, GaAs Hyperabrupt Junction Varactor Diode, Reactance Matching, Predisortion, 3-dB Hybrid

I. 서 론

아날로그 위상변화기는 디지털 위상변화기에 비해서 제작하기가 간편하고 저렴하다. Ka-band대역의 고출력 증폭기는 대신호 증폭시 큰 위상지연 현상이 발생되는데 기존 predistortion 방식의 선형화 기법을 이용한 방법으로는 충분한 위상보상이 어려우므로 본 연구를 수행하게 되었다. 본 논문에서는 위상지연현상을 충분히 보상하고 디지털 변조 등에

서도 응용할 수 있도록 설계하였다. 본 설계에서는 기존^{[1]-[4]}에 사용한 방법과 다른 리액턴스 정합 방법을 이용하였으며 낮은 인덕턴스 값을 통하여 큰 위상 변화를 갖기 위해서 bondwire 인덕터를 병렬로 ballbonding 하였다. 제작에는 경제성을 고려하여 기존 millimeter 대역에서 많이 사용하는 alumina substrate보다 더 경제적인 teflon substrate를 이용하여 실험하였다. 본 설계에서 사용된 GaAs hyperabrupt junction 바랙터(varactor) 다이오드는 그림 1과

고려대학교 전자 및 정보공학과(Department of Eelectronics and information Engineering, Korea University)

· 논문 번호 : 20030123-020

· 수정완료일자 : 2003년 3월 12일

같은 특성 곡선을 가진 Alpha 다이오드의 GMV 9822 flip 칩형의 GaAs hyperabrupt junction 바랙터 다이오드를 이용하였다.

바랙터 다이오드는 역 전압 V_R 이 0~12 Vdc로 조절(tuning)될 때

$$C_J = \frac{C_{J0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_J}\right)^M} + C_P \quad (1)$$

식 (1)에서 C_J 값이 1.55 pF~0.18 pF까지 변한다. 아날로그 위상변화기의 위상변화는 주어진 역 전압에 따라 γ 상수 값이 더 높을수록 더 많은 위상변화를 가질 수^[5] 있으므로 γ 상수 값이 1.25인 다이오드 GMV9822를 이용하였다. 여기서, C_{J0} 는 역 전압 상태에서의 junction 캐피시턴스 값, V_J 는 schottky 다이오드의 built-in 전위, M 은 바랙터 다이오드의 기울기(grading coefficient)로서 다이오드의 active layer에 의존한다. C_P 는 확산(diffusion) 캐피시턴스 값이다. 이상적인 바랙터 다이오드가 전압 대비 일정한 위상 변화 (phase linearity)를 가지기 위해서는 γ 상수가 일정한 hyperabrupt junction 형의 바랙터 다이오드가 좋으며 C_J 값의 기울기곡선에 따라 V_R 를 적절하게 조절한다. 큰 위상변화를 가지기 위해서는 캐피시턴스율이 큰 것이 좋다. GMV 9822는 캐피시턴스율이 최대 5.55이다. 바랙터 다이오드의 C_J 값의 변화에도 불구하고 우수한 입력 반사계수 (return loss)를 가지기 위해서 90° branch line 결합기의 입력포트와 격리(isolation)포트를 입력·출력으로 이용하였으며 직접(direct) 포트와 결합(coupled)포트에 같은 용량의 병렬 바랙터 다이오드와 3선 bondwire 인덕터를 연결하였다. 본 아날로그 위상변화기의 설계는 ADS를 이용하여 설계하였으

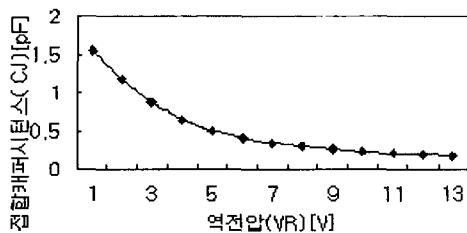


그림 1. 바랙터 다이오드의 특성곡선
Fig. 1. Characteristic Curve of Varactor Diode.

며 회로 시뮬레이션 후 momentum 시뮬레이션 결과와 일치할 수 있도록 layout을 수정하였다. 제작은 경제성을 고려하여 낮은 유전손실과 낮은 유전율을 가진 teflon substrate를 이용하여 제작하였다. 측정된 결과는 27 GHz로 부터 28 GHz 대역에서 C_J 값의 변화에 따른 가변의 $220^\circ \pm 7^\circ$ 위상변화와 삽입손실이 5 dB \pm 1 dB를 가진 우수한 성능의 결과를 얻었다.

II. 아날로그 위상변화기의 설계

그림 2는 아날로그 위상변화기 회로도이다.

90° branch line 결합기의 직접포트와 결합포트는 바랙터 다이오드(D1, D2, D3, D4)의 임피던스와 위상변화를 고려하여 아래와 같은 식에 의하여 25Ω의 microstrip line 으로 임피던스 정합하였다. 바랙터 다이오드단 T1 혹은 T2단은 series 저항 R_S 와 인덕턴스 성분 $j\omega L$, 캐피시턴스 성분 $1/j\omega C$ 가 포함되어 있다고 가정할 수 있으므로 다이오드단의 임피던스는 (2)와 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$Z_d = R_S + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (2)$$

여기서, Z_d 는 바랙터 다이오드단 T1 혹은 T2의 임피던스이다. 다이오드 임피던스단 Z_d 를 기존의 50Ω 대신에 25Ω 임피던스로 정합하기 위해 이론적인 공식으로 T1과 T2단의 반사율과 반사위상을 유도 입증하면 아래의 식과 같이 된다.

$$\Gamma_s = \frac{\left(\frac{Z_d}{2}\right) - Z_o}{\left(\frac{Z_d}{2}\right) + Z_o} \quad (3)$$

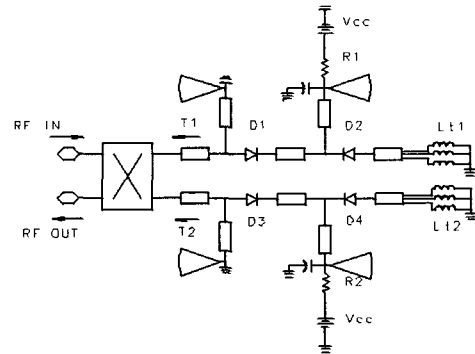


그림 2. 아날로그 위상변화기의 회로도
Fig. 2. Circuit Diagram of Analog Phase Shifter.

$$\Gamma_s = \frac{(R_s)^2 - 4Z_o^2 + (X(d))^2}{(R_s + 2Z_o)^2 + (X(d))^2} + j \frac{2Z_o X(d)}{(R_s + 2Z_o)^2 + (X(d))^2} \quad (4)$$

여기서, $X(d)$ 는 바랙터 다이오드단 T1과 T2단의 인덕턴스(X_L)와 캐퍼시턴스(X_C) 성분에 의한 리액턴스으로써 위상변화는 주로 리액턴스 성분에 의해 이루어진다.

$$\Gamma_s = |\Gamma_s| e^{j\theta} \quad (5)$$

식 (5)에서 바랙터 다이오드단의 반사율은

$$|\Gamma_s| = \sqrt{\left(\frac{(R_s)^2 - 4Z_o^2 + (X(d))^2}{(R_s + 2Z_o)^2 + (X(d))^2} \right)^2 + \left(\frac{2Z_o X(d)}{(R_s + 2Z_o)^2 + (X(d))^2} \right)^2} \quad (6)$$

이 되고 반사위상은

$$\angle \Gamma_s = \tan^{-1} \left(\frac{2Z_o X(d)}{(R_s)^2 - 4Z_o^2 + (X(d))^2} \right) \quad (7)$$

이 된다. 최종적으로 3-dB 하이브리드 출력을 통한 시스템 출력(그림 2의 RF OUT) 반사위상은 식 (7)로부터

$$\angle(\Gamma_s - \pi/2) \quad (8)$$

가 된다. 결론적으로 위와 같이 유도된 식을 통하여 바랙터 다이오드단을 25Ω 으로 정합하는 것이 기존 Z_o 을 이용하여 설계한 것^[1]과 비교해서 손실이 크지 않고 큰 위상 변화를 가질 수 있는 것을 알 수 있다. 바랙터 다이오드와 90° branch line 결합기의 연결 임피던스는 90° branch line 결합기의 특성 임피던스 50Ω 과 바랙터 다이오드단 입력 임피던스 25Ω 과 임피던스 정합시키기 위해

$$Z = \sqrt{Z_o * Z_c} \quad (9)$$

(9)의 식을 통하여 35.3Ω 으로 정합을 했다. 90° branch line 결합기의 입력포트를 통하여 입력되는 신호는 결합포트와 격리포트에 똑같은 크기로 분배되어지고 위상변화기 전체의 위상변화는 각 포트에 연결되어 있는 바랙터 다이오드의 junction 캐퍼시

턴스 값 C_j 에 의하여 위상이 변한다. 본 설계에서는 보다 큰 위상 변화를 가지기 위해서 바랙터 다이오드를 각각 병렬로 연결하여

$$wC_j = wC_{j1} + wC_{j2} \quad (10)$$

(10)의 식과 같이 C_j 값을 배로 하고 각각의 바랙터 다이오드에 대해서 임피던스 정합을 시켰다. 바랙터 다이오드의 임피던스 정합^[6]은 매우 중요하며 정합이 충분치 못할 경우 낮은 위상 변화를 가진다. 리액턴스에 의한 위상변화는 리액턴스 값 $X=0$ 일 때 최대가 되므로

$$jX = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (11)$$

(11)의 식에서 ωL 이 낮은 값이 될 수 있도록 본 설계에서는 Ka-Band에서 구현하기 힘든 기존 microstrip line을 이용한 인덕터^[7] 대신에 바랙터 다이오드의 끝단에 1.0 mil 직경의 금(Au) wire 3 선을 각각 bonding하여

$$\frac{1}{\omega L_t} = \frac{1}{\omega L_1} + \frac{1}{\omega L_2} + \frac{1}{\omega L_3} \quad (12)$$

(12)의 식과 같이 30 GHz에서 용량이 약 0.15 nH 인 용량이 낮은 인덕터를 만들었다. 인덕터를 이용한 위상변화^[8]는 위의 식에서와 같이 큰 위상변화를 가질 수 있지만 삽입손실도 커진다. 삽입손실(insertion loss)은

$$IL = -20 \log |\Gamma_s| \quad (13)$$

식 (13)으로 나타낼 수 있다. 90° branch line 결합기의 직접포트와 결합포트에 있는 C_j 값과 인덕턴스값 등이 각각 차이가 있을 경우 입력 반사계수가 나빠지므로 역 전압용 저항과 리액턴스 값이 같아질 수 있도록 매우 주의하여야 한다. 본 설계에서는 passive 소자(3-dB 하이브리드, radial stub 등)를 설계 완성한 다음 ADS상에서 바랙터 다이오드의 spice modeling 값과 C_j 값 1.55 pF~0.18 pF를 입력하면서 V_R 값 2 Vdc~12 Vdc의 변화에 따른 위상 변화를 확인하였다. 역 전압 V_R 은 바랙터 다이오드의 back-to-back단에 동시에 주어졌다. 바랙터 다이오드의 임피던스 정합은 매우 중요하므로 C_j 값을 중심 값인 0.87 pF에 놓고 smith chart상에서 임피던

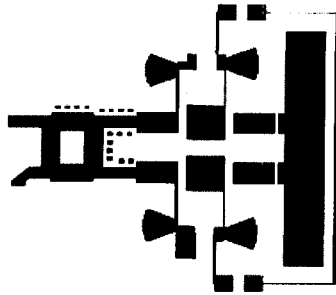
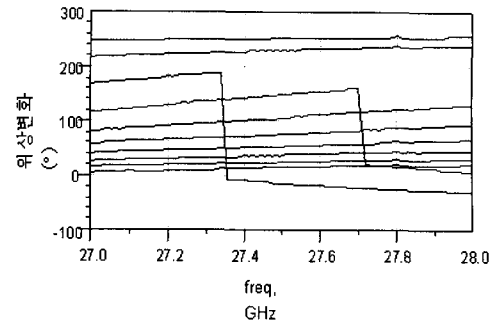


그림 3. 아날로그 위상변화기의 Lay-out
Fig. 3. Lay-out of Analog Phase Shifter.

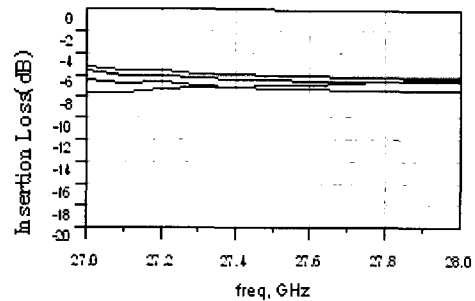
스 정합을 확인하였다. RF 입력신호가 C_j 값의 변화에도 불구하고 smith chart의 가운데를 중심으로 거의 일정하게 움직이게 정합하여 원하는 큰 위상 변화 값을 얻을 수 있었다. 아날로그 위상변화기를 설계할 때 주파수가 높은 관계로 회로설계 및 시뮬레이션 결과와 실제 momentum 시뮬레이션 결과와는 차이가 있다. 따라서, 3-dB 하이브리드 등의 lay-out을 momentum 시뮬레이션하면서 그 결과를 S2P 파일을 이용하여 회로 시뮬레이션결과와 같은 data가 나올 수 있도록 확인하면서 lay-out을 수정하였다. 최종적으로 그림 3과 같은 lay-out이 설계되었다.

III. 측정결과 및 제작

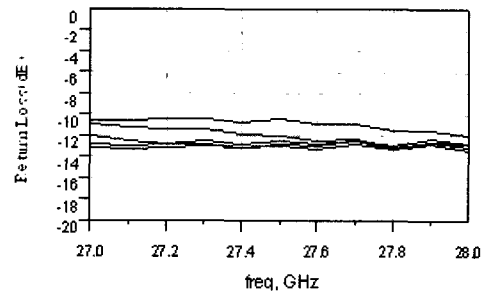
본 설계에서 사용된 substrate는 유전율 3.02, 두께 10 mil, tangent 손실이 0.0016인 teflon substrate를 이용하여 제작하였다. 부품조립은 먼저 이물질이 있으면 조립에 방해가 되므로 housing을 ultrasonic으로 깨끗이 한 다음 discrete 부품 먼저 substrate위에 납땜한다. carrier와 substrate사이에는 (silver) epoxy를 바른 후에 chamber에 넣고 150°C로 약 1시간 동안 curing한다. beam lead 바랙터 다이오드를 substrate위에 접착하기 위해 epoxy를 바랙터 다이오드가 놓일 substrate위에 바른 다음 chamber 안에서 150°C로 curing한다. 약 0.15 nH의 리액턴스 값을 갖기 위해 1.0 mil 직경의 금(Au) wire 3선을 substrate위에 ballbonding 한다. ball-bonding은 매우 주의하여야 하며 길이는 최소로 한다. 잘못된 ballbonding은 삽입손실 값이 커지고 입력반사계수 값이 나빠진다. 정상적으로 조립될 경우 bonding에 따른 삽입손실은 약 -0.3 dB 정도 된다.



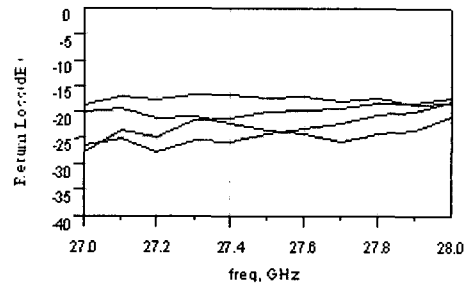
(a) 측정 Relative 위상변화(°)
(a) Measured relative Phase Shifter(°)



(b) 측정 Insertion Loss(dB)
(b) Measured Insertion Loss(dB)



(c) 측정 Return Loss(dB)
(c) Measured Output Return Loss(dB)



(d) 측정 입력 Return Loss(dB)
(d) Measured Input Return Loss(dB)

그림 4. 아날로그 위상변화기의 측정결과
Fig. 4. Measured Results of Analog Phase Shifter.

부품이 조립된 carrier를 housing위에 놓는다. 40 GHz까지 사용할 수 있는 K-series 커넥터의 bead를 housing에 설치한 다음 chamber 안에서 150°C로 curing한다. K-커넥터의 bead를 substrate에 연결하고 은 epoxy를 바른 후에 chamber에 넣고 150°C로 약 1시간 동안 curing한다. Ka-band와 같은 높은 주파수에서의 바랙터의 정확한 측정값을 구할 수 없었고 Alpha사에서 제공한 model 값만을 이용하여 설계하였다. 출력신호의 위상변화는 바랙터의 역전압에 따라서 계속적으로 변할 수 있었고 협대역의 90° branch line 결합기를 이용하여 설계하였으며 큰 위상 변화를 가질 수 있게 되었다. 원하는 위상변화에 필요한 인덕턴스값을 가지기 위해서 1선이나 2선의 bondwire만을 bonding 하는 대신에 약 0.15 nH의 용량과 약 -0.3 dB의 삽입손실을 가지는 3선의 bondwire(그림 2의 Lt부분)를 만들어 ballbonding 하였다. 측정 결과는 27 GHz로부터 28 GHz의 주파수 대역에서 그림 4에서와 같이 2 Vdc~12 Vdc의 역전압에 따라 220°의 큰 위상 변화를 얻을 수 있었으며 위상 편차는 위의 주파수 대역에서 ±7°의 편차를 가졌다. 삽입손실은 5 dB의 삽입손실에 ±1 dB의 편차를 가졌다. 반사계수를 포함한 측정결과는 그림 4에 나타나 있다. 전력소비는 매우 작아서 나타나지 않았다. 측정은 HP8510C network analyzer를 이용하여 측정하였으며 기존 하이브리드 구조에서와 같이 150°의 위상 변화를 갖는 것에 비해서 만족할만한 결과를 얻었다. 큰 대역에서 위상 평탄도를 높이기 위해서는 각각의 포트에 다른 용량의 인덕터를 계산하여 bonding하면 되지만⁷⁾ 높은 주파수에서는 원하는 용량의 인덕터를 구현하기가 매우 어려울 뿐만 아니라 또한 기생성분을 무시할 수 없다.

IV. 결 론

본 논문에서는 바랙터 다이오드단의 리액턴스 성분인 L과 C를 이론적인 공식으로 유도하여 가변의 아날로그 위상변화기를 설계 및 제작하였으며 3-dB 하이브리드 설계와 바랙터 다이오드의 model 등과 같은 것은 타문헌에서 많이 볼 수 있는 관계로 일반적인 설계 결과는 보이지 않았다. 위상변화기의 성

능은 27 GHz로부터 28 GHz의 주파수 대역에서 220°의 큰 가변 위상 변화와 ±7°의 위상편차, 삽입손실은 5 dB±1 dB의 우수한 결과를 얻었다. Lange coupler를 이용하면 더 큰 대역을 얻을 수 있으나 고가의 alumina substrate를 이용하여야 한다. 그러나, 큰 대역이 요구되지 않는 것에서는 90° branch line 결합기를 이용하는 것이 제작하기가 더 용이하고 저렴하다. millimeter 대역에서는 주로 wire bonding이 쉬운 alumina substrate를 이용하여 제작을 하나 이는 매우 고가의 비용이 든다. 본 논문에서는 제작 비용이 훨씬 저렴한 teflon substrate를 이용함으로써 제작비용을 훨씬 줄일 수 있었다. 향후 Ka-Band 대역에서의 연구에서도 최소의 부분만 alumina substrate를 이용하고 많은 부분을 경제적인 teflon substrate를 이용해도 될 수 있는 가능성을 보여 주었다.

참 고 문 헌

- [1] John I. Upshur, Bernard D. Geller, "Low loss 360° x-band analog phase shifter", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 487-490, 1990.
- [2] Harry A. Atwater, "Reflection coefficient transformations for phase-shift circuits", *IEEE Trans. MTT*, vol. MTT-28, no. 6, pp. 563-768, 1980.
- [3] Stephen Lucyszyn, Ian D. Robertson, "Synthesis techniques for high performance octave bandwidth 180° analog phase shifters", *IEEE Trans. MTT.*, vol. 40, no. 4, pp. 731-740, 1992.
- [4] A. E. Ashtiani, S. Nam, S. Lucyszyn and I. D. Robertson, "Monolithic ka-band 180-degree analog phase shifter employing hemt-based varactor diodes", Department of Electronic Engineering, King's College London, Department of Electronic Engineering, University of Surrey, 1998.
- [5] E. C. Niehenke, V. V. Dimacro and A. Friedberg, "Linear analog hyperabrupt varactor diode phase shifters", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 657-660, 1985.
- [6] J. Piotr Starski, "Optimization of the matching network for a hybrid coupler phase shifter", *IEEE Trans. MTT.*, vol. MTT-2, no. 8, pp. 662-666, 1977.

[7] David M. Krafcsik, Scott A. Imhoff and Dale E. Dawson, "A dual-varactor analog phase shifter operating at 6 to 18 GHz", *IEEE Trans. MTT.*, vol. 36, no. 12, pp. 1938-1941, 1988.

[8] Hitoshi Hayashi, Yohtaro Umeda, "A high-Qbroad-band active inductor and its application to a low-loss analog phase shifter", *IEEE Trans. MTT.*, vol. 44, no. 12, pp. 2369-2374, 1996.

조 성 익



1981년 2월: 조선대학교 전자공학과 (공학사)

1985년 5월: 조선대학교 전자공학과 (공학석사)

1984년 12월~1998년 4월: 현대전자연구소(위성) 책임연구원

1999년 3월~현재: 고려대학교 전자 및 정보공학과 박사과정

[주 관심분야] 이동위성통신, 위성통신, 마이크로파 및 밀리미터파회로설계, 초고주파회로 공학