



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

석사학위논문

마이크로파 이중 대역  
위상 변환기

2022년 8월 22일

전북대학교 대학원

전자정보공학부

김수연

마이크로파 이중 대역  
위상 변환기

Microwave Dual-band Phase Shifter

2022년 8월 22일

전북대학교 대학원

전자정보공학부

김수연

# 마이크로파 이중 대역 위상 변환기

Microwave Dual-band Phase Shifter

지도교수 정 용 채

이 논문을 공학 석사 학위논문으로 제출함.

2022년 4월 19일

전 북 대 학 교 대 학 원

전 자 정 보 공 학 부

김 수 연

김 수 연의 석사학위논문을 인준함.

위 원 장          전북대학교 부교수          임 동 구 (인)

부위원장          전북대학교 교수          이 지 훈 (인)

위      원          전북대학교 교수          정 용 채 (인)

2022년 7월 5일

전 북 대 학 교 대 학 원

# - 목 차 -

## ABSTRACT

1. 서론 .....	1
2. 반사형 위상 변환기의 이론 .....	4
3. 이중 대역 위상 변환기를 위한 반사 부하	
3.1. 주파수에 따른 varactor 다이오드 비선형성 .....	8
3.2. 동작 주파수에 따른 반사 부하	
3.2.1. 낮은 주파수 동작 .....	15
3.2.2. 높은 주파수 동작 .....	17
3.3. 설계 순서도 .....	19
4. 이중 대역 위상 변환기의 설계 및 측정	
4.1. 위상 주파수 설계	
4.1.1. 낮은 주파수 동작 .....	23
4.1.2. 높은 주파수 동작 .....	27
4.2. 위상 변환기의 시뮬레이션 및 측정 결과 .....	31
5. 고찰 및 선행 연구 결과 비교 .....	39
6. 결론 .....	41

## 참고문헌

## - 그림 목 차 -

그림 2.1. 일반적인 반사형 위상 변환기의 구조 .....	4
그림 3.1. 인가전압에 따른 낮은 주파수 대역에서의 커패시턴스 변화 ....	9
그림 3.2. 인가전압에 따른 높은 주파수 대역에서의 커패시턴스 변화 ....	9
그림 3.3. SMV-1231 varactor 다이오드의 등가모델 .....	10
그림 3.4. 낮은 주파수 대역에서 인가전압에 따른 커패시턴스 값 .....	11
그림 3.5. 높은 주파수 대역에서 인가전압에 따른 커패시턴스 값 .....	11
그림 3.6. 낮은 주파수 대역에서의 위상 변환 범위 .....	12
그림 3.7. 높은 주파수 대역에서의 위상 변환 범위 .....	12
그림 3.8. Varactor 다이오드의 등가회로 .....	14
그림 3.9. 동작 주파수에 따른 반사 부하의 구조: (a) 낮은 주파수 동작, (b) 높은 주파수 동작 .....	13
그림 3.10. 낮은 주파수 동작에서의 보상 방법 .....	15
그림 3.11. 높은 주파수 동작에서의 보상 방법 .....	17
그림 3.12. 반사 부하의 알고리즘 순서도 .....	19
그림 4.1 낮은 대역 동작에서 $\lambda/4$ 개방 스테브의 스미스 차트 .....	23
그림 4.2. 보상소자가 없을 때 낮은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 위상 특성, (b) 반사 손실 특성 .....	24
그림 4.3 낮은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 회로, (b) 위상 특성, (c) 반사 손실 특성 .....	26

그림 4.4. 높은 대역 동작에서 $\lambda/4$ 개방 스테르브의 스미스 차트 .....	27
그림 4.5. 보상소자가 없을 때 높은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 위상 특성, (b) 반사 손실 특성 .....	28
그림 4.6. 높은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 회로, (b) 위상 특성, (c) 반사 손실 특성 .....	30
그림 4.7. 제안한 위상 변환기의 회로 .....	31
그림 4.8. 제작된 위상 변환기의 사진 .....	32
그림 4.9. 낮은 대역 동작의 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 특성, (b) 삽입 손실 특성, (c) 반사 손실 특성 .....	34
그림 4.10. 높은 대역 동작의 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 특성, (b) 삽입 손실 특성, (c) 반사 손실 특성 .....	36
그림 4.11. 이중 대역 동작의 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 특성, (b) 삽입 손실 특성, (c) 반사 손실 특성 .....	38

## - 표 목 차 -

표 4.1. 낮은 대역 동작 반사 부하의 파라미터 계산 결과 .....	25
표 4.2. 높은 대역 동작 반사 부하의 파라미터 계산 결과 .....	29
표 4.3. 제안한 위상 변환기의 물리적 치수와 소자 값 .....	32
표 4.4. 낮은 대역 동작 시 시뮬레이션 및 측정 결과 .....	34
표 4.5. 높은 대역 동작 시 시뮬레이션 및 측정 결과 .....	36
표 4.6. 이중 대역 동작 시 시뮬레이션 및 측정 결과 .....	38
표 5.1. 선행 연구 결과와 제안된 위상 변환기의 성능 비교 .....	40

# ABSTRACT

## Microwave Dual-band Phase Shifter

Su-Yeon Kim

Division of Electronics and Information Engineering

The Graduate School

Jeonbuk National University

In this research, the reflection-type dual-band tunable phase shifter is designed. The proposed phase shifter is reflection-type structure that provides high return loss and low insertion loss characteristics. The phase shifting range and in-band phase deviation of reflection load using equivalent circuit of varactor diode is studied and reflection loads according to operating frequency is presented.

Proposed phase shifter consists to 3-dB hybrid coupler and same two reflection load. The reflection load consists to  $\lambda/4$  transmission line,  $\lambda/4$  open-circuited stub, compensation element and varactor diode. The parasitic element of  $\lambda/4$  open-circuited stub is compensated by inductor or capacitor that selected according to frequency. To verify the proposed design method, reflection-type dual-band tunable phase shifter operating at 1.88 GHz and 2.44 GHz, and 100 MHz of bandwidth is designed, simulated, and measured. From the measurement results, the proposed phase shifter achieves dual-band operation independently, low in-band phase deviation and high return loss characteristic.

Keyword :  $\lambda/4$  open-circuited stub, Dual-band, Phase deviation, Phase shifting range.

# 1. 서론

무선 통신 시스템의 중요한 구성 요소 중 하나인 위상 변환기는 빔 형성, 위상 배열 안테나, 그리고 다중입력 다중출력 시스템에서 널리 이용되고 있다[1]-[5]. 최근 다중대역 신호를 하나의 어플리케이션으로 처리하기 위해 연속적으로 조정 가능한 다중대역 위상 변환기가 많이 요구되고 있다.

조정 가능한 위상 변환기는 가변선로형, 전송선로형, 메타물질 구조, 반사형으로 크게 나눌 수 있다. 가변선로형 위상 변환기는 스위치와 전송선로로 간단하게 구성되어 있으며, 스위치의 ON/OFF 상태에 따라 원하는 위상을 얻을 수 있다[6]. 하지만 넓은 위상 변환 범위 또는 위상 변환 간격을 좁히기 위해서는 스위치의 증가로 인한 전체 회로의 크기 증가가 요구된다. 이를 해결하기 위해 전송선로형과 메타물질 구조가 이용된다. 전송선로형은 높은 임피던스를 갖는 전송선로에 연결된 varactor diode 또는 PIN diode를 통해 연속적인 위상 변환을 얻을 수 있으며[7] 메타물질 구조는 메타물질 구조에 포함된 커패시터를 varactor diode로 대체하여 선형적인 위상 변환 특성을 얻을 수 있다[8]. 하지만 이 두 구조는 커패시턴스의 변화에 따른 전체 회로의 임피던스가 변하게 되어 부정합의 문제가 발생하게 된다.

반사형 위상 변환이기는 3-dB Hybrid 결합기와 동일한 두 개의 반사 부하로 구성되며, 반사 손실 특성이 좋아 가변 위상 변환이기에 많이 이용되고 있다. 먼저 임피던스 변환 쿼드러처 결합기를 이용한 가변 위상 변환기가 제시되었다[9]. 제안된 구조는 반사 부하에 varactor 다이오드를 cascade로 연결하여 최대 407°의 넓은 위상 변환 범위를 갖지만, 최대 4.6 dB의 큰 삽입 손실 특성을 보인다. [10]에서는 반사 부하가 하나의 전송선로와 1개 또는 3개의 varactor 다이오드로 구성되어있는 L- 또는  $\pi$ -형태의 위상 변환이기를 보여주고 있으며 200 MHz의 대역폭 내에서 각각 201°와 385°의 위상 변환 특성을 보여주고 있다. 비슷하게, 브랜치 선로 결합기에 전송선로, varactor 다이오드 그리고 성능을 위한 셉트 개방 스

터브가 연결되는 구조가 제안되었다[11]. 제안된 구조는 1 GHz의 넓은 대역폭 내에서 190°의 위상 변환 범위,  $\pm 10^\circ$ 로 낮은 대역 내 위상 편차 특성을 보인다. [12]에서는 수직 평면 구조를 적용한 위상 변환기가 제안되었다. 이 논문에서는 결합 선로를 수직 평면 구조로 구현하였으며, 350°의 넓은 위상 변환 범위를 구현하였지만, 대역 내 위상 편차가  $\pm 100^\circ$ 로 매우 크다. 전송선로가 이용된 반사 부하를 이용하여 500 MHz의 광대역에서 146.9°의 위상 변환 범위와  $\pm 5.79^\circ$ 의 적은 대역 내 위상 편차를 갖는 구조도 제안되었다[13].

하지만 전형적인 위상 변환기는 단일 대역에서만 동작한다는 한계를 갖고 있어 최근에는 다중 대역에서 동작하는 위상 변환기가 요구된다. [14]에서는 CMOS 공정을 이용한 다중대역 위상 변환기가 제안되었지만 상대 주파수에 영향을 주며 독립적인 동작은 불가하였다. 반면에 [15]에서는 독립적으로 동작하는 이중 대역 위상 변환기도 제안되었지만, 화합물 공정을 이용하여 제작에 어려움이 있다. 이처럼 가변 위상 변환기의 설계에는 위상 변환 범위, 위상 편차 그리고 삽입 및 반사 손실 등과 같이 많은 특성을 고려해야 한다.

본 논문에서는 이중 대역에서 동작하는 반사형 위상 변환기를 설계하였으며, varactor 다이오드를 이용하여 인가전압에 따른 선형적인 위상 변환 특성을 나타내었다. 또한, 동작 주파수와 협동 주파수의 관계에 따른 분석을 통해 적절한 보상 소자를 선택하였다. 설계를 위해 제안된 반사 부하의 위상 식을 유도하고, 순서도를 통해 원하는 성능을 얻을 수 있는 설계 파라미터를 구할 수 있다. 제안된 설계를 검증하기 위해 이중 대역 위상 변환기를 제작 및 측정했다. 설계된 이중 대역 위상 변환기는 1.88 GHz와 2.44 GHz의 두 중심 주파수에서 위상 변환 범위가 각각 114.134°와 114.017°이며, 100 MHz의 대역폭 내 위상 편차는 최대  $\pm 9.465^\circ$ 와  $\pm 6.076^\circ$ 의 특성을 나타낸다. 또한, 두 대역 내에서 반사 손실은 각 19.669 dB와 16.684 dB 이상이며 삽입 손실은 각 1.867 dB와 1.983 dB 이하의 특성을 보인다.

본 논문의 전체적인 구성은 다음과 같다. 2장에서는 반사형 위상 변환기의 동작 원리와 각 동작 주파수에서 반사 부하에 따른 위상 식을 확인

했다. 3장에서는 varactor 다이오드의 등가회로를 이용한 회로 분석을 통해 반사 부하의 위상 변환 범위와 대역 내 위상 편차를 수식적으로 확인하였으며 원하는 성능을 얻을 수 있는 설계 순서도를 제시하였다. 4장에서는 제안한 반사 부하를 적용한 이중 대역 위상 변환기를 설계 및 제작하여 시뮬레이션과 측정 결과를 비교했으며 5장에서 선행연구와 비교를 통해 고찰했다. 마지막으로 6장에서는 연구 결과에 대한 결론을 맺었다.

## 2. 반사형 위상 변환기의 이론

일반적인 반사형 위상 변환기는 그림 2.1과 같이 3-dB 하이브리드 결합기와 반사 부하로 구성되어 있다. 결합기의 결합 단자와 통과 단자에는 동일한 반사 부하가 연결되는데, 반사 부하가 리액턴스 성분만 갖는다면 두 부하에서 발생하는 반사에 의한 위상 변환을 통해 신호 진폭의 변화는 없이 입력 단자 간의 위상만을 조정할 수 있다. 이때 위상 변환기에서 얻을 수 있는 위상 변환 범위는 반사 부하에서 발생하는 위상 변환 범위와 동일한 특성을 갖게 된다. 이는 특정 단자를 중단하여 측정된 산란 매트릭스로부터  $n$ -단자 산란 매트릭스를 구하는 방법인 port reduction method를 통해 설명할 수 있다. 또한, 입력 단자로 반사 부하의 반사된 신호는 결합기를 지나며 역위상이 되어 서로 상쇄되기 때문에 입력 단자에서의 반사 손실 특성이 뛰어나다는 장점이 있다.

본 논문에서는 port reduction method를 통해 3 단자와 4 단자가 동일한 두 반사 부하로 중단된 위상 변환기의 2 단자 산란 매트릭스를 구할 수 있다. 또한, 이를 통해 일반적인 반사형 위상 변환기의 위상 특성을 수식적으로 구할 수 있다.

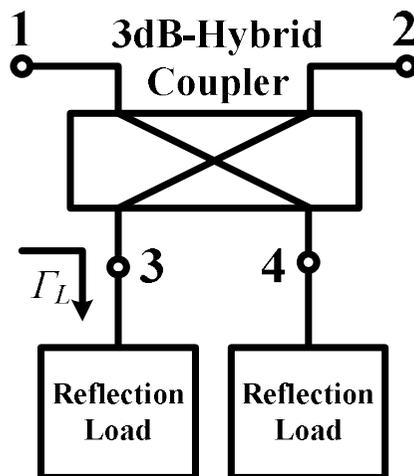


그림 2.1. 일반적인 반사형 위상 변환기의 구조.

Fig 2.1. Typical structure of reflection type phase shifter.

측정된 산란 매트릭스는 4 단자 3-dB 하이브리드 결합기로 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다. 이 결합기는 간단하게 1 단자와 2 단자 그리고 3 단자와 4 단자의 쌍으로 분리할 수 있다. 분리된 회로는 식 (2.2)와 같이 나타낼 수 있고, 행렬식은 식 (2.3)으로 나타낼 수 있다.

$$S_o = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & j \\ 0 & 0 & j & -1 \\ -1 & j & 0 & 0 \\ j & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$S_{11_o} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, S_{21_o} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}, S_{12_o} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}, S_{22_o} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11_o}a_1 + S_{12_o}a_2 \\ b_2 = S_{21_o}a_1 + S_{22_o}a_2 \end{cases} \quad (2.3)$$

그림 1과 같이 3 단자와 4 단자가 입력 임피던스가  $Z_L$ 인 동일한 반사 부하로 종단되어 있을 때 두 단자의 반사 계수를  $\Gamma_L$ 로 나타낸다면 반사 부하의 산란 매트릭스는 식 (2.4)와 식 (2.5)로 나타낼 수 있다.

$$S_L = \begin{bmatrix} \Gamma_L & 0 \\ 0 & \Gamma_L \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$b' = S_L a' \quad (2.5)$$

이때, 3 단자와 4 단자로 입사되는 입사파인  $a_2$ 는 반사 부하의 반사파인  $b'$ 으로 볼 수 있고, 3 단자와 4 단자로 반사되는 반사파인  $b_2$ 는 반사 부하의 입사파인  $a'$ 으로 볼 수 있다. 따라서 식 (2.5)는 식 (2.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$a_2 = S_L b_2 \quad (2.6)$$

식 (2.6)을 식 (2.3)에 대입하면 식 (2.7)과 같이 나타낼 수 있고, 식 (2.3)을  $a_1$ 과  $b_1$ 에 대해 정리하면 식 (2.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} b_1 = S_{11_o}a_1 + S_{12_o}S_L b_2 \\ b_2 = S_{21_o}a_1 + S_{22_o}S_L b_2 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11_o} + S_{12_o} S_L (U - S_{22_o} S_L)^{-1} S_{21_o} \quad (2.8)$$

식 (2.8)에 해당하는 파라미터를 대입하면, 기존 4 단자 회로의 산란 매트릭스를 새로운 2 단자 회로의 산란 매트릭스로 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$S_{2-port} = \begin{bmatrix} 0 & -j\Gamma_L \\ -j\Gamma_L & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

신호의 진폭에 변화 없이 위상만을 조정하기 위해 반사 부하가 리액턴스 성분만을 갖는다고 가정하면,  $Z_L = jX_L$ 과 같이 나타낼 수 있고, 반사 계수  $\Gamma_L$ , 위상  $\phi_L$  그리고 위상 변환 범위  $\Delta\phi_L$ 은 식 (2.10)처럼 나타낼 수 있다. 이때,  $x_L$ 은 정규화된 반사 부하의 리액턴스를 의미하며,  $x_{L,max}$ 와  $x_{L,min}$ 은 가변 반사 부하의 최대와 최소 리액턴스의 값을 의미한다.

$$\begin{aligned} \Gamma_L &= \frac{jX_L - Z_0}{jX_L + Z_0} = \frac{jx_L - 1}{jx_L + 1} \\ \phi_{\Gamma_L} &= \tan^{-1}\left(\frac{x_L}{-1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{x_L}{1}\right) = -2 \tan^{-1}(x_L) \\ \Delta\phi_{\Gamma_L} &= \left| -2 \tan^{-1}(x_{L,max}) + 2 \tan^{-1}(x_{L,min}) \right| \end{aligned} \quad (2.10)$$

식 (2.10)에서 구한  $\Gamma_L$ 을 이용해  $Z_L$ 의 동일한 두 반사 부하로 종단된 위상 변환기의 1 단자와 2 단자 사이의 위상  $\phi$ 와 위상 변환 범위  $\Delta\phi$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi &= \tan^{-1}\left(\frac{1}{x_L}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{x_L}{1}\right) = \frac{\pi}{2} - 2 \tan^{-1}(x_L) \\ \Delta\phi &= \left| -2 \tan^{-1}(x_{L,max}) + 2 \tan^{-1}(x_{L,min}) \right| \end{aligned} \quad (2.11)$$

식 (2.10)과 식 (2.11)에서 볼 수 있듯이 반사 부하의 위상 변환 범위  $\Delta\phi_L$ 과 전체 회로의 위상 변환 범위  $\Delta\phi$ 는 동일한 것을 알 수 있다. 따라서 반사 부하의 설계에 따라 전체 위상 변환기의 원하는 위상 변환 범위 특성을 얻을 수 있다.

반사 부하가 리액턴스 성분 중 캐패시턴스 성분만을 갖는다고 하면, 주

파수  $f$ 와 가변 캐패시턴스  $C_V$ 에 의해 결정된다고 볼 수 있다. 결과적으로 위상  $\phi$ 는  $f$ 와  $C_V$ 에 대한 함수로 나타낼 수 있다.

$$\phi(f, C_V) = \frac{\pi}{2} - 2 \tan^{-1}(x_L(f, C_V)) \quad (2.12)$$

식 (2.12)로부터  $C_V$ 의 최소 캐패시턴스  $C_{V,\min}$ 에서 최대 캐패시턴스  $C_{V,\max}$ 까지의 변화에 따른 동작 주파수에서의 위상 변환 범위를 식 (2.13)과 같이 구할 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\phi(C_V)|_{f_o} = \phi(C_V)|_{f_o} - \phi(C_{V,\min})|_{f_o} \\ \quad \text{when } \phi(C_{V,\min})|_{f_o} < \phi(C_{V,\max})|_{f_o} \\ \Delta\phi(C_V)|_{f_o} = \phi(C_V)|_{f_o} - \phi(C_{V,\max})|_{f_o} \\ \quad \text{when } \phi(C_{V,\min})|_{f_o} > \phi(C_{V,\max})|_{f_o} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

또한, 동작 대역폭 내 위상 편차  $\phi_{dev}$ 는 식 (2.14)와 같이 표현될 수 있다.

$$\phi_{dev}(C_V) = \max(\Delta\phi(C_V)|_{BW}) - \min(\Delta\phi(C_V)|_{BW}) \quad (2.14)$$

## 3. 이중 대역 위상 변환기를 위한 반사 부하

### 3.1. 주파수에 따른 varactor 다이오드 비선형성

일반적으로 가변 위상 변환기의 반사 부하에는 잡음으로 인한 전력손실이 적은 varactor 다이오드를 주로 사용한다. Varactor 다이오드는 P-N 접합 다이오드로 역 바이어스를 인가하여 공핍 영역의 폭을 제어할 수 있고, 이를 통해 커패시턴스 변화를 제어할 수 있다. 따라서 varactor 다이오드를 반사 부하에 적용해 리액턴스를 제어할 수 있고, 인가되는 전압으로 위상 특성을 조절할 수 있다. 그렇지만 varactor 다이오드의 기생 성분으로 인해 주파수에 따라 일정하지 않은 커패시턴스 혹은 인덕턴스 성분을 갖게 되는데 이는 대역 내 위상 편차의 증가를 일으킬 수 있다.

위상 특성에서 주파수에 따른 varactor 다이오드의 비선형성이 어떠한 영향을 끼치는지 Keysight 사에서 제공하는 Advanced Design System (ADS) 시뮬레이션을 통해 확인해 보았다. ADS에서 제공하는 다이오드 모델과 실제 varactor 다이오드의 측정 결과를 추출하여 비슷한 특성을 보일 수 있도록 다이오드 모델 파라미터를 수정하여 등가 회로를 구성하였고, 이를 통해 ADS 시뮬레이터를 통해 전압에 따른 주파수 비선형성을 확인할 수 있다.

Varactor 다이오드는 Skyworks 사의 SMV-1231을 사용하였다. 동작 주파수는 각각 1.88 GHz와 2.44 GHz이고, Network analyzer를 이용하여 0V부터 16V까지의 전압 인가에 따른 커패시턴스를 측정했다. SMV-1231은 동일 제품군 중 최소 커패시턴스 값이 가장 작아 리액턴스에 따라 반사 부하의 비교적 넓은 위상 변환 범위를 얻을 수 있어 사용되었다. 그림 3.1과 그림 3.2는 두 동작 주파수에서 SMV-1231의 등가 모델 시뮬레이션 및 측정 결과를 비교하였고, 그림 3.3은 파라미터가 수정된 SMV-1231의 다이오드 등가 모델을 나타내고 있다.

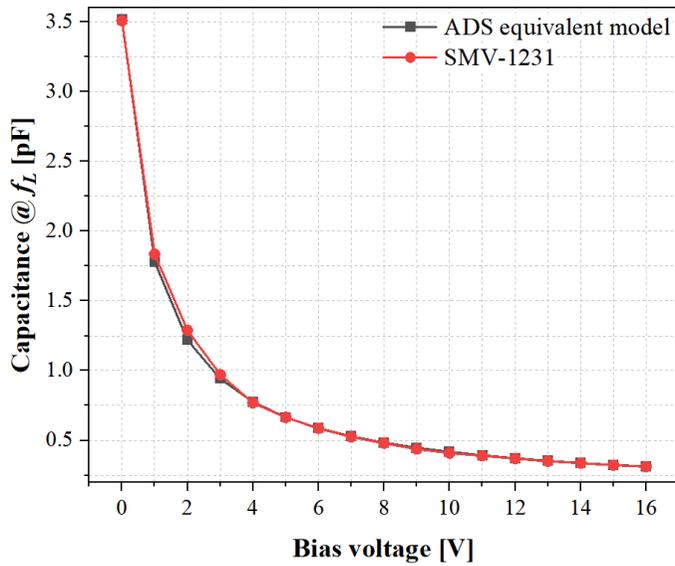


그림 3.1. 인가전압에 따른 낮은 주파수 대역에서의 커패시턴스 변화.

Fig 3.1. Variation of capacitance according to bias voltage at low-frequency band.

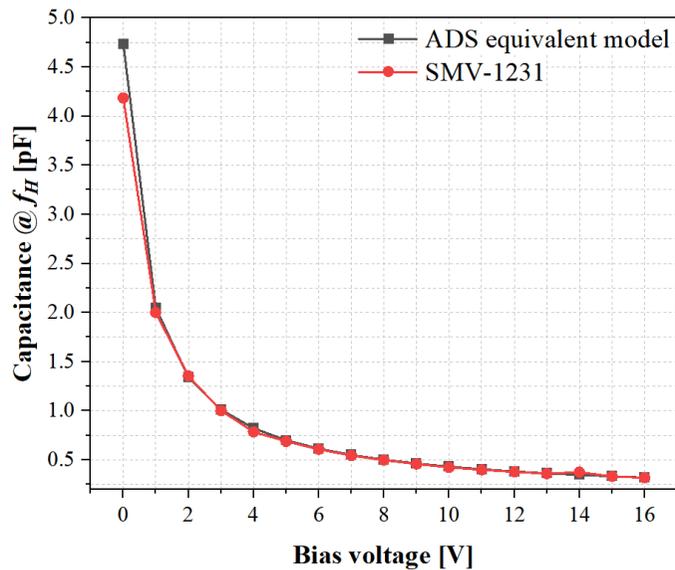


그림 3.2. 인가전압에 따른 높은 주파수 대역에서의 커패시턴스 변화

Fig 3.2. Variation of capacitance according to bias voltage at high-frequency band.

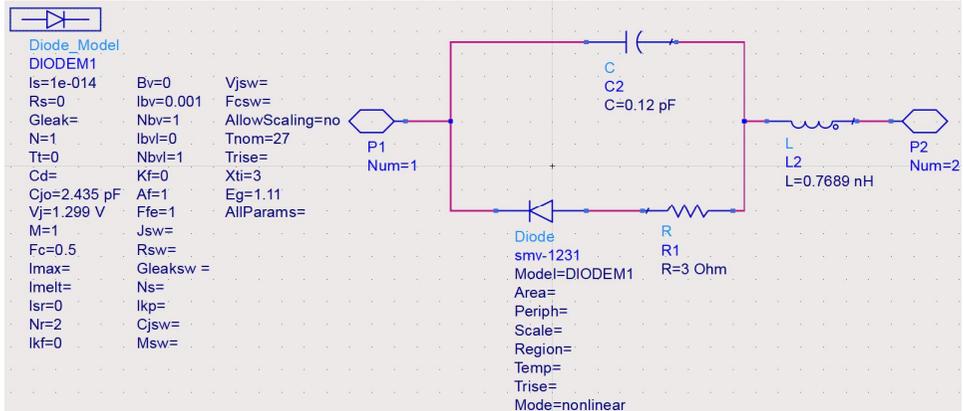


그림 3.3. SMV-1231 varactor 다이오드의 등가모델

Fig 3.3. Equivalent circuit of SMV-1231 varactor diode

그림 3.4와 그림 3.5는 다이오드 모델을 이용하여 전압에 따른 커패시턴스 값의 변화를 100 MHz의 대역폭을 갖는 두 동작 주파수에서 나타냈다. 커패시턴스의 값은 낮은 인가전압 대역에서 큰 폭으로 변화하는 것을 볼 수 있다. 그림 3.6과 그림 3.7에서는 같은 커패시턴스 범위에서 이상적인 커패시터의 경우와 varactor 다이오드의 등가 모델을 이용한 경우의 시뮬레이션을 통해 대역 내 위상 변환 범위를 나타내었다. 다이오드 모델의 파라미터를 단일 대역이 아닌 이중 대역에서 비슷한 특성을 나타낼 수 있도록 수정하였기 때문에 특성의 저하가 발생하고, 이에 따라 이상적인 커패시터와 다이오드 모델의 위상 변환 범위 및 위상 편차에서의 차이가 불가피하다.

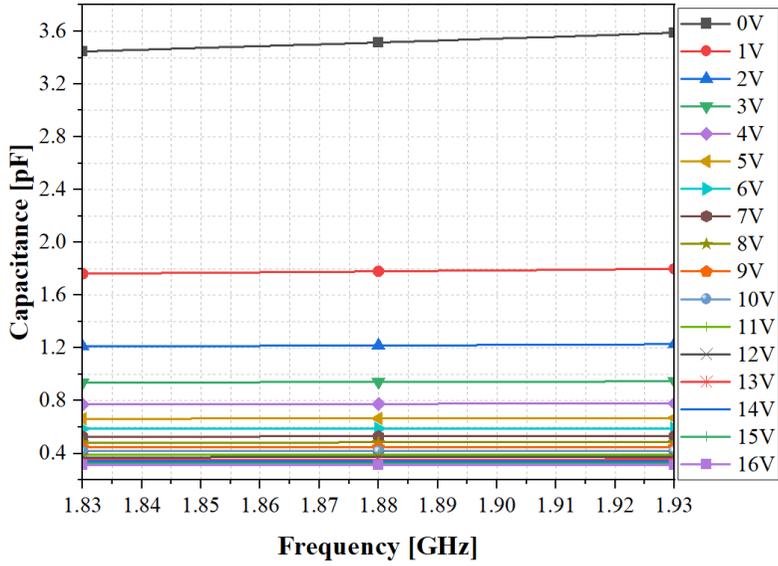


그림 3.4. 낮은 주파수 대역에서 인가전압에 따른 커패시턴스 값.

Fig 3.4. Value of capacitance according to bias voltage at low-frequency band.

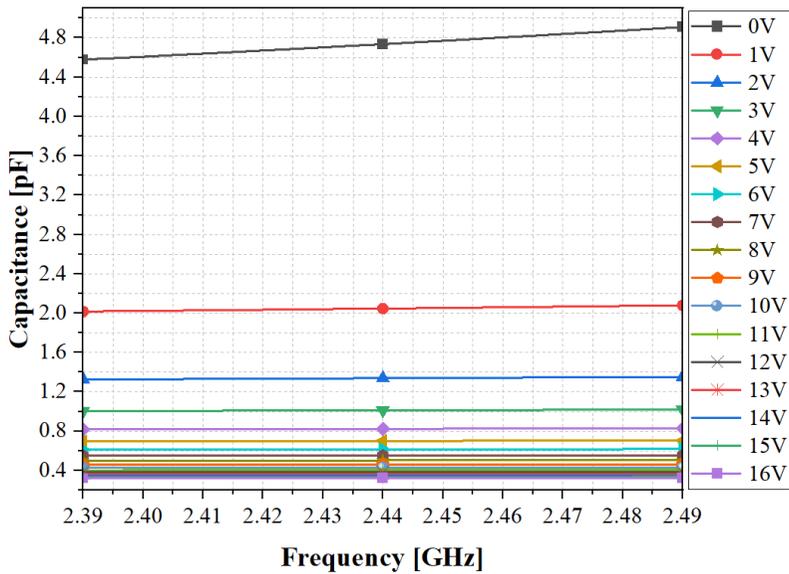


그림 3.5. 높은 주파수 대역에서 인가전압에 따른 커패시턴스 값.

Fig 3.4. Value of capacitance according to bias voltage at high-frequency band.

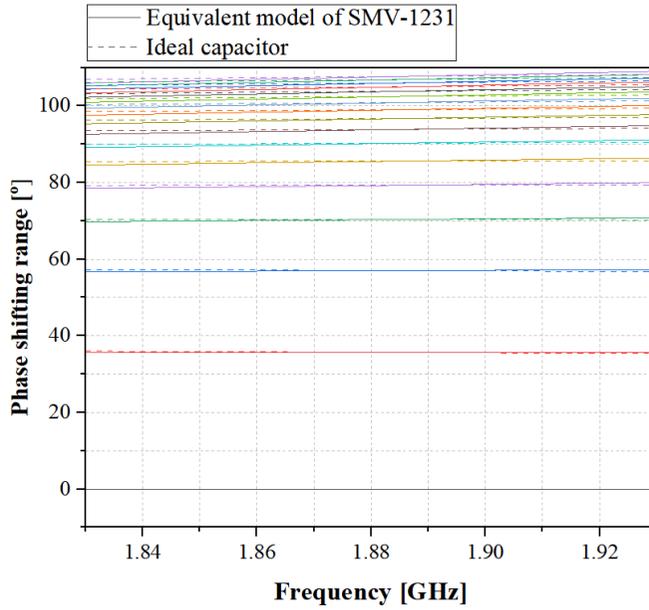


그림 3.6. 낮은 주파수 대역에서의 위상 변환 범위.

Fig 3.6. Phase shifting range at low-frequency band.

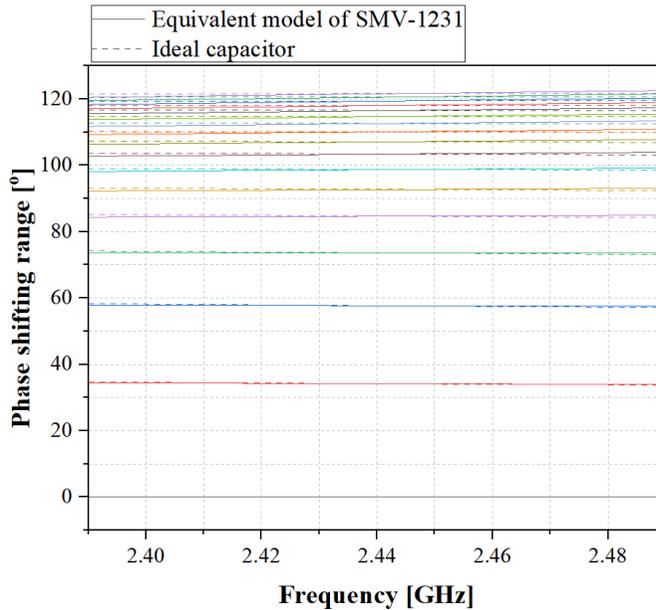


그림 3.7. 높은 주파수 대역에서의 위상 변환 범위.

Fig 3.7. Phase shifting range at high-frequency band.

### 3.2. 동작 주파수에 따른 반사 부하

본 논문에서는  $\lambda/4$  전송선로,  $\lambda/4$  개방 스텐브, varactor 다이오드의 등가회로 그리고 보상 소자로 구성되어 있다. Varactor 다이오드의 등가회로는 그림 3.8에서 확인할 수 있으며 입력 어드미턴스는 식 (3.1)과 같이 구할 수 있다. 여기서,  $R_p$ ,  $C_p$ ,  $L_p$ 는 varactor 다이오드의 기생성분을 의미하고,  $C_j$ 는 인가전압에 따라 달라지는 가변 커패시터를 의미한다.

$$Y_{v-e} = \frac{-\omega^2 R_p C_p C_j + j\omega(C_j + C_p)}{1 - \omega^2 L_p (C_j + C_p) + j\omega R_p C_j (1 - \omega^2 L_p C_p)} \quad (3.1)$$

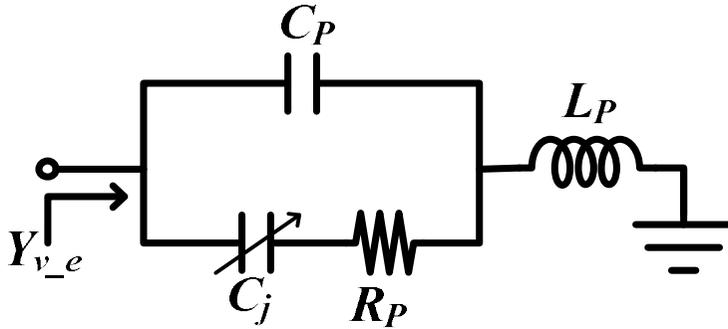
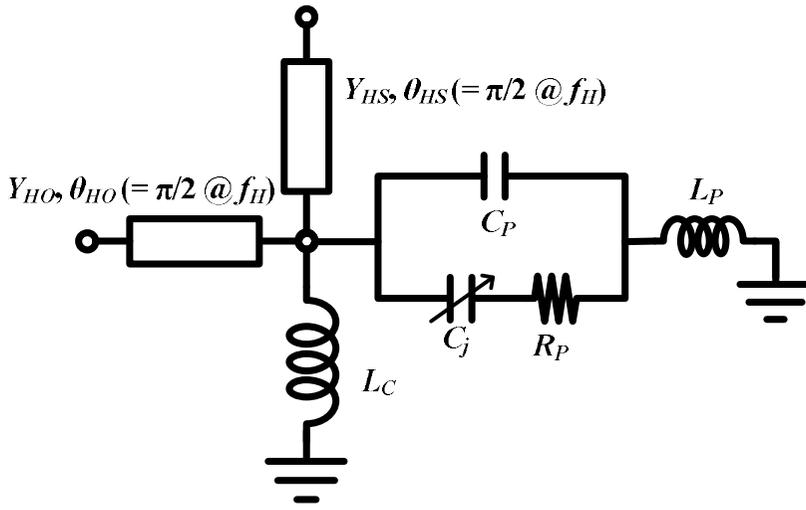


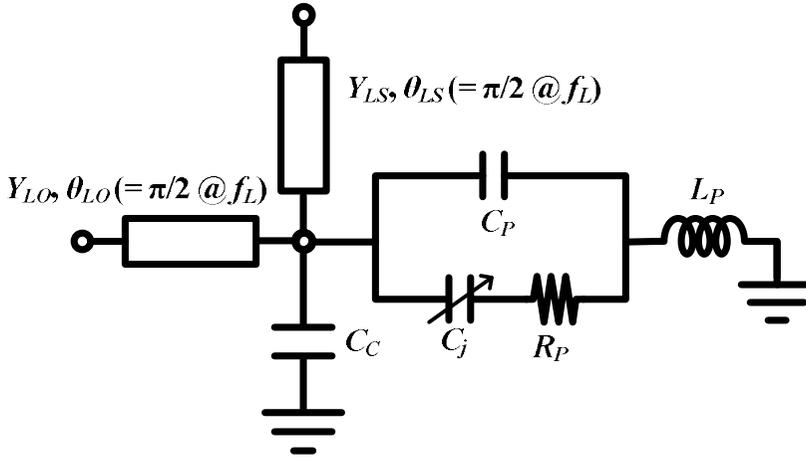
그림 3.8. Varactor 다이오드의 등가회로.

Fig 3.8. Equivalent circuit of varactor diode.

그림 3.9 (a)와 (b)는 제안된 낮은 대역 동작 반사 부하를 나타내며,  $\lambda/4$  전송선로와  $\lambda/4$  개방 스텐브는 협동 주파수에서 개방 특성을 나타낸다.  $\lambda/4$  개방 스텐브의 기생성분은 동작 주파수와 협동 주파수의 관계에 따라 달라지며, 이는 인덕터 또는 커패시터와 같은 보상 소자를 이용해 보상해 주었다.



(a)



(b)

그림 3.9. 동작 주파수에 따른 반사 부하의 구조: (a) 낮은 주파수 동작, (b) 높은 주파수 동작.

Fig 3.9. Structures of reflection load according to operating frequency: (a) low-frequency operating (b) high-frequency operating.

### 3.2.1. 낮은 주파수 동작

동작 주파수가 협동 주파수보다 낮은 경우,  $\lambda/4$  개방 스테브는 동작 주파수에서 커패시터처럼 동작한다. 이는 varactor 다이오드의 커패시턴스와 병렬 결합하여 커패시턴스의 감소를 불러일으키게 되고, 결과적으로 위상 변환 범위가 감소하게 된다. 따라서 동작 주파수에서  $\lambda/4$  개방 스테브의 기생 성분을 상쇄해 줄 수 있는 보상 소자가 연구되었다.

보상 소자는 스테브와 병렬연결되어 스테브의 어드미턴스와 같은 값, 반대의 부호를 가져야 스테브의 기생 성분을 보상해 줄 수 있다. 이에, 낮은 주파수 동작에서는 그림 3.10과 같이 인덕터가 보상 소자로 사용되었으며 식 (3.2)와 같이 수식적으로 나타낼 수 있다.

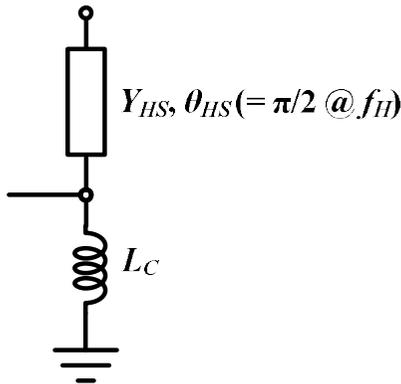


그림 3.10. 낮은 주파수 동작에서의 보상 방법.

Fig 3.10. Compensation method at low-frequency operation.

$$L_c = \frac{1}{\omega_L Y_{H_s} \tan \theta_{H_s}} \quad (3.2)$$

반사 부하의 입력 어드미턴스( $Y_{in,L}$ )는 식 (3.3)과 같이 수식적으로 나타낼 수 있다. 이때,  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  그리고  $X_4$ 는 식 (3.4-7)과 같이 주어지며  $Y_{H_s}$ 와  $\theta_{H_s}$ 는 스테브의 어드미턴스와 전기각을,  $Y_{H_o}$ 와  $\theta_{H_o}$ 는 전송선로의 어드미턴스와 전기각을 의미한다.

$$Y_{in,L} = Y_{Ho} \frac{X_1 + jX_2}{X_3 + jX_4} \quad (3.3)$$

$$X_1 = (1 - \omega^2 L_p C_p - \omega^2 L_p C_j - \omega^2 L_c C_p - \omega^2 L_c C_j) \cot \theta_{Hs} - \omega L_c (1 - \omega^2 L_p C_p - \omega^2 L_p C_j) (Y_{Hs} + Y_{Ho}) \quad (3.4)$$

$$X_2 = \cot \theta_{Hs} (\omega R_p C_j - \omega^3 R_p L_p C_p C_j - \omega^3 R_p L_c C_p C_j) - \omega L_c (Y_{Hs} + Y_{Ho}) (\omega R_p C_j - \omega^3 R_p L_p C_p C_j) \quad (3.5)$$

$$X_3 = \omega^2 R_p L_c C_j (Y_{Ho} \cot \theta_{Hs} - Y_{Hs} \tan \theta_{Ho}) (-1 + \omega^2 L_p C_p) - \omega R_p C_j (1 - \omega^2 L_p C_p - \omega^2 L_c C_p) \quad (3.6)$$

$$X_4 = \left\{ \begin{array}{l} 1 - \omega^2 L_p C_p - \omega^2 L_p C_j - \omega^2 L_c C_p - \omega^2 L_c C_j \\ + (Y_{Ho} \cot \theta_{Hs} - Y_{Hs} \tan \theta_{Ho}) \end{array} \right\} \omega L_c \cot \theta_{Hs} (1 - \omega^2 L_p C_j - \omega^2 L_p C_p) \quad (3.7)$$

이를 통해 반사 부하의 반사 계수( $\Gamma_{in,L}$ )의 크기와 위상( $\Phi_{in,L}$ )을 식 (3.8)과 식 (3.9)와 같이 구할 수 있으며, 협동 주파수에서 반사 계수의 크기는 1임을 수식적으로 확인할 수 있다.

$$|\Gamma_{in,L}| = \frac{(Y_{Ho} X_1 - Y_0 X_3)^2 + (Y_{Ho} X_2 - Y_0 X_4)^2}{(Y_{Ho} X_1 + Y_0 X_3)^2 + (Y_{Ho} X_2 + Y_0 X_4)^2} \quad (3.8)$$

$$\phi_{in,L} = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{Ho} X_2 - Y_0 X_4}{Y_{Ho} X_1 - Y_0 X_3} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{Y_{Ho} X_2 + Y_0 X_4}{Y_{Ho} X_1 + Y_0 X_3} \right) \quad (3.9)$$

### 3.2.2. 높은 주파수 동작

높은 주파수 동작의 경우, 동작 주파수에서  $\lambda/4$  개방 스테브는 인덕터 처럼 동작한다. 기생 인덕턴스가 varactor 다이오드와 병렬 결합되면 더 낮은 커패시턴스를 포함할 수 있어 더 넓은 위상 변환 범위를 얻을 수 있다.

하지만, 기생성분으로 발생하는 손실로 전체 위상 변환기의 삽입 및 반사 손실에 영향을 주게 된다. 따라서 동작 주파수에서  $\lambda/4$  개방 스테브의 기생 성분을 보상해 주기 위해 그림 3.11과 같이 커패시터를 사용하였고, 식 (3.10)과 같이 수식적으로 나타낼 수 있다.

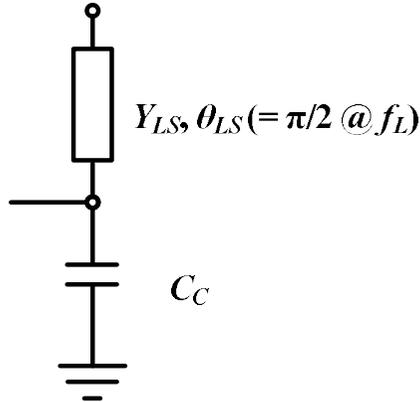


그림 3.11. 높은 주파수 동작에서의 보상 방법.

Fig 3.11. Compensation method at high-frequency operation.

$$C_c = -\frac{Y_{L_s} \tan \theta_{L_s}}{\omega_H} \quad (3.10)$$

반사 부하의 입력 어드미턴스( $Y_{in,H}$ )는 식 (3.11)과 같이 수식적으로 나타낼 수 있으며  $X_5, X_6, X_7$  그리고  $X_8$ 는 식 (3.12-15)과 같이 주어진다. 이때,  $Y_{L_s}$ 와  $\theta_{L_s}$ 는 스테브의 어드미턴스와 전기각을 의미하고,  $Y_{L_o}$ 와  $\theta_{L_o}$ 는 전송선로의 어드미턴스와 전기각을 의미한다.

$$Y_{in,H} = Y_{Lo} \frac{X_5 + jX_6}{X_7 + jX_8} \quad (3.11)$$

$$X_5 = \omega R_p C_j \left\{ (Y_{Ls} + Y_{Lo}) (-1 + \omega^2 L_p C_p) - \omega (C_p - \omega^2 L_p C_p C_c - C_c) \right\} \cot \theta_{Ls} \quad (3.12)$$

$$X_6 = (\omega C_j + \omega C_p) \cot \theta_{Ls} + (Y_{Ls} + Y_{Lo} + \omega C_c \cot \theta_{Ls}) (1 - \omega^2 L_p C_p - \omega^2 L_p C_j) \quad (3.13)$$

$$X_7 = (Y_{Lo} \cot \theta_{Ls} - Y_{Ls} \tan \theta_{Lo} - \omega C_c) (1 - \omega^2 L_p C_p - \omega^2 L_p C_j) - (\omega C_j + \omega C_p) \quad (3.14)$$

$$X_8 = -(Y_{Lo} \cot \theta_{Ls} - Y_{Ls} \tan \theta_{Lo}) (\omega R_p C_j) (-1 + \omega^2 L_p C_p) - (\omega^2 R_p C_j) (C_p - \omega^2 L_p C_p C_c + C_c) \quad (3.15)$$

이를 통해 반사 부하의 반사 계수( $\Gamma_{in,H}$ )의 크기와 위상( $\phi_{in,H}$ )을 식 (3.8)과 식 (3.16)과 같이 구할 수 있으며, 협동 주파수에서 반사 계수의 크기는 1임을 수식적으로 확인할 수 있다.

$$|\Gamma_{in,H}| = \frac{(Y_{Lo} X_5 - Y_0 X_7)^2 + (Y_{Lo} X_6 - Y_0 X_8)^2}{(Y_{Lo} X_5 + Y_0 X_7)^2 + (Y_{Lo} X_6 + Y_0 X_8)^2} \quad (3.16)$$

$$\phi_{in,H} = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{Lo} X_6 - Y_0 X_8}{Y_{Lo} X_5 - Y_0 X_7} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{Y_{Lo} X_6 + Y_0 X_8}{Y_{Lo} X_5 + Y_0 X_7} \right) \quad (3.17)$$

### 3.3. 설계 순서도

그림 3.12는 제안된 반사 부하를 이용하여 원하는 성능을 얻을 수 있는 위상 변환기의 설계를 위한 알고리즘 순서도이다.

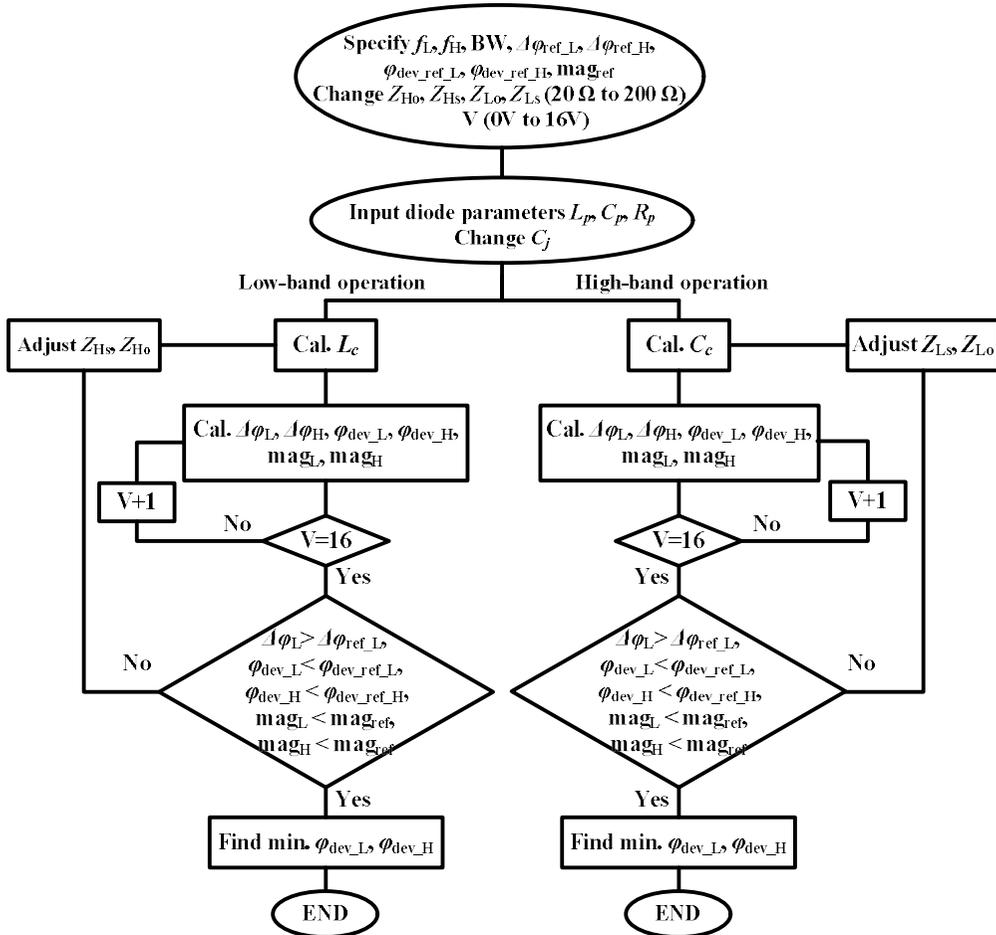


그림 3.12. 반사 부하의 알고리즘 순서도.

Fig 3.12. Algorithm flow chart for reflection load.

위 알고리즘 순서도의 진행은 다음과 같다.

1. 두 동작 주파수( $f_L, f_H$ ), 대역폭(BW) 그리고 주파수 대역의 number of point(NP)를 입력하고, 가변 변수인 전송선로와 스테르브의 임피던스( $Z_{Ls}, Z_{Lo}, Z_{Hs}, Z_{Ho}$ )의 범위와 간격을 입력한다. 다른 입력 변수로 낮은 대역과 높은 대역에서 위상 변환 범위의 기준 값( $\Delta\phi_{ref\_L}, \Delta\phi_{ref\_H}$ ), 낮은 대역과 높은 대역에서 위상 편차의 기준 값( $\phi_{dev\_ref\_L}, \phi_{dev\_ref\_H}$ )과 반사 손실의 기준 값( $mag_{ref}$ )을 의미한다.
2. 가변 변수가 모두 1에서 정한 범위 내에 있을 때 동작 주파수에 따라 함수 DBPS\_LB 또는 DBPS\_HB를 통해 중심 주파수에서 위상 변환 범위( $\Delta\phi_L, \Delta\phi_H$ ), 대역 내 최대 위상 편차( $\phi_{dev\_L}, \phi_{dev\_H}$ ) 그리고 대역 내 최대 반사 손실( $mag_L, mag_H$ )를 구할 수 있다.
  - 2.1. 두 동작 주파수와 대역폭 내에서 측정된 varactor 다이오드를 기반으로 시뮬레이션한 ADS의 다이오드 모델을 통해 얻은 파라미터의 값을 입력한다.
  - 2.2.  $f_L, f_H$ 와 BW를 이용해 동작 주파수 대역 내 낮은 주파수( $f_{LL}, f_{HL}$ )와 높은 주파수( $f_{LH}, f_{HH}$ )를 정의하고 주파수를 의미하는  $f$  행렬을 만든다.
  - 2.3. 입력된 파라미터  $Z_{Ls}, Z_{Lo}, Z_{Hs}, Z_{Ho}$  등을 통해 위상 변환 범위( $\Delta\phi_{LB\_L}, \Delta\phi_{LB\_H}, \Delta\phi_{HB\_L}, \Delta\phi_{HB\_H}$ )를 계산한다.
  - 2.4. 대역 내에서 최대 위상 변환 범위와 최소 위상 변환 범위의

차이를 반으로 나눈 값을 동작 주파수에 따라  $\phi_{dev\_LB\_L}$ ,  $\phi_{dev\_LB\_H}$ ,  $\phi_{dev\_HB\_L}$ ,  $\phi_{dev\_HB\_H}$ 에, 대역 내 최대 반사 손실은  $mag_{LB\_L}$ ,  $mag_{LB\_H}$ ,  $mag_{HB\_L}$ ,  $mag_{HB\_H}$ 에 저장한다. V가 최솟값에서 최댓값까지 변화하는 동안 이를 반복한다.

3. 함수 DBPS\_LB 또는 DBPS\_HB로부터 출력된 결과를 받아 함수 opt\_LB 또는 opt\_HB를 통해 주어진 조건에서 반사 부하로 얻을 수 있는 결과 중 기준값을 만족하는 파라미터를 찾는다.

3.1. 동작 주파수 대역의 위상 변환 범위가  $\Delta\phi_{ref}$ 보다 크고, 동작 및 협동 주파수 대역에서의 최대 위상 편차가  $\phi_{dev\_ref}$ 보다 작고 최대 반사 손실이  $mag_{ref}$ 보다 작은 조건을 만족할 수 있는  $Z_{L_s}$ ,  $Z_{L_o}$ ,  $Z_{H_s}$ ,  $Z_{H_o}$ 를 찾는다.

3.2. 위 조건을 모두 만족하는 파라미터를  $Z_{L_s\_opt}$ ,  $Z_{L_o\_opt}$ ,  $Z_{H_s\_opt}$ ,  $Z_{H_o\_opt}$ 에 저장하고, 해당 파라미터를 통해 계산된 위상 변환 범위는  $\Delta\phi_{LB\_L\_opt}$ ,  $\Delta\phi_{LB\_H\_opt}$ ,  $\Delta\phi_{HB\_L\_opt}$ ,  $\Delta\phi_{HB\_H\_opt}$ 에, 위상 편차는  $\phi_{dev\_LB\_L\_opt}$ ,  $\phi_{dev\_LB\_H\_opt}$ ,  $\phi_{dev\_HB\_L\_opt}$ ,  $\phi_{dev\_HB\_H\_opt}$ 에, 반사 손실은  $mag_{LB\_L\_opt}$ ,  $mag_{LB\_H\_opt}$ ,  $mag_{HB\_L\_opt}$ ,  $mag_{HB\_H\_opt}$ 에 저장한다.

4. 함수 opt\_LB 또는 opt\_HB로부터 저장된 결과를 받아 대역 내 위상 편차가 가장 작은 값을 갖는 결과를 도출한다.

## 4. 이중 대역 위상 변환기의 설계 및 측정

### 4.1. 반사 부하의 설계

동작 주파수는 1.88 GHz와 2.44 GHz이며 100 MHz의 대역폭을 갖고 협동 주파수에 영향을 주지 않고 독립적으로 동작하는 이중 대역 위상 변환기의 설계를 위해, 동일한 동작 주파수와 대역폭에서 동작하는 반사 부하를 설계했다. 동작 주파수에서 위상 변환 범위는 varactor 다이오드 하나로만 구성된 반사 부하의 위상 변환 범위와 동일하게 105°와 121°로 정했다. 앞선 3.1절에서와 같이 varactor 다이오드 SMV-1231의 측정값을 통해 ADS 다이오드 등가회로 모델을 구현하였다. 가변 커패시턴스는 다이오드 등가회로 모델을 통해 얻은 파라미터 값을 사용하였다. 원하는 성능을 얻을 수 있도록 제안한 반사 부하의 파라미터를 구하기 위해 3.3절에서 다룬 순서도를 통해 MATLAB을 진행하였다.

### 4.1.1. 낮은 주파수 동작

3.2.1절에서 언급했던 것과 같이  $\lambda/4$  개방 스테르브는 동작 주파수에서 커패시턴스 성분을 갖고, 협동 주파수에서 단락 특성을 나타내는 것을 그림 4.1에서 확인할 수 있다. 이는 그림 4.2에서 나타낸 것과 같이 varactor 다이오드만 연결되어 있었을 때의 위상 변환 범위인  $105^\circ$ 보다  $65^\circ$  더 감소된  $40^\circ$ 의 위상 변환 범위를 갖는다. 따라서, 제안한 반사 부하는  $\lambda/4$  개방 스테르브의 기생 성분을 상쇄시켜줄 수 있는 보상 소자를 사용하였다.

제안한 낮은 동작 반사 부하의 파라미터 계산 결과는 표 4.1에 나타냈으며, 그림 4.3은 설계 파라미터  $Z_{Hs}$ ,  $Z_{Ho}$ ,  $\theta_{Hs}$ ,  $\theta_{Ho}$ 의 값을 이용한 반사 부하 회로와 이상적인 ADS 시뮬레이션 결과이다. 보상 소자를 사용하여 사용하지 않았을 경우보다 넓은 위상 변환 범위를 얻을 수 있다.

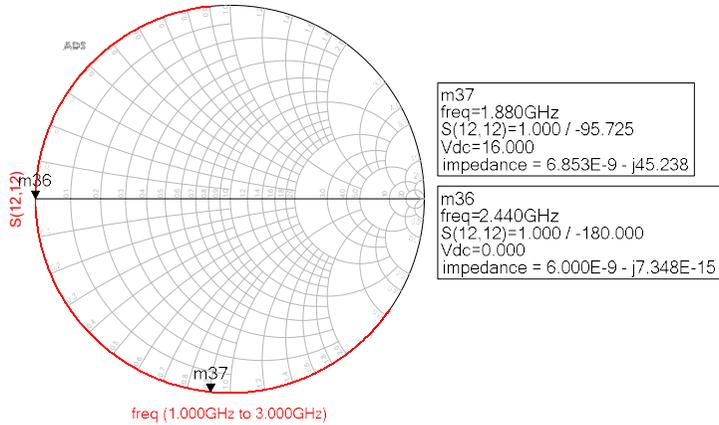


그림 4.1. 낮은 대역 동작에서  $\lambda/4$  개방 스테르브의 스미스 차트.  
Fig 4.1. Smith chart of  $\lambda/4$  open stub at low-band operation.

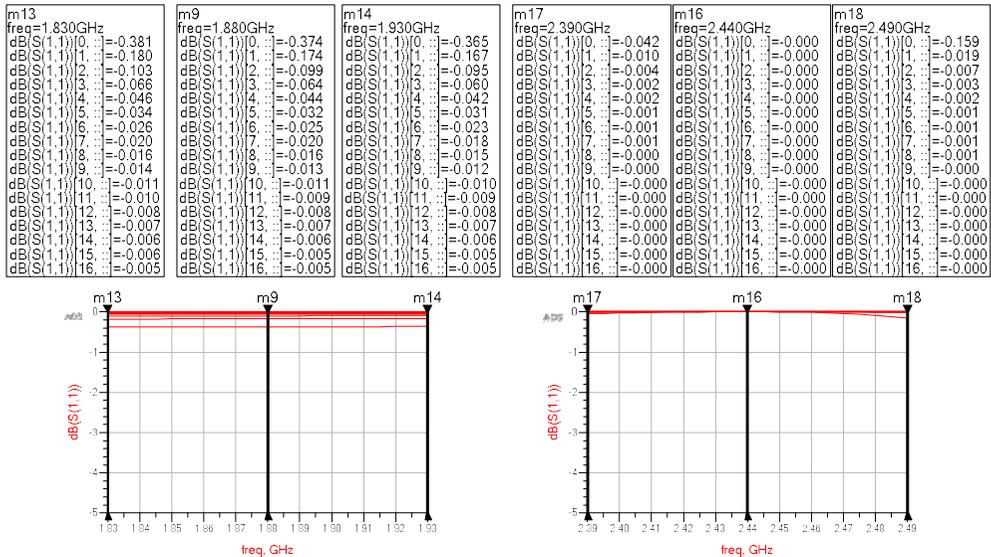
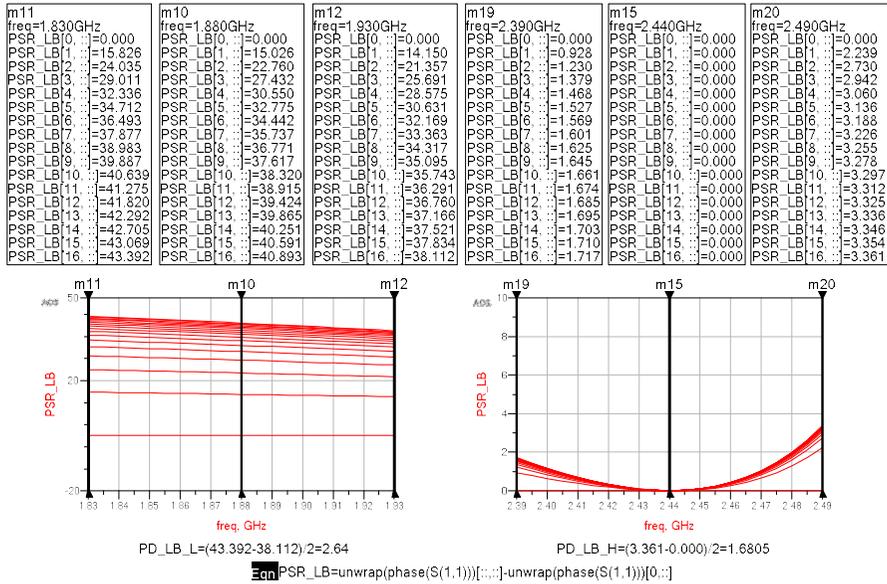


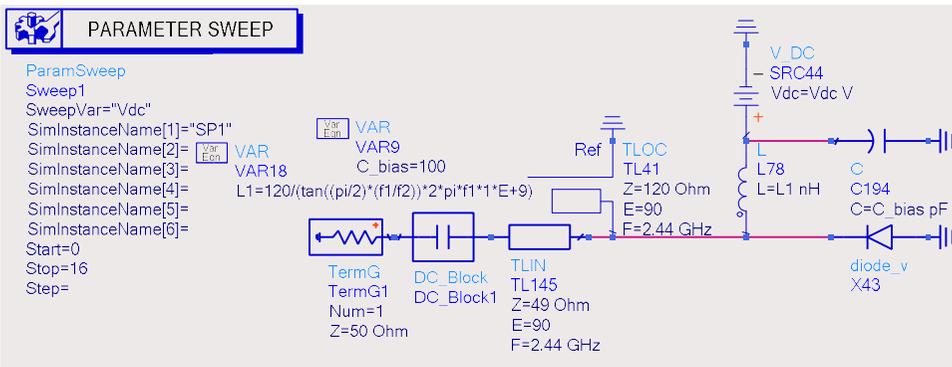
그림 4.2. 보상소자가 없을 때 낮은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 위상 특성, (b) 반사 손실 특성.

Fig 4.2. Low-band operation ADS simulation without compensation element: (a) phase characteristic, (b) return loss characteristic.

표 4.1. 낮은 대역 동작 반사 부하의 파라미터 계산 결과.

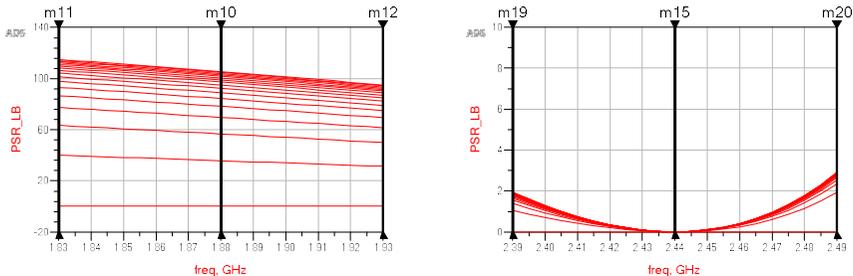
Table 4.1. Results of parameter calculation of reflection load in low-band operation.

$Z_{Ho}$ [ $\Omega$ ]		$\theta_{Ho}$ [ $^\circ$ ]	$Z_{Hs}$ [ $\Omega$ ]		$\theta_{Hs}$ [ $^\circ$ ]	$Lc$ [nH]
49		90	120		90	3.8297
$\Delta\phi_L$ [ $^\circ$ ]	$\phi_{dev\_L}$ [ $^\circ$ ]	$RL_{LB\_L}$ [dB]	$\Delta\phi_H$ [ $^\circ$ ]	$\phi_{dev\_H}$ [ $^\circ$ ]	$RL_{LB\_H}$ [dB]	
105.666	$\pm 9.9938$	0.8450	0.000	$\pm 1.4552$	0.1349	



(a)

m11	m10	m12	m19	m15	m20
freq=1.830GHz	freq=1.880GHz	freq=1.930GHz	freq=2.390GHz	freq=2.440GHz	freq=2.490GHz
PSR LB[0] = 0.000	PSR LB[0] = 0.000	PSR LB[0] = 0.000	PSR LB[0] = 0.000	PSR LB[0] = 0.000	PSR LB[0] = 0.000
PSR LB[1] = 40.048	PSR LB[1] = 35.637	PSR LB[1] = 31.418	PSR LB[1] = 1.043	PSR LB[1] = 0.000	PSR LB[1] = 1.923
PSR LB[2] = 63.290	PSR LB[2] = 56.572	PSR LB[2] = 49.878	PSR LB[2] = 1.386	PSR LB[2] = 0.000	PSR LB[2] = 2.351
PSR LB[3] = 77.381	PSR LB[3] = 69.539	PSR LB[3] = 61.467	PSR LB[3] = 1.556	PSR LB[3] = 0.000	PSR LB[3] = 2.536
PSR LB[4] = 86.578	PSR LB[4] = 78.155	PSR LB[4] = 69.271	PSR LB[4] = 1.657	PSR LB[4] = 0.000	PSR LB[4] = 2.640
PSR LB[5] = 92.979	PSR LB[5] = 84.233	PSR LB[5] = 74.837	PSR LB[5] = 1.724	PSR LB[5] = 0.000	PSR LB[5] = 2.706
PSR LB[6] = 97.863	PSR LB[6] = 88.727	PSR LB[6] = 78.989	PSR LB[6] = 1.772	PSR LB[6] = 0.000	PSR LB[6] = 2.752
PSR LB[7] = 101.228	PSR LB[7] = 92.175	PSR LB[7] = 82.197	PSR LB[7] = 1.808	PSR LB[7] = 0.000	PSR LB[7] = 2.785
PSR LB[8] = 104.027	PSR LB[8] = 94.899	PSR LB[8] = 84.747	PSR LB[8] = 1.836	PSR LB[8] = 0.000	PSR LB[8] = 2.811
PSR LB[9] = 106.281	PSR LB[9] = 97.104	PSR LB[9] = 86.820	PSR LB[9] = 1.858	PSR LB[9] = 0.000	PSR LB[9] = 2.831
PSR LB[10] = 108.134	PSR LB[10] = 98.923	PSR LB[10] = 88.537	PSR LB[10] = 1.877	PSR LB[10] = 0.000	PSR LB[10] = 2.848
PSR LB[11] = 109.682	PSR LB[11] = 100.450	PSR LB[11] = 89.983	PSR LB[11] = 1.892	PSR LB[11] = 0.000	PSR LB[11] = 2.861
PSR LB[12] = 110.996	PSR LB[12] = 101.748	PSR LB[12] = 91.216	PSR LB[12] = 1.905	PSR LB[12] = 0.000	PSR LB[12] = 2.873
PSR LB[13] = 112.124	PSR LB[13] = 102.866	PSR LB[13] = 92.281	PSR LB[13] = 1.916	PSR LB[13] = 0.000	PSR LB[13] = 2.883
PSR LB[14] = 113.103	PSR LB[14] = 103.838	PSR LB[14] = 93.208	PSR LB[14] = 1.925	PSR LB[14] = 0.000	PSR LB[14] = 2.891
PSR LB[15] = 113.960	PSR LB[15] = 104.691	PSR LB[15] = 94.024	PSR LB[15] = 1.933	PSR LB[15] = 0.000	PSR LB[15] = 2.898
PSR LB[16] = 114.717	PSR LB[16] = 105.449	PSR LB[16] = 94.748	PSR LB[16] = 1.941	PSR LB[16] = 0.000	PSR LB[16] = 2.905



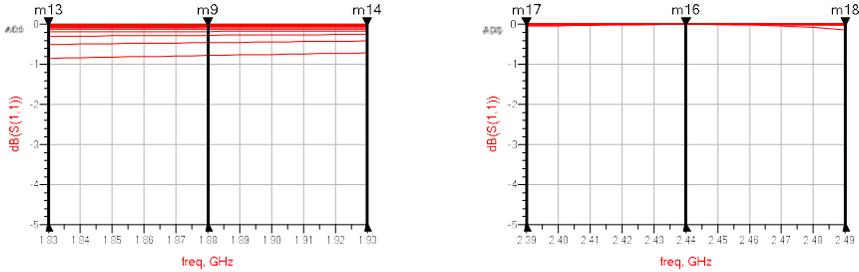
$$PD\_LB\_L = (114.717 - 94.746) / 2 = 9.987$$

$$PD\_LB\_H = (2.905 - 0.000) / 2 = 1.4525$$

$$\text{Equation: } \text{PSR\_LB} = \text{unwrap}(\text{phase}(S(1,1))) - \text{unwrap}(\text{phase}(S(1,1))) [0:]$$

(b)

<b>m13</b> freq=1.830GHz	<b>m9</b> freq=1.880GHz	<b>m14</b> freq=1.930GHz	<b>m17</b> freq=2.390GHz	<b>m16</b> freq=2.440GHz	<b>m18</b> freq=2.490GHz
dB(S(1,1))0. :-0.845	dB(S(1,1))0. :-0.777	dB(S(1,1))0. :-0.712	dB(S(1,1))0. :-0.047	dB(S(1,1))0. :-0.000	dB(S(1,1))0. :-0.134
dB(S(1,1))1. :-0.498	dB(S(1,1))1. :-0.457	dB(S(1,1))1. :-0.412	dB(S(1,1))1. :-0.011	dB(S(1,1))1. :-0.000	dB(S(1,1))1. :-0.016
dB(S(1,1))2. :-0.293	dB(S(1,1))2. :-0.274	dB(S(1,1))2. :-0.250	dB(S(1,1))2. :-0.005	dB(S(1,1))2. :-0.000	dB(S(1,1))2. :-0.006
dB(S(1,1))3. :-0.185	dB(S(1,1))3. :-0.176	dB(S(1,1))3. :-0.163	dB(S(1,1))3. :-0.003	dB(S(1,1))3. :-0.000	dB(S(1,1))3. :-0.003
dB(S(1,1))4. :-0.125	dB(S(1,1))4. :-0.121	dB(S(1,1))4. :-0.113	dB(S(1,1))4. :-0.002	dB(S(1,1))4. :-0.000	dB(S(1,1))4. :-0.002
dB(S(1,1))5. :-0.090	dB(S(1,1))5. :-0.088	dB(S(1,1))5. :-0.083	dB(S(1,1))5. :-0.001	dB(S(1,1))5. :-0.000	dB(S(1,1))5. :-0.001
dB(S(1,1))6. :-0.067	dB(S(1,1))6. :-0.066	dB(S(1,1))6. :-0.063	dB(S(1,1))6. :-0.001	dB(S(1,1))6. :-0.000	dB(S(1,1))6. :-0.001
dB(S(1,1))7. :-0.052	dB(S(1,1))7. :-0.052	dB(S(1,1))7. :-0.050	dB(S(1,1))7. :-0.001	dB(S(1,1))7. :-0.000	dB(S(1,1))7. :-0.001
dB(S(1,1))8. :-0.041	dB(S(1,1))8. :-0.041	dB(S(1,1))8. :-0.040	dB(S(1,1))8. :-0.001	dB(S(1,1))8. :-0.000	dB(S(1,1))8. :-0.001
dB(S(1,1))9. :-0.034	dB(S(1,1))9. :-0.034	dB(S(1,1))9. :-0.033	dB(S(1,1))9. :-0.000	dB(S(1,1))9. :-0.000	dB(S(1,1))9. :-0.000
dB(S(1,1))10. :-0.028	dB(S(1,1))10. :-0.028	dB(S(1,1))10. :-0.027	dB(S(1,1))10. :-0.000	dB(S(1,1))10. :-0.000	dB(S(1,1))10. :-0.000
dB(S(1,1))11. :-0.023	dB(S(1,1))11. :-0.024	dB(S(1,1))11. :-0.023	dB(S(1,1))11. :-0.000	dB(S(1,1))11. :-0.000	dB(S(1,1))11. :-0.000
dB(S(1,1))12. :-0.020	dB(S(1,1))12. :-0.020	dB(S(1,1))12. :-0.020	dB(S(1,1))12. :-0.000	dB(S(1,1))12. :-0.000	dB(S(1,1))12. :-0.000
dB(S(1,1))13. :-0.017	dB(S(1,1))13. :-0.018	dB(S(1,1))13. :-0.017	dB(S(1,1))13. :-0.000	dB(S(1,1))13. :-0.000	dB(S(1,1))13. :-0.000
dB(S(1,1))14. :-0.015	dB(S(1,1))14. :-0.015	dB(S(1,1))14. :-0.015	dB(S(1,1))14. :-0.000	dB(S(1,1))14. :-0.000	dB(S(1,1))14. :-0.000
dB(S(1,1))15. :-0.013	dB(S(1,1))15. :-0.014	dB(S(1,1))15. :-0.013	dB(S(1,1))15. :-0.000	dB(S(1,1))15. :-0.000	dB(S(1,1))15. :-0.000
dB(S(1,1))16. :-0.012	dB(S(1,1))16. :-0.012	dB(S(1,1))16. :-0.012	dB(S(1,1))16. :-0.000	dB(S(1,1))16. :-0.000	dB(S(1,1))16. :-0.000



(c)

그림 4.3. 낮은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 회로, (b) 위상 특성, (c) 반사 손실 특성.

Fig 4.3. Low-band operation ADS simulation: (a) circuit diagram, (b) phase characteristic, (c) return loss characteristic.

## 4.1.2. 높은 주파수 동작

3.2.2절에서 언급했던 것과 같이  $\lambda/4$  개방 스텐브는 그림 4.4와 같이 동작 주파수에서 인덕터 성분을, 협동 주파수에서 단락 특성을 나타낸다. 그림 4.5에서 나타낸 것과 같이 보상 소자를 사용하지 않았을 경우가 보상 소자를 사용하였을 때 보다  $81^\circ$  넓은 위상 변환 범위 특성을 보이지만 전체 회로의 삽입 손실에 영향을 주는 반사 부하의 반사 손실이 최대 1.541 dB의 특성을 보여 이 손실을 줄이기 위해 보상 소자를 사용하였다.

제안한 높은 대역에서 동작하는 반사 부하의 파라미터 계산 결과는 표 4.2에 나타내었으며, 그림 4.6은 설계 파라미터  $Z_{Ls}$ ,  $Z_{Lo}$ ,  $\theta_{Ls}$ ,  $\theta_{Lo}$ 의 값을 이용한 반사 부하 회로와 이상적인 ADS 시뮬레이션 결과이다.

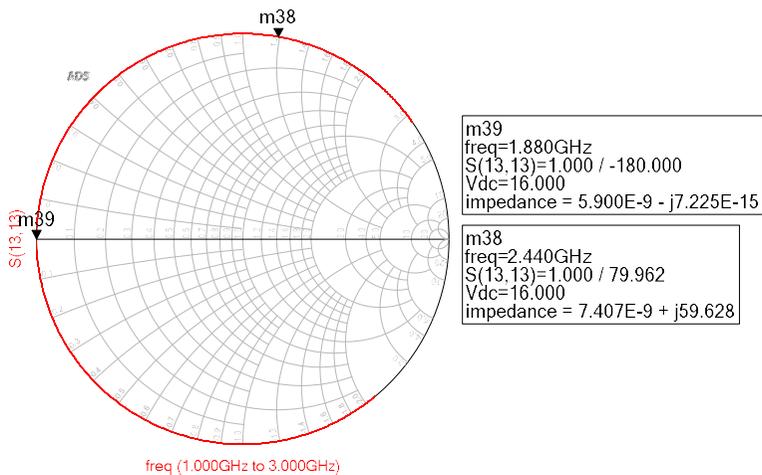


그림 4.4. 높은 대역 동작에서  $\lambda/4$  개방 스텐브의 스미스 차트.  
Fig 4.4. Smith chart of  $\lambda/4$  open stub at high-band operation.

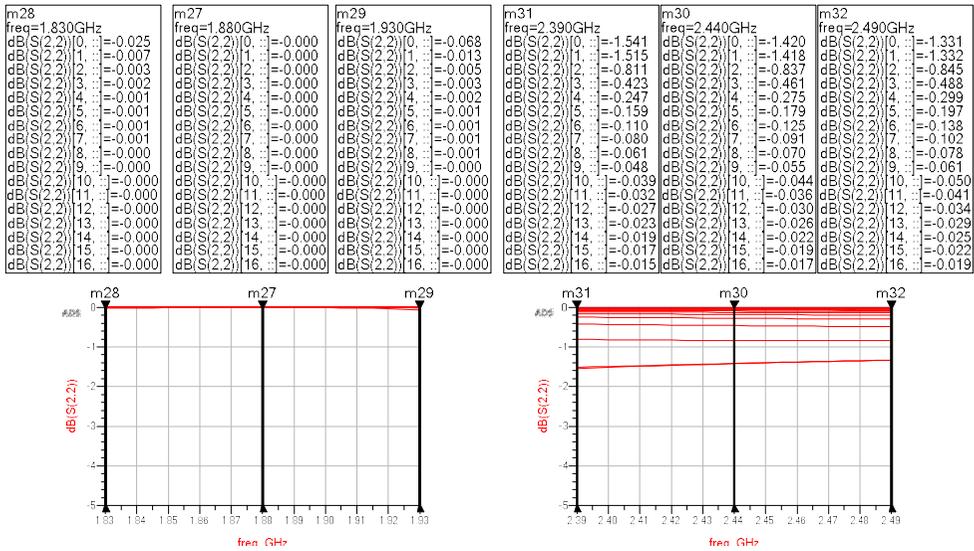
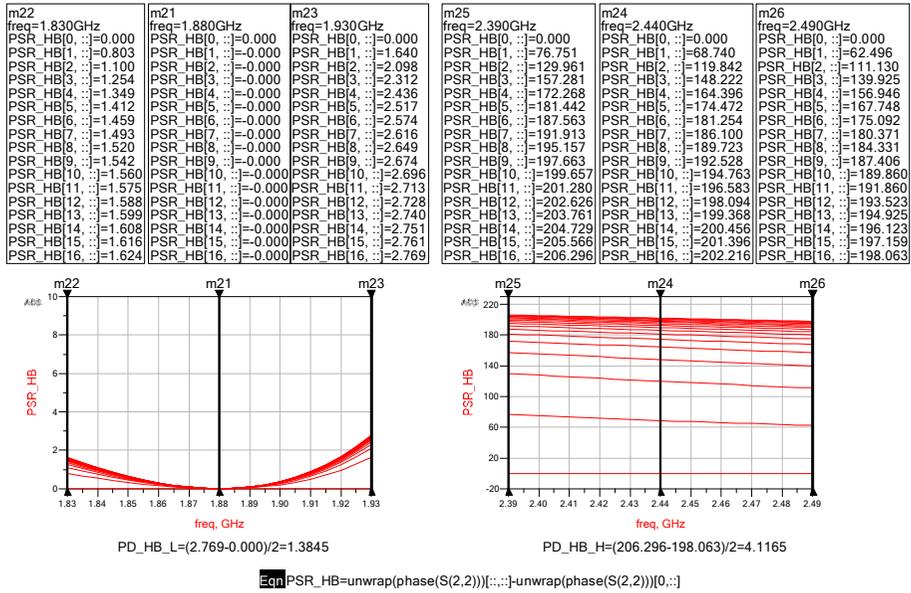


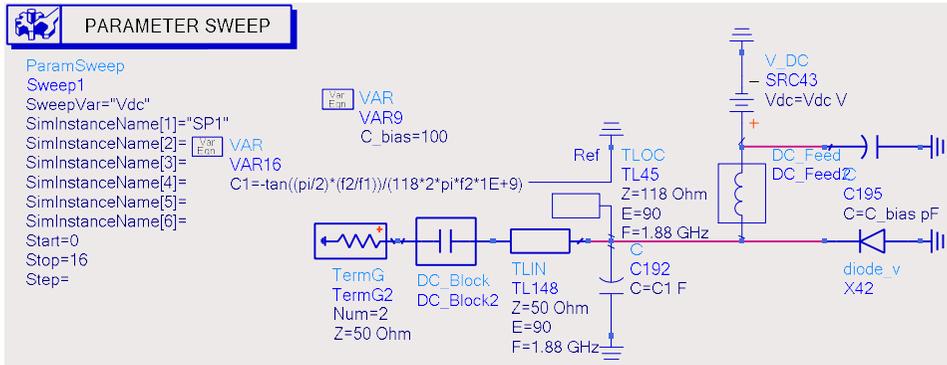
그림 4.5. 보상소자가 없을 때 높은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 위상 특성, (b) 반사 손실 특성.

Fig 4.5. High-band operation ADS simulation without compensation element: (a) phase characteristic, (b) return loss characteristic.

표 4.2. 높은 대역 동작 반사 부하의 파라미터 계산 결과.

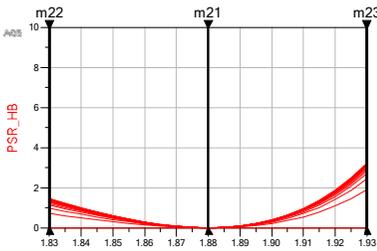
Table 4.2. Results of parameter calculation of reflection load in high-band operation.

$Z_{Lo}$ [ $\Omega$ ]		$\theta_{Lo}$ [ $^{\circ}$ ]	$Z_{Ls}$ [ $\Omega$ ]		$\theta_{Ls}$ [ $^{\circ}$ ]	$C_c$ [pF]
50		90	118		90	1.0757
$\Delta\phi_L$ [ $^{\circ}$ ]	$\phi_{dev\_L}$ [ $^{\circ}$ ]	RL <sub>HB_L</sub> [dB]	$\Delta\phi_H$ [ $^{\circ}$ ]	$\phi_{dev\_H}$ [ $^{\circ}$ ]	RL <sub>HB_H</sub> [dB]	
0.000	$\pm 1.6165$	0.0809	121.8232	$\pm 9.4777$	0.9286	

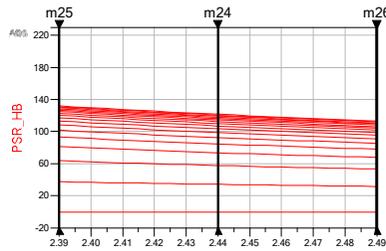


(a)

m22 freq=1.830GHz PSR_HB[0, ..]=0.000 PSR_HB[1, ..]=0.723 PSR_HB[2, ..]=0.989 PSR_HB[3, ..]=1.126 PSR_HB[4, ..]=1.211 PSR_HB[5, ..]=1.268 PSR_HB[6, ..]=1.309 PSR_HB[7, ..]=1.340 PSR_HB[8, ..]=1.364 PSR_HB[9, ..]=1.383 PSR_HB[10, ..]=1.399 PSR_HB[11, ..]=1.413 PSR_HB[12, ..]=1.424 PSR_HB[13, ..]=1.434 PSR_HB[14, ..]=1.442 PSR_HB[15, ..]=1.449 PSR_HB[16, ..]=1.456	m21 freq=1.880GHz PSR_HB[0, ..]=0.000 PSR_HB[1, ..]=-0.000 PSR_HB[2, ..]=-0.000 PSR_HB[3, ..]=-0.000 PSR_HB[4, ..]=-0.000 PSR_HB[5, ..]=-0.000 PSR_HB[6, ..]=-0.000 PSR_HB[7, ..]=-0.000 PSR_HB[8, ..]=-0.000 PSR_HB[9, ..]=-0.000 PSR_HB[10, ..]=-0.000 PSR_HB[11, ..]=-0.000 PSR_HB[12, ..]=-0.000 PSR_HB[13, ..]=-0.000 PSR_HB[14, ..]=-0.000 PSR_HB[15, ..]=-0.000 PSR_HB[16, ..]=-0.000	m23 freq=1.930GHz PSR_HB[0, ..]=0.000 PSR_HB[1, ..]=1.924 PSR_HB[2, ..]=2.454 PSR_HB[3, ..]=2.701 PSR_HB[4, ..]=2.844 PSR_HB[5, ..]=2.937 PSR_HB[6, ..]=3.003 PSR_HB[7, ..]=3.051 PSR_HB[8, ..]=3.088 PSR_HB[9, ..]=3.118 PSR_HB[10, ..]=3.142 PSR_HB[11, ..]=3.162 PSR_HB[12, ..]=3.179 PSR_HB[13, ..]=3.194 PSR_HB[14, ..]=3.206 PSR_HB[15, ..]=3.217 PSR_HB[16, ..]=3.227	m25 freq=2.390GHz PSR_HB[0, ..]=0.000 PSR_HB[1, ..]=37.542 PSR_HB[2, ..]=63.630 PSR_HB[3, ..]=81.131 PSR_HB[4, ..]=93.169 PSR_HB[5, ..]=101.784 PSR_HB[6, ..]=108.187 PSR_HB[7, ..]=113.105 PSR_HB[8, ..]=116.987 PSR_HB[9, ..]=120.124 PSR_HB[10, ..]=122.706 PSR_HB[11, ..]=124.868 PSR_HB[12, ..]=126.703 PSR_HB[13, ..]=128.278 PSR_HB[14, ..]=129.646 PSR_HB[15, ..]=130.844 PSR_HB[16, ..]=131.902	m24 freq=2.440GHz PSR_HB[0, ..]=0.000 PSR_HB[1, ..]=34.225 PSR_HB[2, ..]=57.708 PSR_HB[3, ..]=73.590 PSR_HB[4, ..]=84.657 PSR_HB[5, ..]=92.674 PSR_HB[6, ..]=98.694 PSR_HB[7, ..]=103.358 PSR_HB[8, ..]=107.066 PSR_HB[9, ..]=110.078 PSR_HB[10, ..]=112.571 PSR_HB[11, ..]=114.666 PSR_HB[12, ..]=116.450 PSR_HB[13, ..]=117.987 PSR_HB[14, ..]=119.325 PSR_HB[15, ..]=120.499 PSR_HB[16, ..]=121.538	m26 freq=2.490GHz PSR_HB[0, ..]=0.000 PSR_HB[1, ..]=31.734 PSR_HB[2, ..]=53.227 PSR_HB[3, ..]=67.803 PSR_HB[4, ..]=78.036 PSR_HB[5, ..]=85.506 PSR_HB[6, ..]=91.155 PSR_HB[7, ..]=95.573 PSR_HB[8, ..]=99.073 PSR_HB[9, ..]=101.942 PSR_HB[10, ..]=104.325 PSR_HB[11, ..]=106.333 PSR_HB[12, ..]=108.049 PSR_HB[13, ..]=109.530 PSR_HB[14, ..]=110.821 PSR_HB[15, ..]=111.956 PSR_HB[16, ..]=112.963
--	--	--	--	--	--



$$PD\_HB\_L = (3.227 - 0.000) / 2 = 1.6135$$

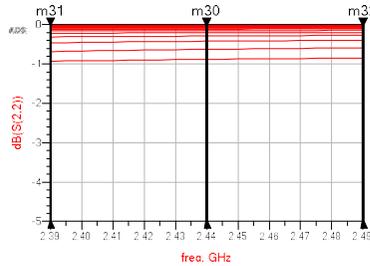
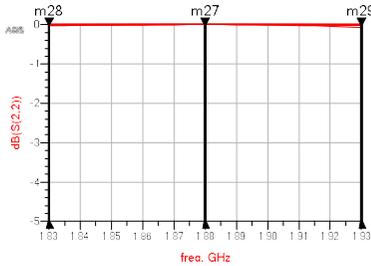


$$PD\_HB\_H = (131.902 - 112.963) / 2 = 9.4695$$

$$\text{Eqn } PSR\_HB = \text{unwrap}(\text{phase}(S(2,2))) - \text{unwrap}(\text{phase}(S(2,2)))[0, :]$$

(b)

m28	m27	m29	m31	m30	m32
freq=1.830GHz	freq=1.880GHz	freq=1.930GHz	freq=2.390GHz	freq=2.440GHz	freq=2.490GHz
dB(S(2,2))0...=-0.023	dB(S(2,2))0...=-0.000	dB(S(2,2))0...=-0.081	dB(S(2,2))0...=-0.928	dB(S(2,2))0...=-0.880	dB(S(2,2))0...=-0.846
dB(S(2,2))1...=-0.006	dB(S(2,2))1...=-0.000	dB(S(2,2))1...=-0.015	dB(S(2,2))1...=-0.682	dB(S(2,2))1...=-0.627	dB(S(2,2))1...=-0.587
dB(S(2,2))2...=-0.003	dB(S(2,2))2...=-0.000	dB(S(2,2))2...=-0.006	dB(S(2,2))2...=-0.458	dB(S(2,2))2...=-0.422	dB(S(2,2))2...=-0.394
dB(S(2,2))3...=-0.002	dB(S(2,2))3...=-0.000	dB(S(2,2))3...=-0.003	dB(S(2,2))3...=-0.310	dB(S(2,2))3...=-0.289	dB(S(2,2))3...=-0.272
dB(S(2,2))4...=-0.001	dB(S(2,2))4...=-0.000	dB(S(2,2))4...=-0.002	dB(S(2,2))4...=-0.218	dB(S(2,2))4...=-0.206	dB(S(2,2))4...=-0.195
dB(S(2,2))5...=-0.001	dB(S(2,2))5...=-0.000	dB(S(2,2))5...=-0.001	dB(S(2,2))5...=-0.159	dB(S(2,2))5...=-0.152	dB(S(2,2))5...=-0.145
dB(S(2,2))6...=-0.001	dB(S(2,2))6...=-0.000	dB(S(2,2))6...=-0.001	dB(S(2,2))6...=-0.120	dB(S(2,2))6...=-0.116	dB(S(2,2))6...=-0.111
dB(S(2,2))7...=-0.000	dB(S(2,2))7...=-0.000	dB(S(2,2))7...=-0.001	dB(S(2,2))7...=-0.094	dB(S(2,2))7...=-0.091	dB(S(2,2))7...=-0.088
dB(S(2,2))8...=-0.000	dB(S(2,2))8...=-0.000	dB(S(2,2))8...=-0.001	dB(S(2,2))8...=-0.075	dB(S(2,2))8...=-0.073	dB(S(2,2))8...=-0.071
dB(S(2,2))9...=-0.000	dB(S(2,2))9...=-0.000	dB(S(2,2))9...=-0.000	dB(S(2,2))9...=-0.061	dB(S(2,2))9...=-0.060	dB(S(2,2))9...=-0.059
dB(S(2,2))10...=-0.000	dB(S(2,2))10...=-0.000	dB(S(2,2))10...=-0.000	dB(S(2,2))10...=-0.051	dB(S(2,2))10...=-0.050	dB(S(2,2))10...=-0.049
dB(S(2,2))11...=-0.000	dB(S(2,2))11...=-0.000	dB(S(2,2))11...=-0.000	dB(S(2,2))11...=-0.043	dB(S(2,2))11...=-0.042	dB(S(2,2))11...=-0.042
dB(S(2,2))12...=-0.000	dB(S(2,2))12...=-0.000	dB(S(2,2))12...=-0.000	dB(S(2,2))12...=-0.037	dB(S(2,2))12...=-0.036	dB(S(2,2))12...=-0.036
dB(S(2,2))13...=-0.000	dB(S(2,2))13...=-0.000	dB(S(2,2))13...=-0.000	dB(S(2,2))13...=-0.032	dB(S(2,2))13...=-0.032	dB(S(2,2))13...=-0.031
dB(S(2,2))14...=-0.000	dB(S(2,2))14...=-0.000	dB(S(2,2))14...=-0.000	dB(S(2,2))14...=-0.028	dB(S(2,2))14...=-0.028	dB(S(2,2))14...=-0.027
dB(S(2,2))15...=-0.000	dB(S(2,2))15...=-0.000	dB(S(2,2))15...=-0.000	dB(S(2,2))15...=-0.024	dB(S(2,2))15...=-0.024	dB(S(2,2))15...=-0.024
dB(S(2,2))16...=-0.000	dB(S(2,2))16...=-0.000	dB(S(2,2))16...=-0.000	dB(S(2,2))16...=-0.021	dB(S(2,2))16...=-0.022	dB(S(2,2))16...=-0.021



(c)

그림 4.6. 높은 대역 동작 ADS 시뮬레이션: (a) 회로, (b) 위상 특성, (c) 반사 손실 특성.

Fig 4.6. High-band operation ADS simulation: (a) circuit diagram, (b) phase characteristic, (c) return loss characteristic.

## 4.2. 위상 변환기의 시뮬레이션 및 측정 결과

제안된 반사 부하를 이용한 이중 대역 위상 변환기를 설계하였으며, 시뮬레이션과 제작 및 측정을 통해 특성을 검증하였다. 설계에 사용된 기판은 Rogers 사의 RT/Duroid 5880으로  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan D = 0.0009$  그리고  $h = 0.787$  mm이며, 3-dB 하이브리드 결합기는 Anaren 사의 S03A2500N1을 사용했다. 그림 4.7은 4.1.1절과 4.1.2절에서 설계된 낮은 주파수와 높은 주파수에서 동작하는 반사 부하를 적용한 위상 변환기의 회로이다. 반사 부하에 적용된 마이크로스트립 선로는 실제 구현이 가능한 규격으로 최적화를 했으며, 그 치수와 소자들의 값을 표 4.3에 나타내었다.

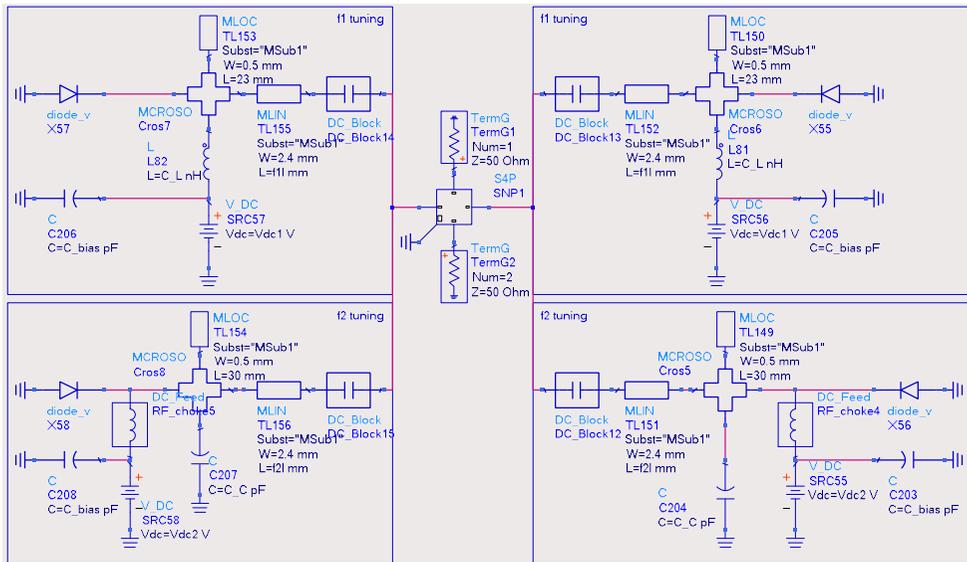


그림 4.7. 제안한 위상 변환기의 회로.

Fig 4.7. Circuit diagram of proposed phase shifter.

표 4.3. 제안한 위상 변환기의 물리적 치수와 소자 값.

Table 4.3. Physical dimensions and component values of proposed phase shifter

$W_{Ho}$ [mm]	$L_{Ho}$ [mm]	$W_{Hs}$ [mm]	$L_{Hs}$ [mm]	$L_c$ [nH]
2.4	22.4	0.5	23	3.5
$W_{Lo}$ [mm]	$L_{Lo}$ [mm]	$W_{Ls}$ [mm]	$L_{Ls}$ [mm]	$C_c$ [pF]
2.4	29	0.5	30	0.92
$L_c$ [nH]			$C_c$ [pF]	
3.82			1	

그림 4.8은 제작된 위상 변환기의 사진이며, 제안된 위상 변환기의 시뮬레이션 및 측정 결과를 동작 주파수에 따라 그림 4.9-11에 나타내었다. 그림 4.9는 낮은 주파수 동작, 그림 4.10은 높은 주파수 동작 그리고 그림 4.11은 이중 대역 동작의 결과를 의미한다. 그림 4.9-11에서 (a)는 위상이 30°의 간격으로 변하는 동안의 위상 특성을 주파수 축으로 나타낸 것이고, (b)는 동일한 조건 내의 삽입 손실 특성을, (c)는 동일한 조건 내의 반사 손실 특성을 나타내었다. 또한, 동작 주파수에 따른 시뮬레이션 및 측정 결과는 표 4.4-6에 나타내었다. PSR(Phase Shifting Range)은 위상 변환 범위, PD(Phase Deviation)는 위상 편차, IL(Insertion loss)은 삽입 손실, 그리고 RL(Return loss)은 반사 손실을 의미한다.

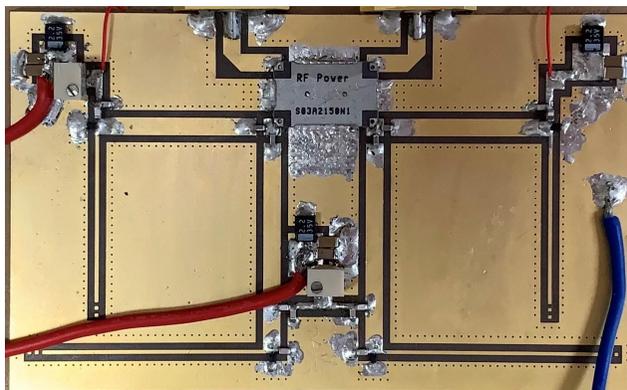
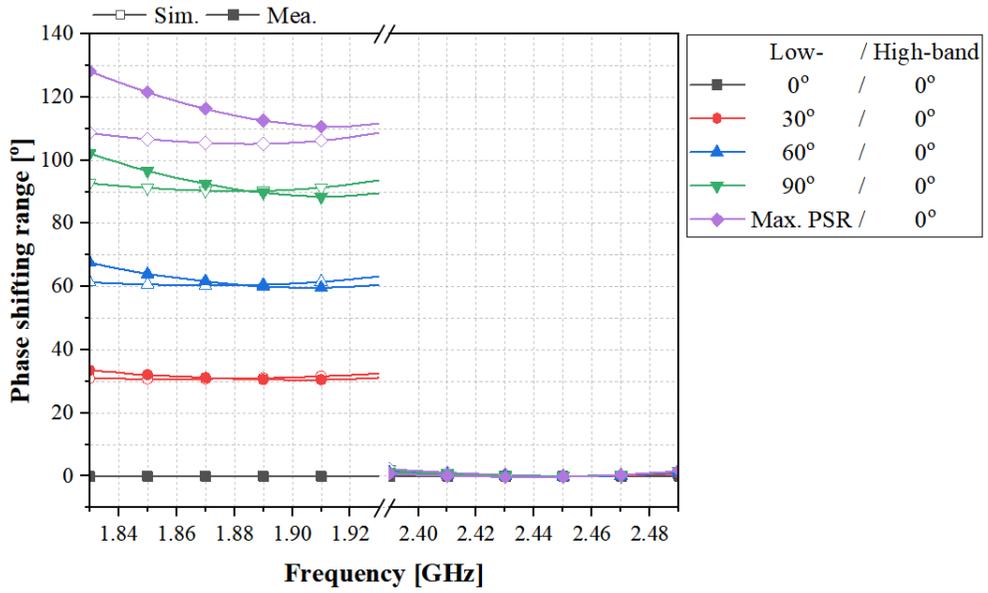
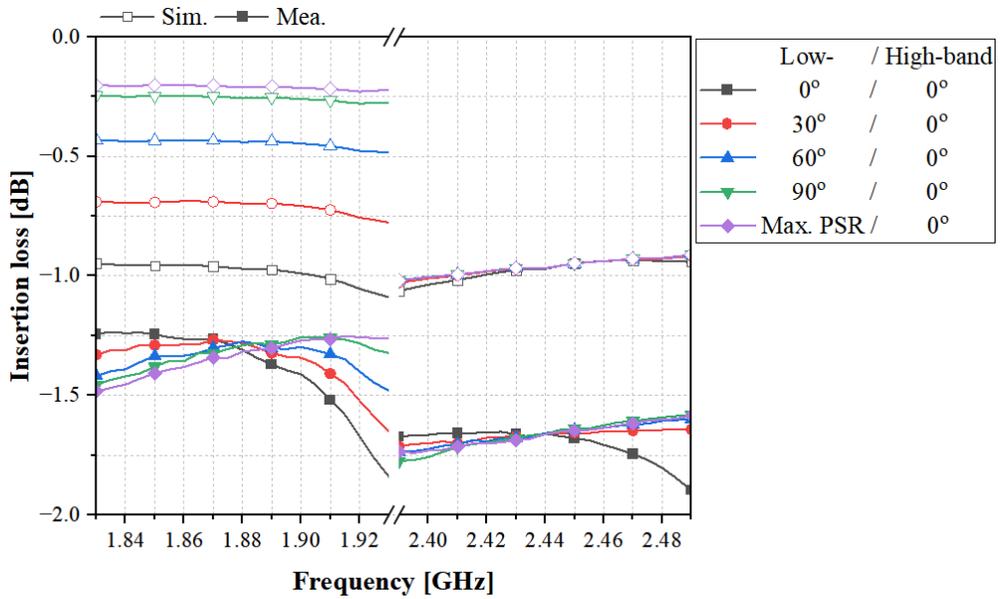


그림 4.8. 제작된 위상 변환기의 사진.

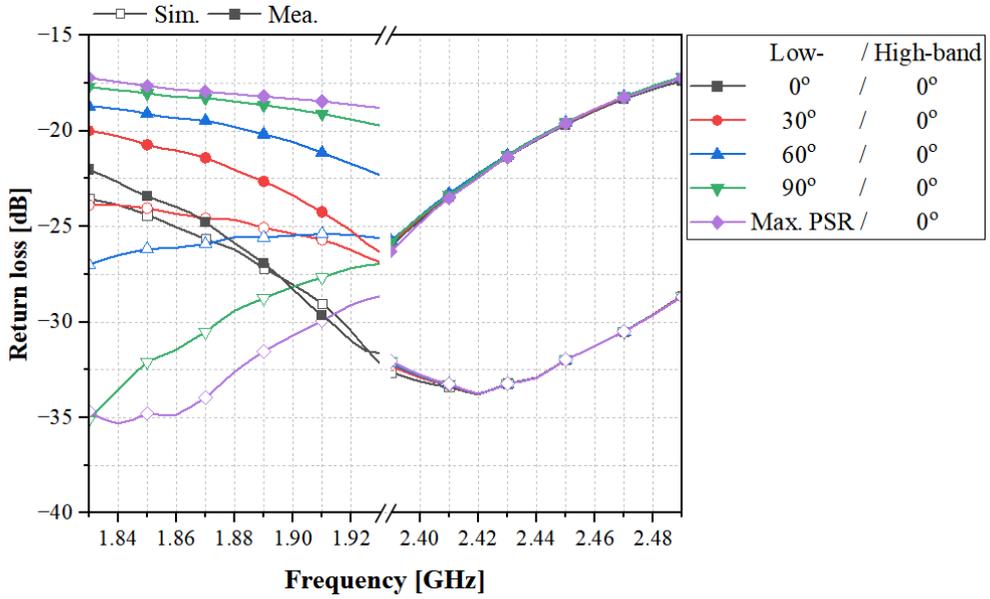
Fig 4.8. Photograph of fabricated phase shifter.



(a)



(b)



(c)

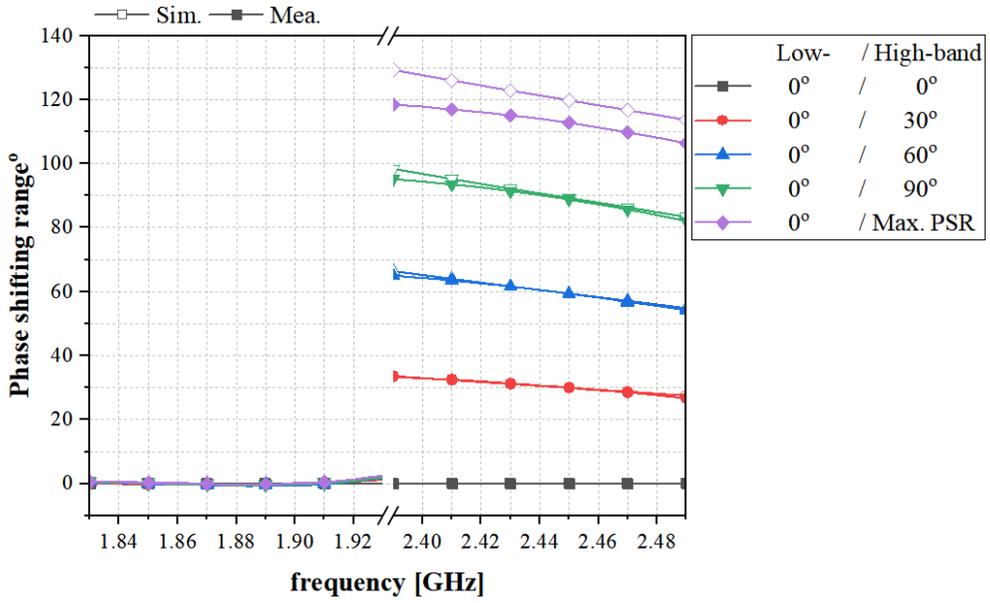
그림 4.9. 낮은 대역 동작의 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 특성, (b) 삽입 손실 특성, (c) 반사 손실 특성.

Fig 4.9. Simulation and measurement result at low-band operation: (a) phase characteristic, (b) insertion loss characteristic, (c) return loss characteristic.

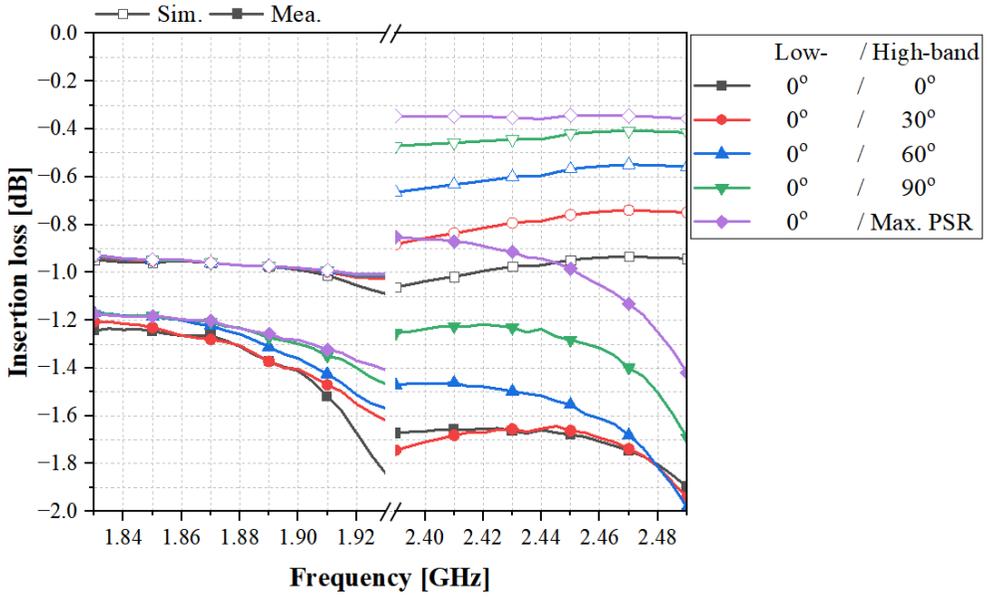
표 4.4. 낮은 대역 동작 시 시뮬레이션 및 측정 결과.

Table 4.4. Simulation and measurement results at low-band operation.

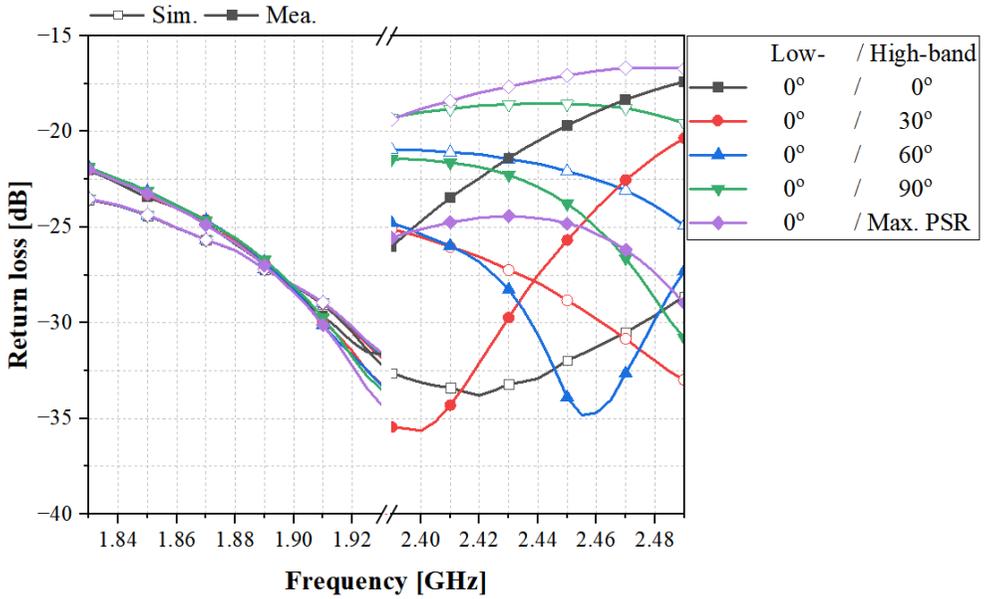
		Sim.	Mea.
@ $f_L$	Max. PSR [°]	105.203	114.194
	Max. in-band PD [°]	$\pm 1.8495$	$\pm 8.2615$
	IL [dB]	$< 1.096$	$< 1.867$
	RL [dB]	$> 22.887$	$> 19.674$
@ $f_H$	Max. PSR [°]	0.179	0.225
	Max. in-band PD [°]	$\pm 1.0495$	$\pm 0.936$
	IL [dB]	$< 1.062$	$< 1.897$
	RL [dB]	$> 27.253$	$> 16.684$



(a)



(b)



(c)

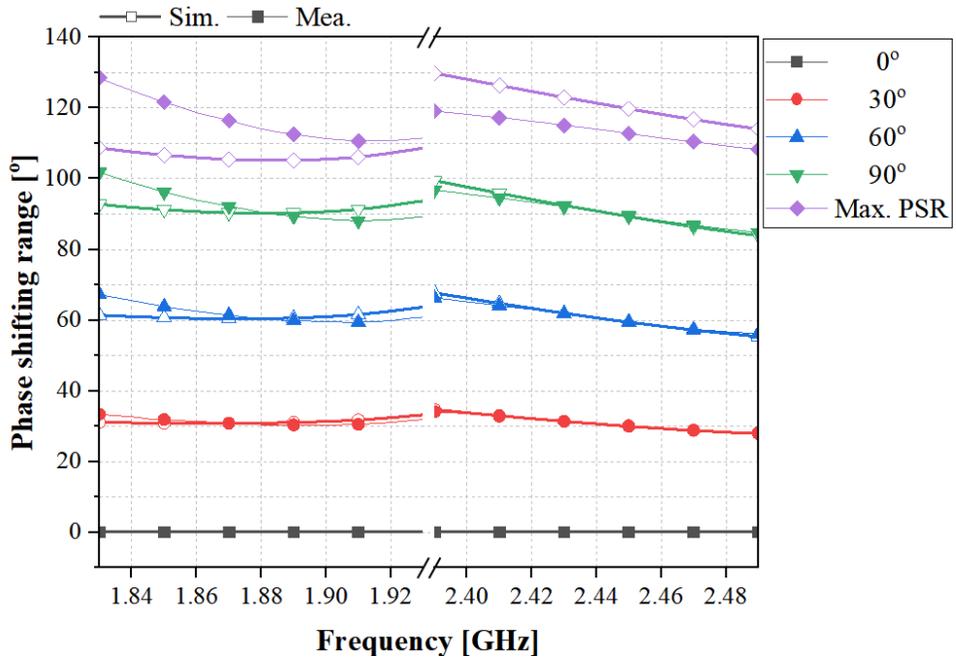
그림 4.10. 높은 대역 동작의 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 특성, (b) 삽입 손실 특성, (c) 반사 손실 특성.

Fig 4.10. Simulation and measurement result at high-band operation: (a) phase characteristic, (b) insertion loss characteristic, (c) return loss characteristic.

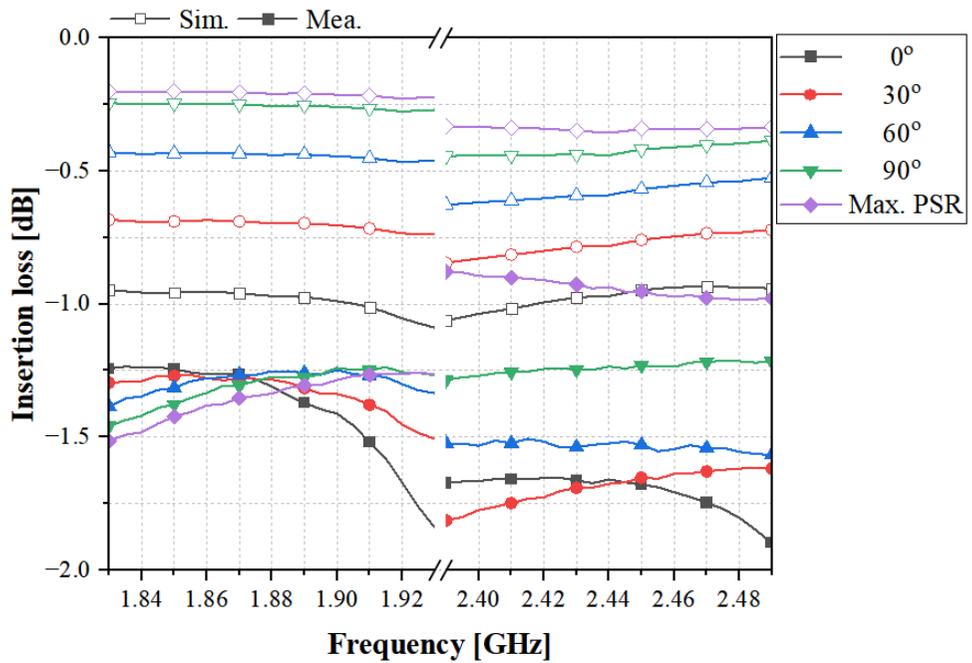
표 4.5. 높은 대역 동작 시 시뮬레이션 및 측정 결과.

Table 4.5. Simulation and measurement results at high-band operation.

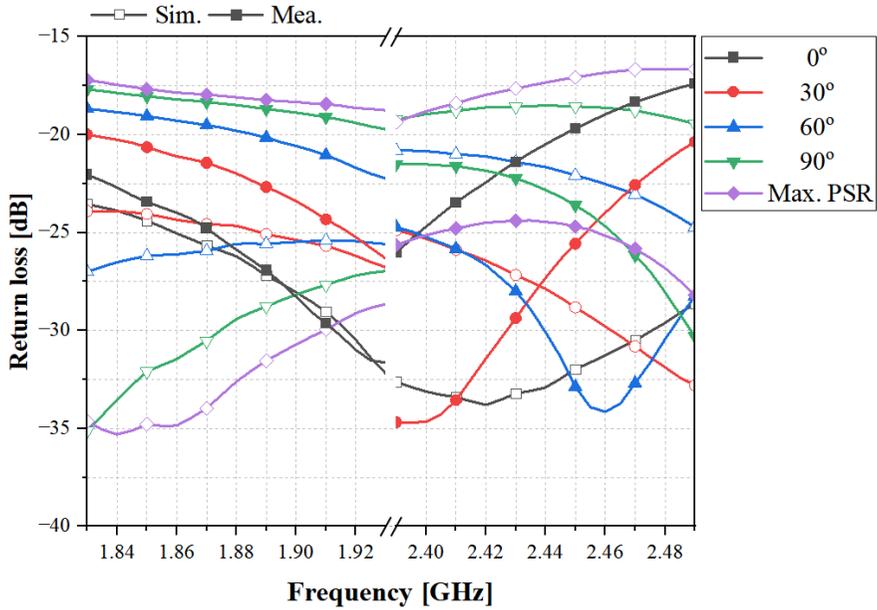
		Sim.	Mea.
@ $f_L$	Max. PSR [°]	0.008	0.360
	Max. in-band PD [°]	$\pm 1.099$	$\pm 1.035$
	IL [dB]	$< 1.96$	$< 1.867$
	RL [dB]	$> 22.854$	$> 22.550$
@ $f_H$	Max. PSR [°]	121.336	114.097
	Max. in-band PD [°]	$\pm 7.809$	$\pm 6.076$
	IL [dB]	$< 1.062$	$< 1.983$
	RL [dB]	$> 16.689$	$> 16.833$



(a)



(b)



(c)

그림 4.11. 이중 대역 동작의 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 특성, (b) 삽입 손실 특성, (c) 반사 손실 특성.

Fig 4.11. Simulation and measurement result at both-band operation: (a) phase characteristic, (b) insertion loss characteristic, (c) return loss characteristic.

표 4.6. 이중 대역 동작 시 시뮬레이션 및 측정 결과.

Table 4.6. Simulation and measurement results at both-band operation.

		Sim.	Mea.
@ $f_L$	Max. PSR [°]	105.203	114.134
	Max. in-band PD [°]	$\pm 1.86$	$\pm 8.43$
	IL [dB]	$< 1.096$	$< 1.867$
	RL [dB]	$> 22.887$	$> 19.695$
@ $f_H$	Max. PSR [°]	121.414	114.017
	Max. in-band PD [°]	$\pm 7.89$	$\pm 5.409$
	IL [dB]	$< 1.062$	$< 1.897$
	RL [dB]	$> 16.273$	$> 16.833$

## 5. 고찰 및 선행 연구 결과 비교

앞 4.2절의 표 4.5-7에서 볼 수 있듯이 제안한 위상 변환기의 측정 결과는 시뮬레이션과 차이를 보인다. 위상 변환 범위는 보상 소자로 사용한 인덕터와 커패시터가 동작 주파수에서  $\lambda/4$  개방 스테브의 기생성분을 완벽하게 보상해 주지 못하여 약간의 오차가 발생하였다. 또한, 위상 편차와 삽입 및 반사 손실에서 발생한 오차는 시뮬레이션 된 다이오드 등가 모델과 실제 사용되는 varactor 다이오드의 대역 내 커패시턴스의 변화가 갖는 오차와 실제 구현된 전송선로에서 발생하는 손실에서 발생한다. ADS의 다이오드 모델은 두 동작 주파수의 중심 주파수를 기준으로 만들어지며, 두 동작 주파수에서 실제 varactor 다이오드와 동일한 특성 구현에 어려움으로 인해 오차가 발생할 수 있다.

표 5.1은 선행 연구되었던 반사형 구조의 위상 변환기와 제안된 위상 변환기의 성능 비교이다. 기존 연구되었던 위상 변환기는 단일 대역에서만 동작한다는 한계를 갖고 있으며, 대역 내 위상 편차에 큰 비중을 두지 않고 있다. 참고문헌 [14]와 [15]와 같이 이중 대역에서 동작하는 위상 변환기는 최근 많이 연구되고 있지만, CMOS 또는 화합물 공정을 이용하여 제작한다는 어려움이 있다.

제안하는 위상 변환기는 이중 대역에서 독립적으로 동작한다는 장점이 있다. 또한, 두 대역에서 모두  $100^\circ$ 이상의 넓은 위상 변환 범위를 가지며 15 dB 이상의 반사 손실 특성으로 기존 이중 대역 위상 변환기보다 반사 손실 특성이 뛰어난 것을 알 수 있다.

표 5.1. 선행 연구 결과와 제안된 위상 변환기의 성능 비교.

Table 5.1. Performance of the proposed design against state-of-art alternatives.

ref.	freq. [GHz]	BW [MHz]	PSR [°]	PD [°]	IL [dB]	RL [dB]	Dual-Band
[9]	2	200	407	-	< 4.6	> 14	X
[10]	2	200	201	-	< 0.63	> 22	X
	2	200	385	-	< 1.56	> 13.4	X
[11]	10	1000	190	± 10	< 2.3	> 10	X
[12]	1.5	1000	350	± 100	< 5.8	> 14	X
[13]	2.5	500	146.9	± 5.79	< 1.28	> 15.76	X
[14]	3.5	20	360	± 3	< 3.7	> 10	O
	5.8	20	360	±3	< 4.5	> 10	
[15]	5.9	200	106	± 7	< 2.8	> 10	O
	16	400	105	± 2	< 3.5	> 10	
This work	1.88	100	114.134	± 8.43	< 1.867	> 19.674	O
	2.44	100	114.017	± 6.076	< 1.983	> 16.684	

## 6. 결론

본 논문에서는  $\lambda/4$  개방 스테르브로 구성된 반사 부하로 구성된 위상 변환기를 제안하고 있으며 반사형 구조를 통해 뛰어난 반사 손실 특성을 갖는 이중 대역 위상 변환기를 설계하였다. 위상 변환기의 가변 특성은 varactor 다이오드를 이용하여 인가전압에 따라 달라지는 커패시턴스 값을 통해 연속적인 위상 변환 특성을 성취하였다. 반사 부하에 포함된 전송선로와 개방 스테르브는 협동 주파수에서  $\lambda/4$ 의 전기각 특성으로 협동 주파수에서 개방 특성을 나타낸다. 이는 협동 주파수에 영향을 주지 않고 서로 독립적인 동작을 가능하게 한다.

하지만,  $\lambda/4$  개방 스테르브는 동작 주파수에서 리액턴스 성분을 갖고 있어 위상 변환 범위에 영향을 준다. 이를 해결하기 위해 동작 주파수와 협동 주파수의 관계에 따라 달라지는 스테르브의 리액턴스 성분을 정의하고, 해당 리액턴스 성분을 상쇄해 줄 수 있는 보상 소자를 선택하였다.

또한, varactor 다이오드의 등가회로를 적용하여 다이오드의 기생 성분을 고려하였고, 반사 부하의 반사계수 및 위상 식을 유도하였다. 각 파라미터를 적절하게 조절하여 대역 내에서 낮은 위상 편차를 가지면서 varactor 다이오드만을 사용하였을 때와 동일한 위상 변환 범위를 얻을 수 있는 순서도를 제시하였다.

설계의 검증을 위해 1.88 GHz와 2.44 GHz의 두 동작 주파수에서 동작하는 이중 대역 위상 변환기를 제작 및 측정했다. 측정 결과로부터, 설계된 이중 대역 위상 변환기는 동작 주파수에서 위상 변환 범위가 각각  $114.134^\circ$ ,  $114.017^\circ$ 이며, 100 MHz의 대역 내에서 위상 편차는 각각  $\pm 8.43^\circ$ ,  $\pm 6.076^\circ$ 로 적은 위상 편차 특성을 보인다. 또한, 두 대역 내에서 1.867 dB, 1.983 dB 이내의 삽입 손실과 19.674 dB, 16.684 dB 이상의 반사 손실을 얻었다.

제안된 마이크로파 이중 대역 위상 변환기는 대역 내 적은 위상 편차와 높은 반사 손실 특성이 있어 차세대 무선 통신 시스템에서 널리 이용될 수 있다. 또한, 기존 연구되었던 이중 대역 위상 변환기보다 제작이 편리

하고, 하나의 어플리케이션으로 이중 대역의 신호를 처리할 수 있어 제품의 소형화에도 이점이 있다.

## 참고문헌

- [1] J. R. De Luis and F. De Flaviis, "A reconfigurable dual frequency switched beam antenna array and phase shifter using PIN diodes," *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1 - 4, Jun. 2009.
- [2] W. Wenwei, C. Chunhong, W. Shiyan, and W. Wen, "Switchable Dual-band Dual-sense Circularly Polarized Patch Antenna Implemented by Dual-band Phase Shifter of  $\pm 90^\circ$ ," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 10, pp. 6912-6917, Oct. 2021.
- [3] X. Yang, and J. Lin, "A digitally controlled constant envelop phase-shift modulator for low-power broadband wireless applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 96 - 105, Jan. 2006.
- [4] E. A. Sobhy, and S. Hoyos, "A Multiphase Multipath Technique With Digital Phase Shifters for Harmonic Distortion Cancellation," *IEEE Transactions on Circuits Systems-II: Express Briefs*, vol. 57, no. 12, pp. 921 - 925, Dec. 2010.
- [5] V. Szortyka, K. Raczkowski, M. Kuijk, and P. Wambacq, "A wideband beamforming lowpass filter for 60 GHz phased-array receivers," *IEEE Transactions on Circuits Systems-I: Regular Papers*, vol. 62, no. 9, pp. 2324 - 2333, Sep. 2015.
- [6] P. Anand, S. Sharma, D. Sood, and C. C. Tripathi, "Design of compact reconfigurable switched line microstrip phase shifters for phased array antenna," *Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking Conference*, pp.1-3, Dec.2012.
- [7] W. H. Woods, A. Valdes-Garcia, H. Ding, and J. Rascoe, "CMOS millimeter wave phase shifter based on tunable transmission lines,"

- Proceeding of the IEEE 2013 Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 1-4, Sep. 2013.
- [8] H. Kim, A. B. Kozyrev, A. Karbassi, and D. W. van der Weide, "Linear Tunable Phase Shifter Using a Left-Handed Transmission Line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 5, pp. 366 - 368, May. 2005.
- [9] C. S. Lin, S. F. Chang, and W. C. Hsiao, "A full 360° RTPS with constant insertion loss," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 106 - 108, Feb. 2008.
- [10] F. Burdin, Z. Iskandar, F. Podevin, and P. Ferrari, "Design of compact reflection-type phase shifters with high figure-of-merit," *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 63, no. 6, pp. 1883 - 1893, Jun. 2015.
- [11] A. Singh, and M. K. Mandal, "Electronically Tunable Reflection Type Phase Shifters," *IEEE Transactions on circuits and systems-II: Express Briefs*, vol. 67, no. 3, pp. 425-429, Mar. 2020.
- [12] A. M. Abbosh, "Compact tunable reflection phase shifters using short section of coupled lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2465 - 2472, Aug. 2012.
- [13] B. An, G. Chaudhary, and Y. Jeong, "Wideband tunable phase shifter with low in-band phase deviation using coupled line," *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 8, pp. 678 - 680, Aug. 2018.
- [14] C. Lu, A.-V. H. Pham, and D. Livezey, "Development of multiband phase shifters in 180-nm RF CMOS technology with active loss compensation," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 40 - 45, Jan. 2006.
- [15] Y. Xiong, X. Zeng, and J. Li, "A tunable concurrent dualband phase shifter MMIC for beam steering applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 67,

no. 11, pp. 2412-2416, Nov. 2020.

## Appendix : MATLAB code

### - Low-band operation

#### Input value

f_L	f_H	BW	NP
1.88E+9	2.44E+9	100E+6	201
Z_Ho	Z_Hs		
20:1:70	100:1:120		
PSR_ref_L	PD_ref_L	PD_ref_H	mag_ref
100	10	10	-1

Main code
<pre> %% display value [PSR_LB_L_opt,PSR_LB_H_opt,PD_LB_L_opt,PD_LB_H_opt,mag_LB_L_opt,mag_LB_H_opt,Z_Ho_opt,Z_Hs_opt]=opt_LB(Z0,Z_Ho,Z_Hs,fH,fL,BW,PD_ref_L,PD_ref_H,mag_ref); a=1:length(Z_Ho); b=1:length(Z_Hs); PD_LB_L=max(PD_LB_L_opt(a,b),[],'all'); [a_o,b_o]=find(PD_LB_L_opt(a,b)==PD_LB_L); Z_Ho(a_o); Z_Hs(b_o); disp('lowband   PSR           PD           mag') A = [PSR_LB_L_opt(a_o,b_o),PD_LB_L_opt(a_o,b_o),mag_LB_L_opt(a_o,b_o)]; disp(A) disp('highband  PSR           PD           mag') B = [PSR_LB_H_opt(a_o,b_o),PD_LB_H_opt(a_o,b_o),mag_LB_H_opt(a_o,b_o)]; disp(B) disp('Impedance of TL      stub') C = [Z_Ho_opt(a_o,b_o),Z_Hs_opt(a_o,b_o)]; disp(C) </pre>



## Function code

```

function
[PSR_LB_L, PSR_LB_H, PD_LB_L, PD_LB_H, mag_LB_L, mag_LB_H]=DBPS_
LB(Z0, Z_Ho, Z_Hs, fH, fL, BW);
V=17; C_p=0.12E-12; L_p=0.7689E-9; R_p=3;
C_j=linspace(2.435E-12, 0.18E-12, V);
f=linspace(1E9, 3E9, NP); w=2*pi.*f; NP=201;
F_L_L=(find(abs(f*1e-9-(fL-BW/2)*1e-9)<=1e-10));
F_L_H=(find(abs(f*1e-9-fL*1e-9)<=1e-10));
F_L_H=(find(abs(f*1e-9-(fL+BW/2)*1e-9)<=1e-10));
F_H_L=(find(abs(f*1e-9-(fH-BW/2)*1e-9)<=1e-10));
F_H_H=(find(abs(f*1e-9-fH*1e-9)<=1e-10));
F_H_H=(find(abs(f*1e-9-(fH+BW/2)*1e-9)<=1e-10));
Y0=1./Z0; Y_Ho=1./Z_Ho; Y_Hs=1./Z_Hs;
L_com=1./(2.*pi.*fL.*Y_Hs.*tan(pi/2.*fL./fH));
theta_Ho=(pi/2.*f./fH); theta_Hs=(pi/2.*f./fH);
X5=(1-w.^2.*L_p.*C_p-w.^2.*L_p.*C_j'-w.^2.*L_com.*C_p-w.^2.*
L_com.*C_j').*cot(theta_Hs)-(1-w.^2.*L_p.*C_p-w.^2.*L_p.*C
_j').*(w.*L_com).*(Y_Hs+Y_Ho);
X6=(w.*R_p.*C_j'-w.^3*R_p.*L_p.*C_p.*C_j'-w.^3*R_p.*L_com.*
C_p.*C_j').*cot(theta_Hs)-(w.*L_com).*(Y_Hs+Y_Ho).*(w.*R_p.
*C_j'-w.^3*R_p.*L_p.*C_p.*C_j');
X7=(w.^2.*R_p.*L_com.*C_j').*(Y_Ho.*cot(theta_Hs)-Y_Hs.*tan
(theta_Ho)).*(-1+w.^2.*L_p.*C_p)-(w.*R_p.*C_j').*(1-w.^2.*L
_p.*C_p-w.^2.*L_com.*C_p);
X8=(1-w.^2.*L_p.*C_p-w.^2.*L_p.*C_j'-w.^2.*L_com.*C_p-w.^2.*
L_com.*C_j')+(Y_Ho.*cot(theta_Hs)-Y_Hs.*tan(theta_Ho)).*(w
.*L_com).*(1-w.^2.*L_p.*C_j'-w.^2.*L_p.*C_p);
Yin_LB=Y_Ho*(X5+j*X6)./(X7+j*X8);
S11Y_LB=(Y0-Yin_LB)./(Y0+Yin_LB);
mag_LB_c=20*log10(abs(S11Y_LB));
phase_LB=rad2deg(unwrap(angle(S11Y_LB)));
if phase_LB(1, NP) > phase_LB(V, NP)
    PSR_LB_c=phase_LB(:, :)-(ones(V, 1)*phase_LB(V, :));
else
    PSR_LB_c=phase_LB(:, :)-(ones(V, 1)*phase_LB(1, :));
end
PSR_LB=PSR_LB_c;
PSR_LB_L=max(abs(PSR_LB_c(:, F_L)));
PSR_LB_H=max(abs(PSR_LB_c(:, F_H)));
for i=1:V
    mag_LB_L_c(i)=min(mag_LB_c(i, F_L_L:F_L_H));
    mag_LB_H_c(i)=min(mag_LB_c(i, F_H_L:F_H_H));
end
mag_LB_L=min(mag_LB_L_c(1:V));
mag_LB_H=min(mag_LB_H_c(1:V));
for i=1:V
    PD_LB_L_c(i)=(max(PSR_LB_c(i, F_L_L:F_L_H))-min(PSR_LB_c(i, F
_L_L:F_L_H)))/2;
    PD_LB_H_c(i)=(max(PSR_LB_c(i, F_H_L:F_H_H))-min(PSR_LB_c(i, F
_H_L:F_H_H)))/2;
end
PD_LB_L=max(PD_LB_L_c(1:V));
PD_LB_H=max(PD_LB_H_c(1:V));
end

```

- High-band operation

Input value

f_L	f_H	BW	NP
1.88E+9	2.44E+9	100E+6	201
Z_Lo	Z_Ls		
20:1:20	20:1:200		
PSR_ref	PD_ref_L	PD_ref_H	mag_ref
100	10	10	-1

```

Main code
%% display value
[PSR_HB_L_opt,PSR_HB_H_opt,PD_HB_L_opt,PD_HB_H_opt,mag_HB_L_opt,mag_HB_H_opt,Z_Lo_opt,Z_Ls_opt]=opt_HB(Z0,Z_Lo,Z_Ls,fH,fL,BW,PD_ref_L,PD_ref_H,mag_ref);
a=1:length(Z_Lo);
b=1:length(Z_Ls);
PD_HB_H=max(PD_HB_H_opt(a,b),[],'all');
[a_o,b_o]=find(PD_HB_H_opt(a,b)==PD_HB_H);
Z_Lo(a_o); Z_Ls(b_o);
disp('Lowband   PSR           PD           mag')
A =
[PSR_HB_L_opt(a_o,b_o),PD_HB_L_opt(a_o,b_o),mag_HB_L_opt(a_o,b_o)];
disp(A)
disp('highband   PSR           PD           mag')
B =
[PSR_HB_H_opt(a_o,b_o),PD_HB_H_opt(a_o,b_o),mag_HB_H_opt(a_o,b_o)];
disp(B)
disp('Impedance of TL      stub')
C = [Z_Lo_opt(a_o,b_o),Z_Ls_opt(a_o,b_o)];
disp(C)

```



## Function code

```

function
[PSR_HB_L, PSR_HB_H, PD_HB_L, PD_HB_H, mag_HB_L, mag_HB_H]=DBPS_
HB(Z0, Z_Lo, Z_Ls, fH, fL, BW);
V=17; C_p=0.12E-12; L_p=0.7689E-9; R_p=3;
C_j=linspace(2.435E-12, 0.18E-12, V);
f=linspace(1E9, 3E9, NP); w=2*pi.*f; NP=201;
F_L_L=(find(abs(f*1e-9-(fL-BW/2)*1e-9)<=1e-10));
F_L=(find(abs(f*1e-9-fL*1e-9)<=1e-10));
F_L_H=(find(abs(f*1e-9-(fL+BW/2)*1e-9)<=1e-10));
F_H_L=(find(abs(f*1e-9-(fH-BW/2)*1e-9)<=1e-10));
F_H=(find(abs(f*1e-9-fH*1e-9)<=1e-10));
F_H_H=(find(abs(f*1e-9-(fH+BW/2)*1e-9)<=1e-10));
Y0=1./Z0; Y_Lo=1./Z_Lo; Y_Ls=1./Z_Ls;
theta_Lo=(pi/2.*f./fL); theta_Ls=(pi/2.*f./fL);
C_com=-Y_Ls.*tan(pi/2.*fH./fL)/(2*pi*fH);
X13=w.*R_p.*C_j'.*((Y_Ls+Y_Lo).*(-1+w.^2*L_p.*C_p)-w.*(C_p-
w.^2*L_p.*C_p.*C_com+C_com).cot(theta_Ls));
X14=(w.*C_j'+w.*C_p).cot(theta_Ls)+(Y_Ls+Y_Lo+w.*C_com.*co
t(theta_Ls)).*(1-w.^2*L_p.*C_p-w.^2*L_p.*C_j');
X15=(Y_Lo.*cot(theta_Ls)-Y_Ls.*tan(theta_Lo)-w.*C_com).*(1-
w.^2*L_p.*C_p-w.^2*L_p.*C_j')-(w.*C_j'+w.*C_p);
X16=-(Y_Lo.*(cot(theta_Ls))-Y_Ls.*tan(theta_Lo)).*w.*R_p.*C
_j'.*(-1+w.^2*L_p.*C_p)-(w.^2*R_p.*C_j').*(C_p-w.^2*L_p.*C
_p.*C_com+C_com);
Yin_HB=Y_Lo.*(X13+j*X14)./(X15+j*X16);
S11Y_HB=(Y0-Yin_HB)./(Y0+Yin_HB);
mag_HB_c=20*log10(abs(S11Y_HB));
phase_HB=rad2deg(unwrap(angle(S11Y_HB)));
if phase_HB(1, NP) > phase_HB(V, NP)
    PSR_HB_c=phase_HB(:, :)-(ones(V, 1)*phase_HB(V, :));
else
    PSR_HB_c=phase_HB(:, :)-(ones(V, 1)*phase_HB(1, :));
end
PSR_HB=PSR_HB_c;
PSR_HB_L=max(abs(PSR_HB_c(:, F_L)));
PSR_HB_H=max(abs(PSR_HB_c(:, F_H)));
for i=1:V
    mag_HB_L_c(i)=min(mag_HB_c(i, F_L_L:F_L_H));
    mag_HB_H_c(i)=min(mag_HB_c(i, F_H_L:F_H_H));
end
mag_HB_L=min(mag_HB_L_c(1:V));
mag_HB_H=min(mag_HB_H_c(1:V));
for i=1:V
    PD_HB_L_c(i)=(max(PSR_HB_c(i, F_L_L:F_L_H))-min(PSR_HB_c(i, F
_L_L:F_L_H)))/2;
    PD_HB_H_c(i)=(max(PSR_HB_c(i, F_H_L:F_H_H))-min(PSR_HB_c(i, F
_H_L:F_H_H)))/2;
end
PD_HB_L=max(PD_HB_L_c(1:V));
PD_HB_H=max(PD_HB_H_c(1:V));
end

```