

석사학위논문

낮은 위상편차 갖는 광대역 가변
위상 천이기 설계

2018 년 02 월 22 일

전 북 대 학 교 대 학 원

전 자 정 보 공 학 부

안 보 람

낮은 위상편차 갖는 광대역 가변
위상 천이기 설계

Wide-Band Tunable Phase Shifter with Low Phase
Deviation

2018 년 02 월 22 일

전 북 대 학 교 대 학 원

전 자 정 보 공 학 부

안 보 람

낮은 위상편차 갖는 광대역 가변 위상 천이기 설계

지도교수 정 용 채

이 논문을 공학 석사 학위논문으로 제출함.

2017 년 11 월 06 일

전 북 대 학 교 대 학 원

전 자 정 보 공 학 부

안 보 람

안보람의 석사학위논문을 인준함.

위원장 전북대학교 교 수 손해원 (인)

위 원 전북대학교 교 수 임동구 (인)

위 원 전북대학교 교 수 정용채 (인)

2017 년 12 월 15 일

전 북 대 학 교 대 학 원

목 차

ABSTRACT

1. 서론	1
2. 반사형 위상 천이기	
2.1 반사형 위상 천이기의 이론	4
2.2 반사부하의 리액턴스에 따른 위상특성	7
3. 광대역 위상 천이기를 위한 반사부하	
3.1 Varactor 다이오드의 주파수 비선형성	11
3.2 결합선로를 이용한 반사부하의 위상 특성	16
3.2.1 반사부하 버전 1	21
3.2.2 설계 순서도	23
3.2.3 반사부하 버전 2	27
4. 광대역 위상 천이기의 설계 및 측정	
4.1 제안된 반사부하의 설계	29
4.1.1 반사 부하 버전 1	29
4.1.2 반사 부하 버전 2	30
4.2 시뮬레이션 및 측정 결과	32
4.2.1 광대역 위상 천이기 버전 1	32
4.2.2 광대역 위상 천이기 버전 2	36
5. 측정 결과의 고찰	40

6. 결론	43
참고문헌	44

그림 목 차

그림 2.1. 일반적인 반사형 위상천이기의 구조	4
그림 2.2. x_R 에 따른 위상 특성	3
그림 2.3. Case 별 위상 천이 범위 및 위상편차의 시뮬레이션 결과	7
그림 3.1. 중심주파수 2.5 GHz에서 인가전압에 따른 커패시턴스 변화	12
그림 3.2. Varactor 다이오드 SMV1231 의 등가모델	12
그림 3.3 500 MHz 대역 내 인가전압에 따른 커패시턴스 변화	13
그림 3.4. 인가전압에 따른 500 MHz 대역 내 위상 천이 범위	14
그림 3.5. 중심주파수에서 위상천이 범위 및 대역 내 위상 편차	14
그림 3.6. 전송선로를 이용한 반사부하	15
그림 3.7. 그림 3.5 구조의 Z_L 에 따른 위상특성	15
그림 3.8. 제안하는 반사부하의 구조	16
그림 3.9. Varactor 다이오드로 종단된 2단자 결합선로	17
그림 3.10. 단자 2가 Z_L 로 종단된 1단자 결합선로	20
그림 3.11. $C=-10$ dB 일 때 Z_C 와 θ 와에 따른 버전 1의 위상 특성	22
그림 3.12. $\theta=30^\circ$ 일 때 Z_C 와 C 에 따른 버전 1의 위상 특성	23
그림 3.13. 반사부하 버전 1의 알고리즘 순서도	24
그림 3.14. $C=-7$ dB, $\theta=30^\circ$ 일 때 Z_C 와 C_{fix} 에 따른 버전 2의 위상특성	28
그림 4.1. ADS 시뮬레이션	30
그림 4.2. ADS 시뮬레이션	31
그림 4.3. 위상 천이기 버전 1의 회로	32
그림 4.4. 버전 1 결합 선로의 치수	33
그림 4.5. 제작된 위상 천이기 버전 1의 사진	33
그림 4.6. 시뮬레이션 및 측정 결과	35

그림 4.7. 위상 천이기 버전 2의 회로	36
그림 4.8. 버전 2 결합 선로의 치수	37
그림 4.9. 제작된 위상 천이기 버전 2의 사진	37
그림 4.10. 시뮬레이션 및 측정 결과	39
그림 5.1. 컨벤셔널 위상천이기의 시뮬레이션 및 측정 결과	40
그림 5.2. 컨벤셔널 위상천이기와 제안된 위상천이기의 측정 결과 비교	41

표 목 차

표 2.1. C_{\max} 에 따른 $\Delta x_{R_{f_0}}$ 와 $\Delta x_{R_{BW}}(C_V)$ 의 계산 결과	9
표 4.1. 버전 1의 설계 파라미터 연산 결과	30
표 4.2. 버전 2의 설계 파라미터 연산 결과	31
표 4.3. 시뮬레이션 및 측정 결과	36
표 4.4. 시뮬레이션 및 측정 결과	37
표 5.1. 기존 가변 위상 천이기와 성능 비교	42

ABSTRACT

Wide-Band Tunable Phase Shifter
with Low Phase Deviation.

Boram An
Department of Electronics and Information Engineering
The Graduate School
Chonbuk National University

In this research, the wide-band tunable phase shifter with low phase deviation is designed. The reflection-type structure is adopted to design proposed phase shifter because they provide wide phase shifting range and high return loss characteristics by changing the characteristics of the reflection load. First, the phase shift characteristics of reflection load using varactor diode is studied according to the frequency, and two reflection loads with low in-band phase deviation is presented.

In the case of version 1, two varactor diodes connected to through and coupled port of coupled line respectively, while remaining the isolated port is open. In the case of version 2, Additionally, the capacitor is connected to isolated port of coupled line in order to widen the phase shifting range. To verify the proposed design method, tunable phase shifter operating at 2.5 GHz of center frequency and 500 MHz bandwidth is designed, simulated, and measured. From the measurement results, the proposed phase shifter achieves a low in-band phase deviation while having higher the phase shift range than the conventional reflection load.

Keywords : Coupled line, In-band phase deviation, Tunable phase shifter, Reflection-type structure.

1. 서 론

위상 천이기는 RF / Microwave 회로 및 시스템에서 신호 위상을 제어하는 기본 구성 회로다. 최근 멀티 어플리케이션과 소형화를 위한 다중대역 처리 시스템의 증가로 연속적으로 조정 가능한 가변위상 천이기가 요구되고 있다. 현재까지 연구된 가변 위상 천이기의 대표적인 형태로는 가변선로형(Switched line type), 전송선로형(Transmission line type), 메타물질 구조(Metamaterial structure), 반사형(Reflection type) 등이 있다. 먼저 가변선로형 위상천이기는 간단하게 전송선로로 구성된 지연 경로에 스위치를 연결하여, 온/오프 상태에 따라 원하는 위상을 얻을 수 있다^{[1][2]}.

하지만, 요구되는 위상 천이 범위가 넓거나 정밀한 위상 조정을 위해 위상 천이 간격 좁아져야 될 경우, 지연 경로와 스위치 수의 증가가 불가피하여 회로의 크기가 증가하는 단점이 있다. 이를 해결하기 위한 방법으로 높은 임피던스를 갖는 전송선로에 varactor 다이오드를 부하 형태로 연결한 전송선로형 위상 천이기가 제안 되었다^{[3][4]}. Varactor 다이오드는 인가전압의 변화에 따라 가변 커패시터로 동작하며, 이를 이용함으로써 연속적인 위상천이를 얻을 수 있다.

메타물질 구조는 left-handed (LH), composite right/left handed (CRLH)와 같은 메타 물질 구조 유닛에 포함된 커패시터를 varactor 다이오드로 대체하여, 전압에 대한 선형 위상 천이 특성^[5] 또는 대역 내 작은 위상 편차^[6]등의 장점을 보인다. 하지만, 전송선로형과 메타물질 구조 모두 가변 커패시턴스에 따라 회로 임피던스가 변화하기 때문에, 입·출력 임피던스와의 부정합이 발생하여 원하는 특정 위상에서 나쁜 삽입 및 반사 손실 특성을 갖는다.

반사형 구조는 hybrid 결합기와 반사부하로 구성되며, 반사 손실 특성에서 큰 장점이 있기 때문에, 가변형 위상 천이기 설계에 널리 적용되고 있다. 반사형 구조의 경우 이론적으로 반사부하와 전체 회로의 위상 천이 특성이 동일하기 때문에 다양한 반사 부하의 구조가 연구 되었다. 먼저 특성 임피던스가 Z_0 인 사분의 파장 길이의 전송선로와 두 개의 varactor

다이오드로 구성된 반사부하가 제안 되었다^{[7][8]}. 제안된 구조는 전송선로에 의해 전체 부하의 반사계수가 varactor 다이오드 하나의 반사계수에 제공으로 정의되면서, 2배의 위상 천이 범위를 얻을 수 있다. 하지만 hybrid 커플러의 특성 임피던스가 $Z_0/2$ 로 정해지기 때문에 입력 및 출력 단자 임피던스와의 정합을 위해 부가적인 매칭 네트워크가 필요하다. 360° 위상 천이를 얻기 위한 다른 방법으로 제안된 사다리형 반사부하는 사분의 파장 길이의 선로가 사다리꼴로 연결된 구조로 회로의 크기 및 삽입 손실이 크다는 단점이 있다^[9].

이번에는, 반사 부하대신 hybrid 결합기의 shunt arm을 변형함으로써 위상 천이 범위를 넓히는 방법이 제안되었다^{[10][11]}. 하지만 200 MHz 대역 내에서 최대 위상 편차가 $\pm 45^\circ$ 이상으로 협대역 위상 특성을 보인다. 동작 대역 내에서 고른 위상 천이를 얻기 위해 hybrid 결합기 대신 임의의 길이를 갖는 결합 선로를 적용한 위상 천이기가 제안 되었다^[12]. 제안된 구조는 360° 이상의 위상 천이 범위를 달성하면서 900 MHz 대역 내 위상편차가 $\pm 20^\circ$ 로 낮지만, 대역 내 최대 삽입 손실이 4 dB로 매우 크다. 낮은 삽입 손실을 갖는 구조로는 varactor 다이오드를 결합 선로 사이에 연결한 위상 천이기가 있다^[13]. 이 구조는 varactor 다이오드의 가변 커패시턴스에 따라 결합선로의 결합 계수를 변화시킴으로써 위상 천이를 얻을 수 있으며 대역 내 고른 위상차를 유지하지만 6 dB의 낮은 반사 손실을 갖는다.

이처럼 가변 위상 천이기의 설계에는 위상 천이 범위, 대역 내 위상 편차, 삽입 및 반사 손실 등의 성능들 사이의 타협(trade-off)이 존재한다. 이러한 설계의 어려움 때문에 현재까지 연구된 대부분의 가변 위상 천이기는 중심 주파수에서의 위상 천이 범위만 고려하거나, 10 또는 20 dB 반사손실을 기준으로 대역폭을 정의했다^[14].

본 논문에서는 반사 손실 특성이 타 구조에 비해 뛰어난 반사형 구조를 적용했으며 varactor 다이오드를 이용한 반사부하의 주파수에 따른 위상 천이 특성을 연구하고 대역 내 고른 위상차를 가지는 두가지 구조의 반사부하를 제안했다. 제안된 반사부하의 버전 1은 결합 선로와 두 개의 varactor 다이오드로 구성되며, 버전 2는 위상 천이 범위를 넓히기 위해

버전 1의 격리 단자에 커패시터를 연결했다. 설계를 위해 제안된 반사부하의 위상 식을 전개하고 원하는 사양에서 설계 파라미터들의 적절한 조합을 찾기 위한 순서도를 제시했다. 제안된 설계 방법을 검증하기 위해 광대역 가변 위상 천이기를 제작 및 측정 했다. 측정 결과로부터, 설계된 두 가지 버전의 광대역 가변 위상 천이기는 중심 주파수 2.5 GHz에서 위상 천이 범위가 각각 126.61, 146.93이며 500 MHz 대역 내에서 $\pm 6.48^\circ$ 이 내의 낮은 위상 편차를 갖는다. 또한 두 버전 모두에서 대역 내 1.26 dB 이하의 삽입손실과 15.76 dB 이상의 반사 손실을 얻었다.

본 논문의 전체적인 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 port reduction method를 통해 반사형 위상 천이기 구조의 동작 원리와 반사 부하의 리액턴스에 따른 위상 특성을 확인 했다. 3 장에서는 varactor 다이오드로 인해 발생하는 대역 내 위상 편차와 제한된 위상 천이 범위를 확인하고, 본 논문에서 제안된 반사 부하의 위상 특성 및 설계 순서도를 제시했다. 4 장에서는 제안한 반사 부하를 적용하여 광대역 위상 천이기를 설계 및 제작하고 시뮬레이션과 측정 결과를 비교했으며 5 장에서 측정 결과를 분석, 고찰했다. 마지막으로, 6 장에서는 연구결과에 대한 결론을 맺었다.

2. 반사형 위상천이기

2.1 반사형 위상 천이기의 이론

반사형 위상 천이기는 일반적으로 그림 1과 같이 90° hybrid 결합기와 반사부하로 구성된다. 90° hybrid 결합기의 특징은 입력 단자가 1이라고 할 때 두 출력 단자 3과 4에 각각 3 dB로 균등한 전력 분배가 가능하며 출력 신호 사이에 90° 의 위상차를 갖는 것이다. 90° hybrid 결합기의 단자 3과 4를 리액턴스만을 갖는 동일한 반사 부하로 종단할 경우, 두 부하에서 일어나는 반사에 의한 위상 변화를 이용해 신호 진폭의 변화를 최소화 하면서, 단자 1과 2사이의 위상을 조정할 수 있다. 이 때 단자 1과 2 사이의 위상 천이 범위는 반사부하 하나의 위상천이 범위와 동일하며, 이를 port reduction method를 통해 증명 했다. 또한 입력 단자 1에서는 두 반사부하로 부터 반사된 신호의 위상차가 180° 로 서로 상쇄되기 때문에 반사 손실 특성이 뛰어나다는 장점이 있다.

Port reduction method는 특정 단자를 종단함으로써 줄어드는 단자 수로 측정된 산란 매트릭스로부터 n -단자 네트워크의 산란 매트릭스를 구하는 방법을 말한다^[15]. 본 논문에서는 이 방법을 역으로 이용해 4 단자 90° hybrid 결합기의 산란 매트릭스로부터 두 출력 단자가 종단된 반사형 위상천이기의 2 단자 산란 매트릭스를 구하고 그 위상 특성을 확인 한다.

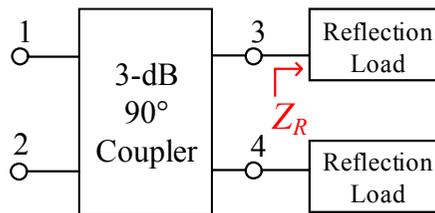


그림 2.1. 반사형 위상천이기의 구조.

Fig. 2.1. Structure of reflection type phase shifter.

먼저 이상적인 90° hybrid 결합기의 4 단자 S-parameter 행렬은

$$S_{4p} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & j \\ 0 & 0 & j & -1 \\ -1 & j & 0 & 0 \\ j & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

와 같이 주어지게 된다. 이 4 단자 회로는 1~2 단자와 3~4 단자로 분리된 회로로 생각할 수 있다. 이 때 회로의 S-parameter는 식 (2.2)과 같이 분리되어 표현되고, 그 행렬식은 식 (2.3)과 같다. 여기서 a와 b는 각각 입사파와 반사파를 의미한다.

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

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

그림 1과 같이 단자 3과 4에 입력 임피던스가 Z_R 로 동일한 반사 부하가 연결된 2단자 회로를 고려하자. 단자 3과 4에서의 반사계수를 Γ_R 이라고 하면, 반사 부하에 대한 S-parameter 행렬과 행렬식은 각각 식 (2.4), 식 (2.5)와 같다.

$$S_R = \begin{bmatrix} \Gamma_R & 0 \\ 0 & \Gamma_R \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$b' = S_R d \quad (2.5)$$

연결된 결합기와 반사 부하 사이의 입사파와 반사파의 관계로부터 다음 등식을 얻을 수 있다.

$$b' = a_2 \quad d = b_2 \quad (2.6)$$

식 (2.6)의 관계를 식 (2.5)에 대입하고 이를 이용하여 식 (2.4)를 a_1 과 b_1 에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$S_{2p} = b_1 / a_1 = S_{11} + S_{12} (U^{-1} - S_R S_{22})^{-1} S_R S_{21} \quad (2.7)$$

식 (2.7)에 해당되는 파라미터인 식 (2.4)와 식 (2.2)를 대입함으로써, 반사부하가 적용된 새로운 2 단자 회로의 S-parameter 행렬을 식 (2.8)과 같이 구할 수 있다.

$$S_{2p} = \begin{bmatrix} 0 & -j\Gamma_R \\ -j\Gamma_R & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

단자 3과 4에서 반사부하의 임피던스가 리액턴스 성분만 갖는다고 가정하면, $Z_R = jX_R$ 로 표현 할 수 있으며, 그에 따른 반사 부하의 반사 계수 Γ_R 과 위상 ϕ_{Γ_R} 및 최대 위상 천이 범위 $\Delta\phi_{\Gamma_R}$ 을 식 (2.9)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} \Gamma_R &= \frac{jX_R - Z_0}{jX_R + Z_0} = \frac{jx_R - 1}{jx_R + 1} \\ \phi_{\Gamma_R} &= \tan^{-1}(-x_R) - \tan^{-1}(x_R) = -2\tan^{-1}(x_R) - \pi \\ \Delta\phi_{\Gamma_{R\max}} &= \left| -2\tan^{-1}(x_{R\max}) + 2\tan^{-1}(x_{R\min}) \right| \end{aligned} \quad (2.9)$$

여기서 $x_R = X_R/Z_0$ 로 반사 부하의 정규화된 리액턴스이며, $x_{R\max}$ 와 $x_{R\min}$ 는 가변 반사 부하의 최대, 최소 리액턴스를 의미한다. 동일한 반사 부하가 적용된 반사형 위상 천이기의 단자 1과 2사이의 위상 ϕ 과 위상 천이 범위 $\Delta\phi$ 은 식 (2.8)의 S_{21} 로부터 식 (2.10) 같이 유도 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi &= \tan^{-1}\left(\frac{1}{x_R}\right) - \tan^{-1}(x_R) = \frac{\pi}{2} - 2\tan^{-1}(x_R) \\ \Delta\phi &= \left| -2\tan^{-1}(x_{R\max}) + 2\tan^{-1}(x_{R\min}) \right| \end{aligned} \quad (2.10)$$

결과적으로 식 (2.9)와 (2.10)로 부터 전체회로의 최대 위상 천이 범위가

반사부하와 동일 한 것을 확인할 수 있다. 즉, 적절한 위상천이 범위와 대역 내 위상편차를 갖는 반사 부하를 설계함으로써, 원하는 특성의 위상 천이기를 얻을 수 있다.

2.1 반사부하의 리액턴스에 따른 위상 특성^[16]

반사부하의 임피던스가 순수한 커패시턴스 값만을 가진다고 하면, 리액턴스는 주파수 f 와 가변 커패시턴스 C_V 에 의해 결정된다. 따라서 식 (2.9)의 위상 ϕ_{T_R} 을 식(2.11)과 같이 f 와 C_V 에 대한 함수로 표현 할 수 있다.

$$\phi_{T_R}(f, C_V) = -2 \tan^{-1}(x_R(f, C_V)) - \pi \quad (2.11)$$

식 (2.11)으로부터 C_V 가 C_{\min} 에서 C_{\max} 까지 변할 때 식 (2.12)와 같이 중심 주파수에서 위상 천이 범위를 구할 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\phi_{T_R}(C_V)|_{f_0} = \phi_{T_R}(C_V)|_{f_0} - \phi_{T_R}(C_{\min})|_{f_0} \\ \qquad \qquad \qquad ; \phi_{T_R}(C_{\min})|_{f_0} < \phi_{T_R}(C_{\max})|_{f_0} \\ \Delta\phi_{T_R}(C_V)|_{f_0} = \phi_{T_R}(C_V)|_{f_0} - \phi_{T_R}(C_{\max})|_{f_0} \\ \qquad \qquad \qquad ; \phi_{T_R}(C_{\min})|_{f_0} > \phi_{T_R}(C_{\max})|_{f_0} \end{array} \right. \quad (2.12)$$

또한, 동작 대역폭(BW) 내에서 위상 편차 ϕ_{err} 는 식 (2.13)과 같이 표현 될 수 있다.

$$\phi_{err}(C_V) = \max(\Delta\phi_{T_R}(C_V)|_{BW}) - \min(\Delta\phi_{T_R}(C_V)|_{BW}) \quad (2.13)$$

다소 복잡하게 표현된 식 (2.12)와 (2.13)의 이해를 돕기 위해, 반사 부하의

정규화된 입력 임피던스 x_R 에 대한 위상과, 위상천이 범위 및 위상 편차를 그림 2.2에 도시했다. 이때 부하는 단일 가변 커패시터로만 구성되며, C_V 는 $C_{min} = 1$ pF에서 $C_{max} = 5$ pF까지 1 pF씩 증가한다고 가정 했다. 중심주파수와 대역폭은 각각 2.5 GHz와 500 MHz로 정했다.

그림 2를 통해 최소 커패시턴스일 때 중심 주파수에서 x_R 과 최대 커패시턴스일 때 중심 주파수에서 x_R 의 차이인 Δx_{R-f_0} 가 클수록 중심 주파수에서 위상천이범위가 넓어지는 것을 알 수 있다. 또한, 특정 C_V 에서 동작 대역폭 내의 x_R 변화량을 $\Delta x_{R,BW}(C_V)$, 이때의 위상 변화량을 $\Delta\phi_{BW}(C_V)$ 라고 할 때, 그림 2로부터 위상 편차를 식 (2.13) 대신 식 (2.14)와 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$\phi_{cr}(C_V) = \Delta\phi_{BW}(C_V) - \Delta\phi_{BW}(C_{max}) \quad (2.14)$$

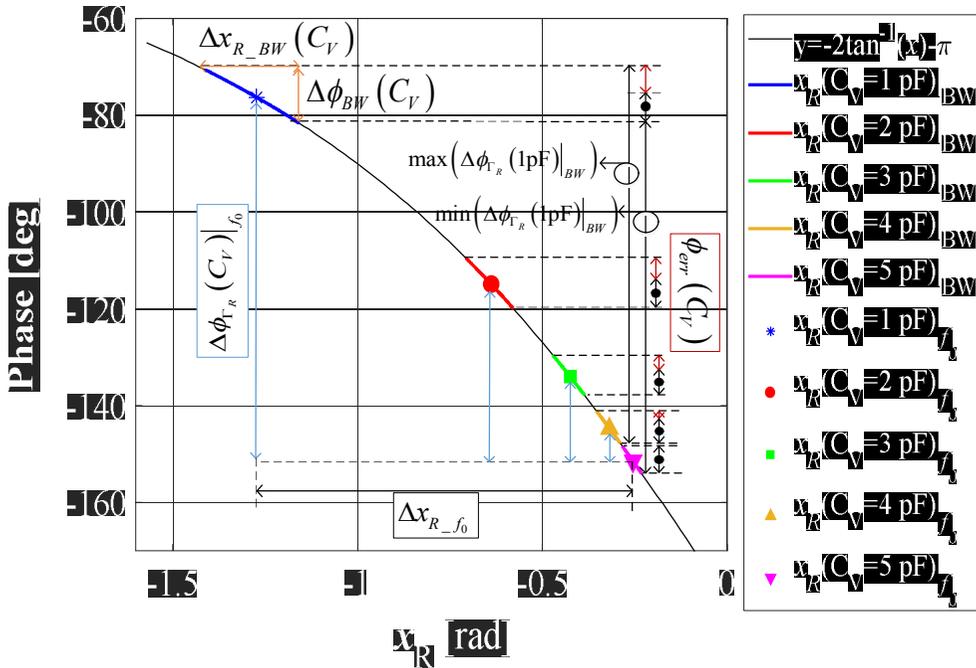


그림 2.2. x_R 에 따른 위상 특성

Fig. 2.2. Phase characteristics with x_R

표 2.1. C_{\max} 에 따른 Δx_{R-f_0} 와 $\Delta x_{R-BW}(C_V)$ 의 계산 결과

Table 2.1. Calculation result of Δx_{R-f_0} and $\Delta x_{R-BW}(C_V)$ with C_{\max}

Case	C_{\max} [pF]	C_{\min} [pF]	Δx_{R-f_0}	$\Delta x_{R-BW}(C_V)$
1	4.5	0.5	2.2635	0.3144
2	5	1	1.0186	0.2829
3	5.5	1.5	0.6173	0.2572

그림 3에 나타난 것처럼 단일 커패시터로 이루어진 반사 부하는 C_V 가 증가할 때 $\Delta x_{R-BW}(C_V)$ 이 감소하는 추세를 보인다. C_{\max} 를 증가시킴으로써 넓은 위상 천이 범위를 얻을 수 있지만, 반면에 $\Delta \phi_{BW}(C_V)$ 의 크기가 작아지면서 식 (2.14)에 따라 상대적으로 위상 편차는 증가하게 될 것이다. 즉, 위상 천이 범위와 위상 편차는 가변 커패시턴스 범위($C_{\max} - C_{\min}$)가 일정하더라도 C_{\max} 또는 C_{\min} 에 따라 변하는 중심 주파수 및 대역 내 입력 임피던스의 특성에 의해서 결정된다.

이를 검증하기 위해 가변 커패시턴스 범위($C_{\max} - C_{\min}$)가 4 pF로 동일하지만 C_{\max} 가 다른 세 가지 case로 나눠 각각의 위상 특성을 확인 했다. 먼저, case에 따른 Δx_{R-f_0} 와 $\Delta x_{R-BW}(C_{\max})$ 의 계산 결과를 표 2.1에 정리 했다. 여기서 중심 주파수와 대역폭 및 가변 커패시턴스는 이전과 동일하다. 표 2.1의 계산 결과로부터 C_{\max} 가 증가 할 때 Δx_{R-f_0} 의 감소로 인한 위상 천이 범위의 감소와 $\Delta x_{R-BW}(C_{\max})$ 의 감소로 인한 위상 편차의 증가를 예측 할 수 있다.

그림 2.3은 표 2.1의 case별 위상 천이 범위와 대역 내 위상편차의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 이를 통해 C_{\max} 가 가장 큰 Case 3의 경우 상대적으로 위상 천이 범위가 가장 작고 위상 편차가 가장 큰 것을 확인할 수 있다. 그러므로 단일 커패시터로 구성된 반사 부하를 가진 위상 천이기를 설계할 때 최소 커패시턴스가 작은 varactor 다이오드를 선택하면 좋은 위상 특성을 얻을 수 있다.

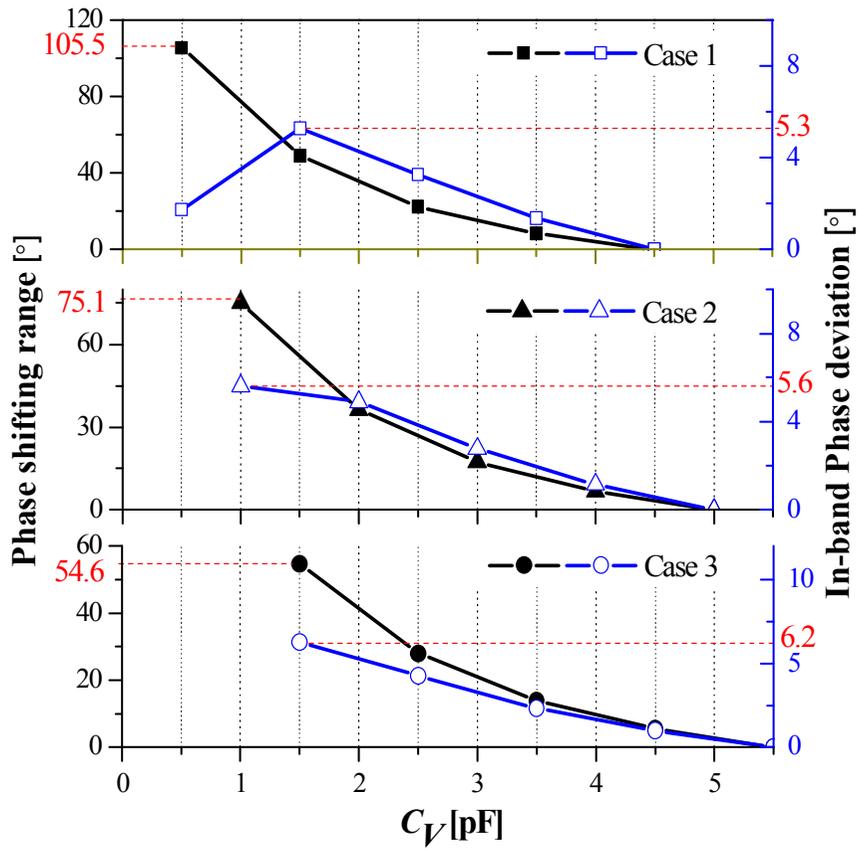


그림 2.3. Case 별 위상 천이 범위 및 위상편차의 시뮬레이션 결과
 Fig. 2.3. Simulation result of case-by-case phase shifting range and phase deviation

3. 광대역 위상 천이기를 위한 반사부하

3.1 Varactor 다이오드의 주파수 비선형성

가변 위상 천이기를 구현하기 위해 일반적으로 반사 부하에 가변 소자인 varactor 다이오드를 적용한다. varactor 다이오드는 pn 접합 다이오드에 역방향 전압을 걸어 공핍층의 두께에 따라 커패시턴스를 제어하는 방식으로 동작한다. 따라서 인가전압에 따라 varactor 다이오드가 적용된 반사부하의 리액턴스가 변함으로써 가변 위상 특성을 얻을 수 있다. 하지만 varactor 다이오드는 기생 커패시터와 인덕터의 영향으로 주파수에 따른 커패시턴스가 일정하지 않기 때문에 대역 내 위상 편차를 높이 원인이 된다.

Varactor 다이오드의 주파수 비선형성이 위상 특성에 미치는 영향을 확인하기 위해, Advanced Design System(ADS)에서 제공하는 다이오드 모델을 이용해 시뮬레이션을 진행했다. 전압에 따른 varactor 다이오드의 커패시턴스를 측정 한 후 동일한 특성을 갖도록 이 ADS 다이오드 모델의 파라미터를 조정하여 등가 회로를 구성 하면, 전압에 따른 주파수 비선형성을 쉽게 확인 할 수 있다.

Skyworks사의 smv1231 varactor 다이오드를 사용했으며, 중심주파수 2.5 GHz에서 Network analyzer를 이용해 전압에 따른 커패시터를 측정했다. smv1231을 사용한 이유는 가변 커패시턴스 범위 내의 최솟값이 동일 제품군 중 가장 작기 때문에 2.2절에서 다룬 리액턴스에 따른 반사 부하의 위상특성으로 부터 비교적 넓은 위상천이 범위와 작은 대역 내 위상편차를 얻을 수 있기 때문이다. 중심 주파수에서 smv1231의 측정결과와 등가모델의 시뮬레이션 결과를 그림 3.1에 나타냈으며, 그림 3.2는 ADS 다이오드 모델과 조정된 파라미터 값을 보여준다.

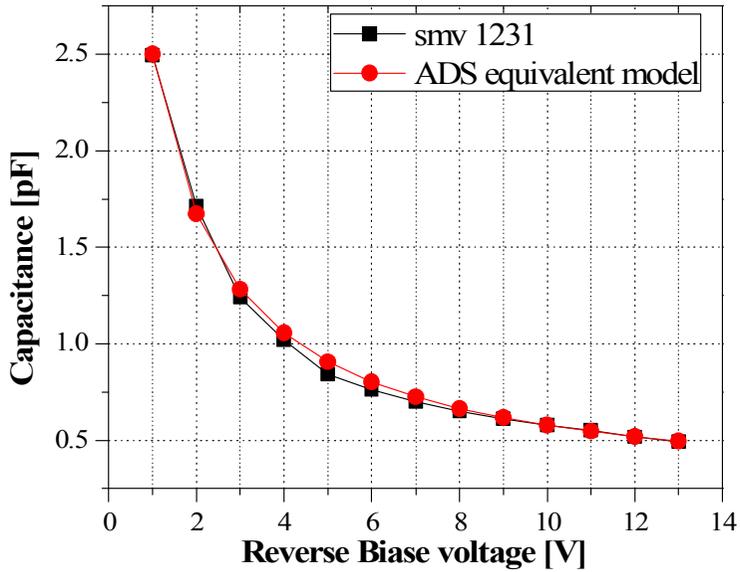


그림 3.1. 중심주파수 2.5 GHz에서 인가전압에 따른 커패시턴스 변화.

Fig. 3.1. Variation of capacitance according to bias voltage at 2.5 GHz.

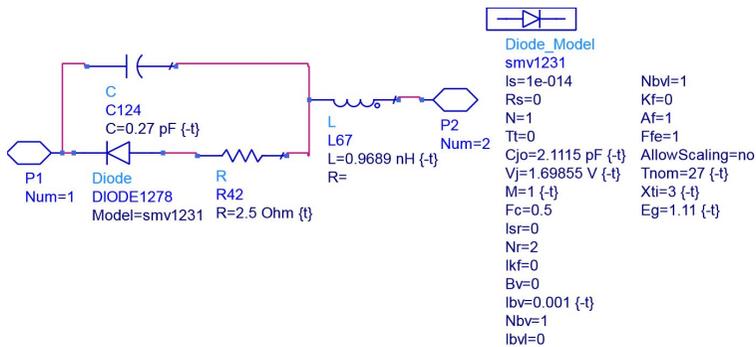


그림 3.2. Varactor 다이오드 smv1231 의 등가모델.

Fig. 3.2. Equivalent circuit of smv1231 varactor diode.

그림 3.3은 varactor 다이오드 모델을 이용해 500 MHz 대역폭을 기준으로 주파수 축에서 본 전압에 따른 커패시턴스 변화이다. 역 인가전압이 낮을수록 주파수에 따른 커패시턴스 값의 변화가 커지는 것을 확인할 수 있다.

등가 모델을 이용한 시뮬레이션을 통해 반사부하가 이상적인 커패시터로 구성된 경우와 varactor 다이오드로 구성된 경우(컨벤셔널 반사 부하)에 시뮬레이션을 통한 각각의 전압에 따른 500 MHz 대역 내 위상 천이 범위를 그림 3.4에 도시했다. 또한, 그림 3.5는 그림 3.4로부터 두 반사부하의 중심 주파수에서 위상 천이 범위와 대역 내 위상 편차를 전압 축에서 비교한 것이다. 여기서 위상편차는 대역 내 위상천이 범위의 평균값에서 +/- 위상 오차로 나타냈으며, 식 (2.14)을 이용하면 $\pm\phi_{err}(C_V)/2$ 로 표현할 수 있다. 이상적인 커패시터의 커패시턴스 값의 변화는 varactor 다이오드의 중심 주파수에서 커패시턴스의 변화와 동일하게 설정했기 때문에 중심 주파수에서 위상천이 범위는 동일하다.

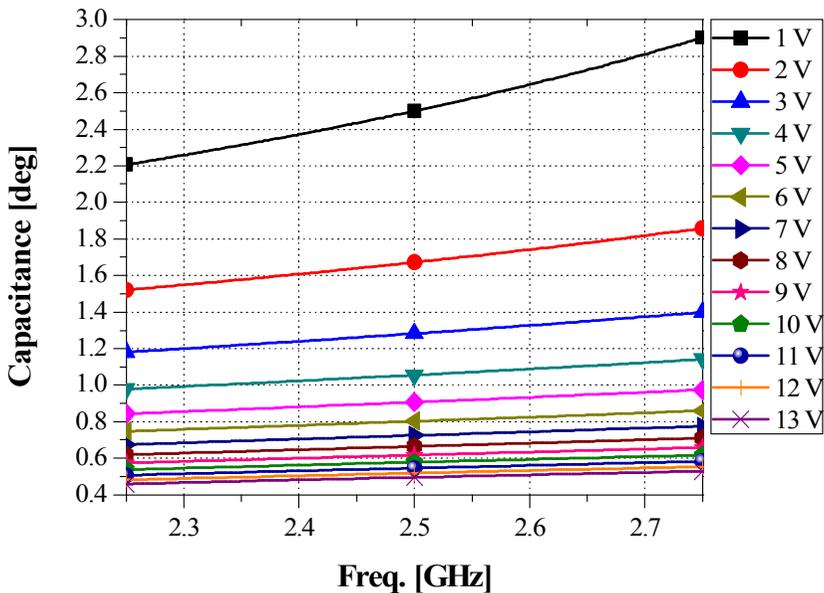


그림 3.3. 500 MHz 대역 내 인가전압에 따른 커패시턴스 변화.

Fig. 3.3. Variation of capacitance according to bias voltage within 500 MHz band.

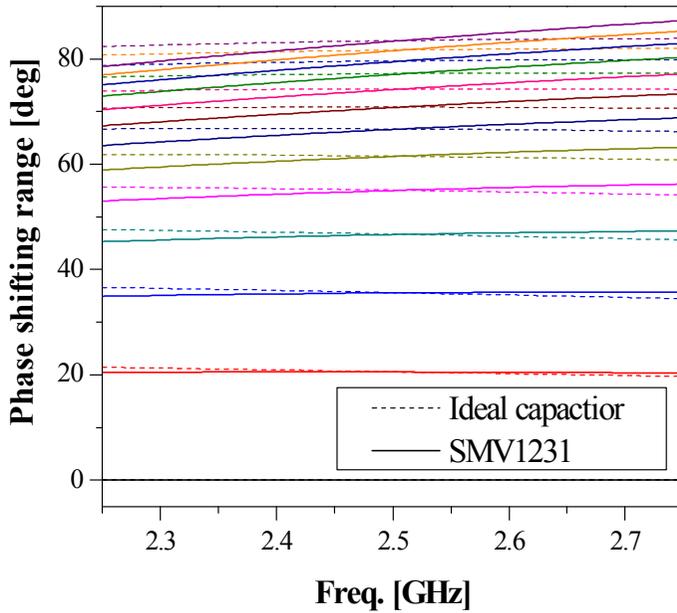


그림 3.4. 인가전압에 따른 500 MHz 대역 내 위상 천이 범위.

Fig. 3.4. Phase deviation within 500 MHz according to bias voltage.

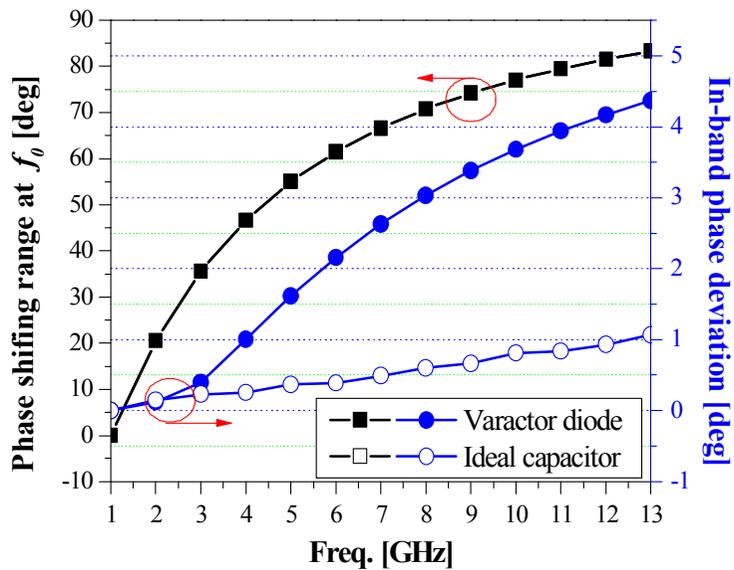


그림 3.5. 중심주파수에서 위상천이 범위 및 대역 내 위상 편차.

Fig. 3.5. Phase shifting range at f_0 and in-band phase deviation.

그림 3.4와 3.5를 통해 varactor 다이오드로 인해 대역 내 최대 위상편차가 $\pm 4.4^\circ$ 까지 증가하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 varactor 다이오드로만 구성된 반사 부하는 가변 커패시턴스 범위가 0.5 pF에서 2.5 pF로 제한되기 때문에 83.4° 의 작은 위상 천이 범위를 갖게 된다. 반사 부하의 위상 천이 범위를 넓히기 위한 방법으로 그림 3.6와 같이 두 varactor 다이오드 사이에 사분의 파장 전송선로를 연결하는 구조가 널리 이용 되었다^[7].

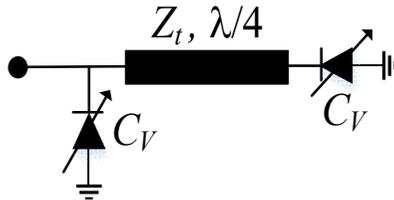


그림 3.6. 전송선로를 이용한 반사부하

Fig. 3.6. Reflection load with transmission line.

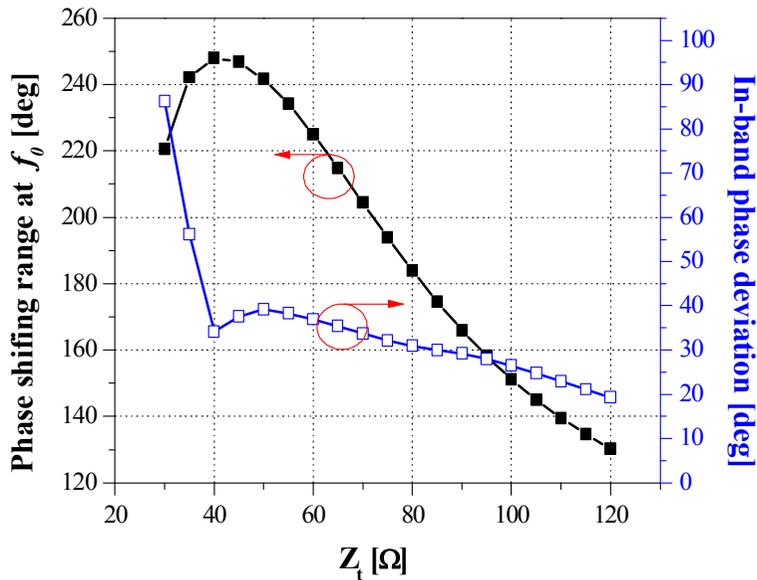


그림 3.7. 그림 3.5 구조의 Z_t 에 따른 위상특성.

Fig. 3.7. Phase characteristics of Fig. 3.5 according to Z_t .

그림 3.5 구조에서 전송선로의 임피던스 Z_t 에 따른 중심 주파수 2.5 GHz에서 위상 천이 범위와 500 MHz 대역 내 위상 편차의 계산 결과를 그림 3.6에 도시했다. 이 구조를 이용함으로써, 중심 주파수일 때 40 Ω 근처의 Z_t 에서 240° 이상의 위상천이 범위를 얻을 수 있을 수 있지만, 이때 대역 내 최대 위상 편차는 $\pm 30^\circ$ 이상으로 매우 큰 것을 확인 할 수 있다. 즉, 컨벤셔널 반사 부하를 이용한 경우에 비해 위상 천이 범위는 커지나, 대역 내 위상 편차 또한 커지므로 광대역 위상 특성을 얻기 어렵다. 본 논문에서는 대역 내 최대 위상 편차가 $\pm 4.4^\circ$ 이내로 컨벤셔널 반사 부하와 동일 하면서 컨벤셔널 반사 부하에 비해 넓은 위상 천이 범위를 얻기 위해 결합선로로 구성된 반사 부하를 제안 했다.

3.2. 결합선로를 이용한 반사 부하의 위상 특성

본 논문에서는 결합선로 4 단자 중 사선을 이루는 두 단자가 varactor 다이오드로 연결된 두 가지 구조의 반사부하를 제안하였으며, 이를 그림 3.8 (a), (b)에 버전 1과 2로 나타내었다. 버전 2 구조는 버전 1 구조의 격리 단자에 커패시터를 연결함으로써 더 넓은 위상 천이 범위를 얻을 수 있다. 두 구조의 위상특성을 파악하기 위해 그림 3.9과 같이 결합선로의 단자 2와 3이 varactor 다이오드로 종단된 2 단자 회로의 Z -파라미터를 구한다.

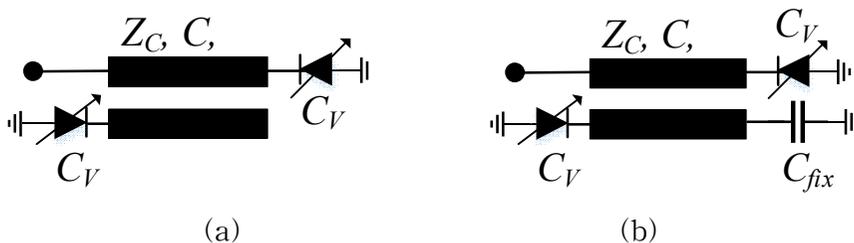


그림 3.8. 제안하는 반사부하의 구조: (a) 버전 1 (b) 버전 2
 Fig. 3.8. Structures of proposed reflection load.: (a) version 1 (b) version 2

먼저 4 단자 회로의 Z -파라미터로부터 식 (3.1)의 행렬식을 구할 수 있다.

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + I_3 Z_{13} + I_4 Z_{14} \quad (3.1a)$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + I_3 Z_{23} + I_4 Z_{24} \quad (3.1b)$$

$$V_3 = I_1 Z_{31} + I_2 Z_{32} + I_3 Z_{33} + I_4 Z_{34} \quad (3.1c)$$

$$V_4 = I_1 Z_{41} + I_2 Z_{42} + I_3 Z_{43} + I_4 Z_{44} \quad (3.1d)$$

단자 2와 3의 입력 임피던스가 Z_V 일 때 $V_2 = -I_2 Z_V$, $V_3 = -I_3 Z_V$ 이므로 이를 각각 식 (3.1b)와 (3.1c)에 대입하여 I_1 과 I_3 에 대한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$I_2 = I_1 \frac{\left(\frac{Z_{41}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{21}}{Z_V + Z_{22}} \right)}{\left(1 - \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \right)} + I_3 \frac{\left(\frac{Z_{43}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{23}}{Z_V + Z_{22}} \right)}{\left(1 - \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \right)} \quad (3.2a)$$

$$I_4 = I_1 \frac{\left(\frac{Z_{21}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{41}}{Z_V + Z_{44}} \right)}{\left(1 - \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \right)} + I_3 \frac{\left(\frac{Z_{23}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{43}}{Z_V + Z_{44}} \right)}{\left(1 - \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \right)} \quad (3.2b)$$

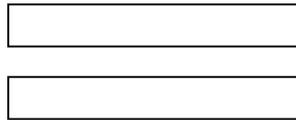


그림 3.9. Varactor 다이오드로 종단된 2단자 결합선로.

Fig. 3.9. Coupled line terminated with Varactor diodes.

식 (3.2a,b)을 식 (3.1a)에 대입함으로써 식 (3.3a)을, 식 (3.1d)에 대입함으로써 식 (3.3b)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_1 = I_1 & \left(Z_{11} + \frac{\left(\frac{Z_{41}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} - \frac{Z_{21}}{Z_V + Z_{22}} \right) Z_{12}}{\left(1 - \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \right)} + \frac{\left(\frac{Z_{21}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} - \frac{Z_{41}}{Z_V + Z_{44}} \right) Z_{14}}{\left(1 - \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \right)} \right) \\
 & + I_3 \left(Z_{13} + \frac{\left(\frac{Z_{23}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} - \frac{Z_{43}}{Z_V + Z_{44}} \right) Z_{14}}{\left(1 - \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \right)} + \frac{\left(\frac{Z_{43}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} - \frac{Z_{23}}{Z_V + Z_{22}} \right) Z_{12}}{\left(1 - \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \right)} \right)
 \end{aligned} \tag{3.3a}$$

$$\begin{aligned}
 V_3 = I_1 & \left(Z_{31} + \frac{\left(\frac{Z_{41}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} - \frac{Z_{21}}{Z_V + Z_{22}} \right) Z_{32}}{\left(1 - \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \right)} + \frac{\left(\frac{Z_{21}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} - \frac{Z_{41}}{Z_V + Z_{44}} \right) Z_{34}}{\left(1 - \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \right)} \right) \\
 & + I_3 \left(Z_{33} + \frac{\left(\frac{Z_{23}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} - \frac{Z_{43}}{Z_V + Z_{44}} \right) Z_{34}}{\left(1 - \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \right)} + \frac{\left(\frac{Z_{43}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} - \frac{Z_{23}}{Z_V + Z_{22}} \right) Z_{32}}{\left(1 - \frac{Z_{42}}{Z_V + Z_{44}} \frac{Z_{24}}{Z_V + Z_{22}} \right)} \right)
 \end{aligned} \tag{3.3b}$$

2 단자 회로의 새로운 Z-파라미터를 식 (3.4)라고 하면 그림 3.9의 단자 1과 단자 3이 각각 새로운 2 단자 회로의 단자 1과 단자 2가 되므로, 전압 전류 관계는 식 (3.5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}' & Z_{12}' \\ Z_{21}' & Z_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

$$V_1' = V_1, V_2' = V_3, I_1' = I_1, I_2' = I_3 \tag{3.5}$$

또한, 4 단자 결합선로의 Z-파라미터는 회로의 대칭성으로 인해 식 (3.6)

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j \frac{Z_c}{\sqrt{(1+C)(1-C)}} \cot \theta = -j p \cot \theta \quad (3.6a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j \frac{Z_c C}{\sqrt{(1+C)(1-C)}} \cot \theta = -j m \cot \theta \quad (3.6b)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j \frac{Z_c C}{\sqrt{(1+C)(1-C)}} \csc \theta = -j m \csc \theta \quad (3.6c)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j \frac{Z_c}{\sqrt{(1+C)(1-C)}} \csc \theta = -j p \csc \theta \quad (3.6d)$$

과 같은 등식이 성립하며, 특성 임피던스 Z_c 와 결합 계수 C 로 정의되는 부분은 간단하게 표현하기 위해 p 와 m 으로 치환했다. 식 (3.6)을 식 (3.3)에 대입함으로써 식 (3.4)의 Z -파라미터 요소를 식 (3.7)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z'_{11} = Z'_{22} = Z_{11} + \frac{2Z_{41}Z_{24}Z_{12} - (Z_V + Z_{22})(Z_{12}^2 + Z_{14}^2)}{(Z_V + Z_{22})^2 - Z_{24}^2} \\ = j \left(\frac{2pm^2 \csc^2 \theta \cot \theta + (X_V - p \cot \theta)(m^2 \cot^2 \theta + p^2 \csc^2 \theta)}{-(X_V - p \cot \theta)^2 + m^2 \csc^2 \theta} - p \cot \theta \right) \end{aligned} \quad (3.7a)$$

$$\begin{aligned} Z'_{12} = Z'_{21} = Z_{13} + \frac{Z_{24}(Z_{14}^2 + Z_{12}^2) - (2Z_{43}Z_{14})(Z_V + Z_{22})}{(Z_V + Z_{22})^2 - Z_{24}^2} \\ = j \left(\frac{m \csc \theta (m^2 \cot^2 \theta + p^2 \csc^2 \theta) + (2pm \csc \theta \cot \theta)(x_c - p \cot \theta)}{-(x_c - p \cot \theta)^2 + m^2 \csc^2 \theta} - m \csc \theta \right) \end{aligned} \quad (3.7b)$$

여기서, X_V 는 Z_V 의 리액턴스를 의미하며, $Z_V = jX_V$ 이다. 이제, 그림 3.10과 같이 단자 2가 임피던스 Z_L 으로 종단된 1 단자 회로를 생각해보자. 단자 1에서 바라본 입력 임피던스 Z_{in} 은 식 (3.8)로 정의 된다.

$$Z_{in} = Z_{11} \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \quad (3.8)$$

제안된 반사부하의 버전 1은 단자 2가 오픈이므로 Z_L 값을 무한대로 생각 할 수 있으며, 버전 2는 $Z_L = 1/j\omega C_{fix}$ 이므로 식 (3.8)로부터 각 버전의 Z_{in} 을 식 (3.9)와 식 (3.10)으로 정리 할 수 있다.

$$Z_{in_{V_1}} = Z_{11} \quad (3.9)$$

$$Z_{in_{V_2}} = Z_{11} \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} + \frac{1}{j\omega C_{fix}}} \quad (3.10)$$

먼저, 식 (2.11)과 식 (3.9) 이용하여 제안된 반사부하 버전 1의 위상을 varactor 다이오드에 인가하는 전압과 주파수의 함수로 표현하면 식 (3.11)과 같다.

$$\phi_{in_{V_1}}(V, f) = -2 \tan^{-1}(x_{in_{V_1}}(V, f)) - \pi \quad (3.11)$$

여기서, $x_{in_{V_1}} = X_{in_{V_1}}/Z_0$ 이며, $Z_{in_{V_1}} = jX_{in_{V_1}}$ 이다.

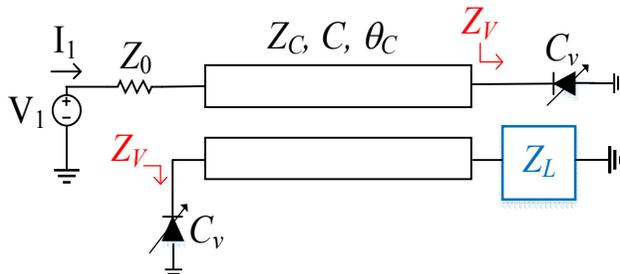


그림 3.10. 단자 2가 Z_L 로 종단된 1단자 결합선로.

Fig. 3.10. 1-port coupled line terminated with Z_L .

식 (3.11)로부터 Varactor 다이오드에 전압이 V_{\min} 에서 V_{\max} 까지 인가된다고 할 때, 중심 주파수에서 최대, 최소 위상 조건에 따라 위상 천이 범위를 식 (3.12)로 나타 낼 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\phi_{\text{in}_V1}(V, f) = \phi_{\text{in}_V1}(V, f) - \phi_{\text{in}_V1}(V_{\min}, f) \\ \qquad \qquad \qquad ; \phi_{\text{in}_V1}(V_{\min})|_{f_0} < \phi_{\text{in}_V1}(V_{\max})|_{f_0} \\ \Delta\phi_{\text{in}_V1}(V, f) = \phi_{\text{in}_V1}(V, f) - \phi_{\text{in}_V1}(V_{\max}, f) \\ \qquad \qquad \qquad ; \phi_{\text{in}_V1}(V_{\min})|_{f_0} > \phi_{\text{in}_V1}(V_{\max})|_{f_0} \end{array} \right. \quad (3.12)$$

동일한 방법을 이용하면 제안된 반사부하 버전 2의 위상 천이 범위는 식 (3.10)로부터 식 (3.13)과 같이 정리된다.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\phi_{\text{in}_V2}(V, f) = \phi_{\text{in}_V2}(V, f) - \phi_{\text{in}_V2}(V_{\min}, f) \\ \qquad \qquad \qquad ; \phi_{\text{in}_V2}(V_{\min})|_{f_0} < \phi_{\text{in}_V2}(V_{\max})|_{f_0} \\ \Delta\phi_{\text{in}_V2}(V, f) = \phi_{\text{in}_V2}(V, f) - \phi_{\text{in}_V2}(V_{\max}, f) \\ \qquad \qquad \qquad ; \phi_{\text{in}_V2}(V_{\min})|_{f_0} > \phi_{\text{in}_V2}(V_{\max})|_{f_0} \end{array} \right. \quad (3.13)$$

위 전개 과정을 통해 결합선로의 특성 파라미터인 특성 임피던스 Z_C , 결합계수 C , 전기적 길이 θ 에 따라 제안된 반사부하의 위상이 결정 되는 것을 알 수 있다.

3.2.1 반사 부하 버전 1

먼저 제안된 반사 부하 버전 1의 위상특성을 확인하기 위해, 식 (3.12)를 이용하여 결합계수의 파라미터 하나를 고정하고 나머지 두 파라미터의 변화에 따른 위상 천이 범위와 대역 내 위상 편차를 계산했다. 그림 3.11은 세 가지 파라미터 중 C 를 -10 dB로 고정했을 때 Z_C 와 θ 에 따른 2.5

GHz 중심 주파수에서 위상 천이와 500 MHz 대역 내 위상편차의 변화를 보여준다. θ 가 30° 이고 Z_C 가 80 Ω 일 때 제안된 반사부하의 대역 내 위상 편차가 컨벤셔널 반사부하의 대역 내 위상 편차인 $\pm 4.4^\circ$ 와 근사하면서, 120° 이상의 위상 천이 범위를 갖는 것을 확인 할 수 있다.

이번에는 θ 를 30° 로 고정한 후 Z_C 와 C 에 따른 위상특성을 그림 3.12에 도시했다. 결합 계수에 따른 특성 변화가 크지는 않지만, $\pm 4.4^\circ$ 이하의 대역 내 위상편차를 만족하면서 가장 큰 위상 변화를 갖기 위한 C 는 -7 dB이다. 두 그림 3.4와 3.5는 고정된 중심 주파수와 대역폭에서 계산된 결과이므로, 설계자가 원하는 사양의 위상 천이기에 적합한 Z_C , C , θ 의 조합을 찾기 위해 적절한 알고리즘을 이용 할 수 있다.

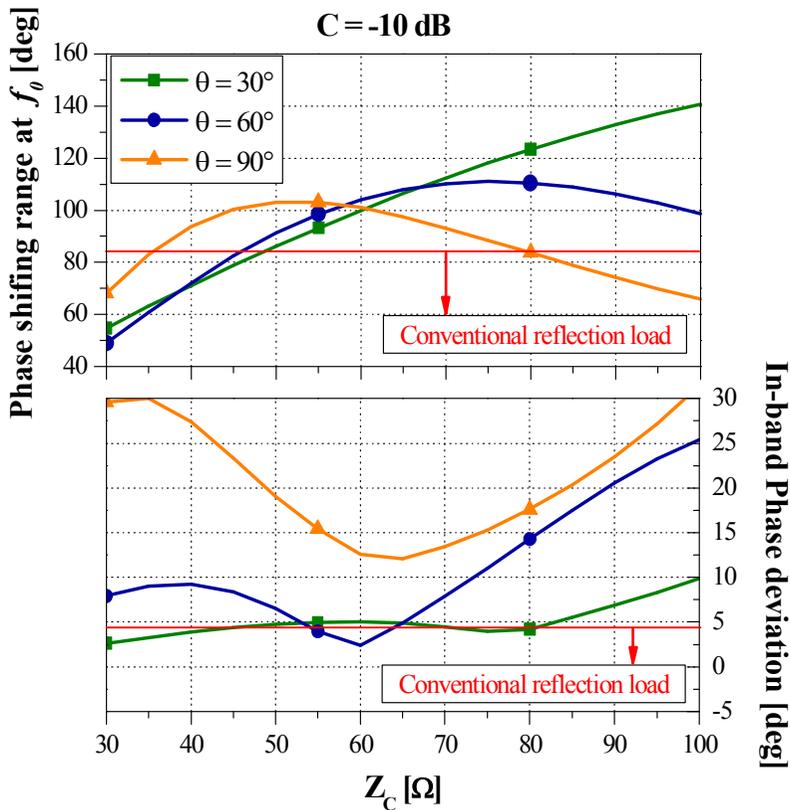


그림 3.11. $C=-10$ dB 일 때 Z_C 와 θ 와에 따른 버전 1의 위상 특성.

Fig. 3.11. Phase characteristics of version 1 according to Z_C and θ when $C=-10$ dB.

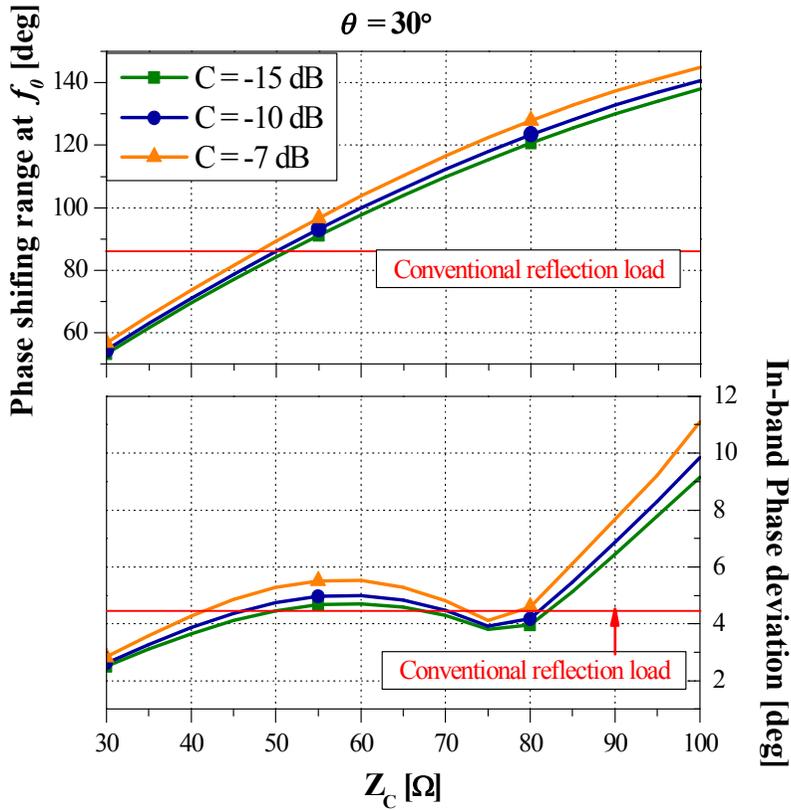
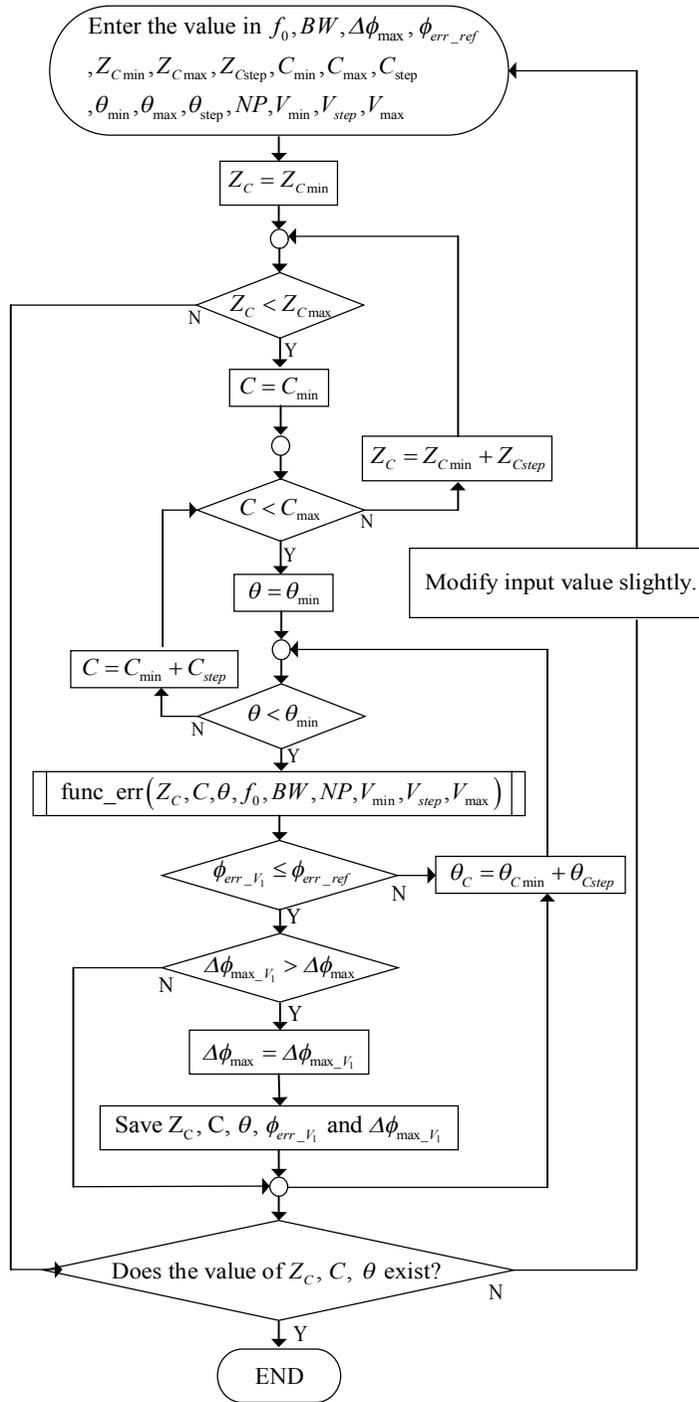


그림 3.12. $\theta=30^\circ$ 일 때 Z_c 와 C 에 따른 버전 1의 위상 특성.
 Fig. 3.12. Phase characteristics of version 1 according to Z_c and C when $\theta=30^\circ$.

3.2.2 설계 순서도

그림 3.13은 제안된 반사부하 버전 1을 이용하여 위상 천이기를 설계하기 위한 알고리즘 순서도이다.



(a)

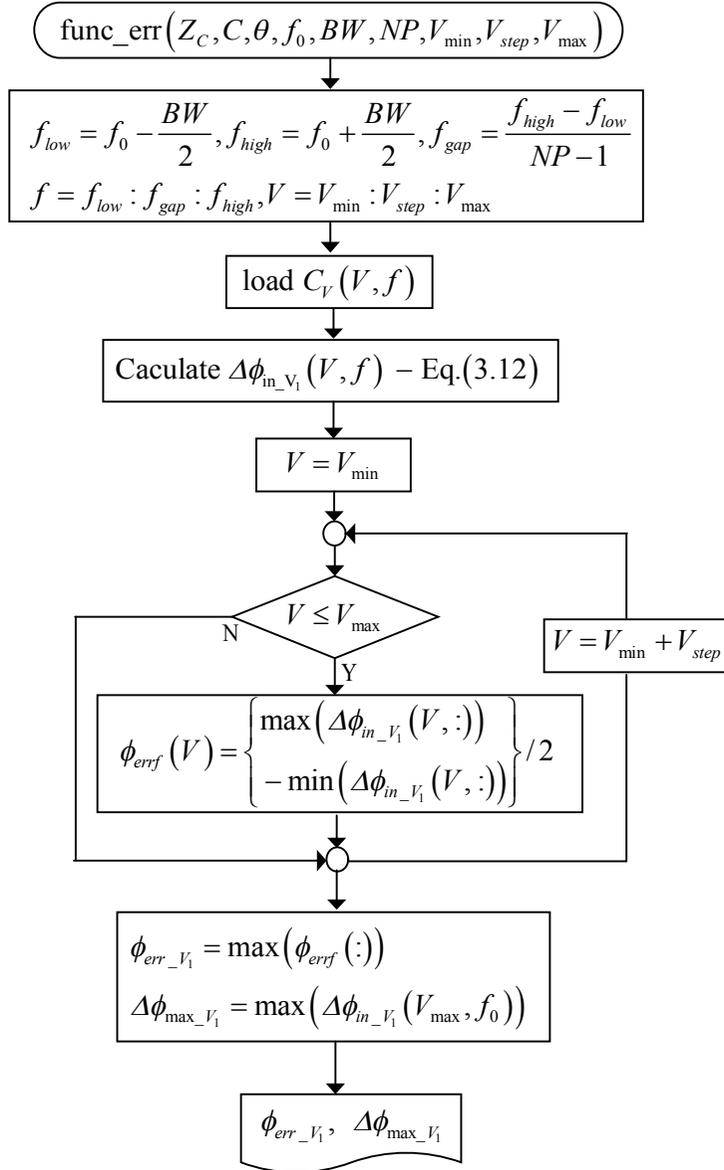


그림 3.13. 반사부하 버전 1의 알고리즘 순서도: (a) 주 순서도, (b) 함수.

Fig. 3.13. Algorithm flow chart for reflection load version 1:

(a) main flow chart, (b) function

그림 3.13 순서도의 진행은 다음과 같다.

1) 중심 주파수 f_0 와 대역폭 BW, 세 파라미터 Z_C , C , θ 의 가변 범위 (아래첨자 min, max로 표현) 및 가변 단위 (아래첨자 step으로 표현)를 입력한다. 다른 입력 파라미터 중 $\Delta\phi_{\max}$ 와 ϕ_{err_ref} 는 각각 원하는 최대 위상 천이 범위와 대역 내 최대 위상 편차를 의미한다. NP는 원하는 주파수 대역의 number of point이고, V_{\min} , V_{\max} , V_{step} 는 varactor 다이오드 측정 시 인가전압의 최소, 최대값 및 가변 단위이다.

2) 세 파라미터 Z_C , C , θ 가 모두 순서 1)에서 정한 가변 범위 내에 있을 때 그림 3.13 (b)에 표시된 함수 func_err를 통해 버전 1의 중심 주파수에서 최대 위상 천이 범위 $\Delta\phi_{\max_V_1}$ 및 대역 내 최대 위상 편차 $\phi_{err_V_1}$ 를 구한다.

2-1) 그림 3.13 (a)의 주 순서도로부터 입력 받은 f_0 와 BW를 이용하여, 대역 내 가장 낮은 주파수 f_{low} 와 가장 높은 주파수 f_{high} 를 정의하고 f 행렬을 만든다.

2-2) 원하는 중심 주파수와 대역폭에서 측정된 varactor 다이오드의 주파수와 전압에 따른 커패시턴스 값을 불러와 파라미터 C_V 에 저장한다.

2-3) 입력 받은 파라미터 Z_C , C , θ 등을 식 (3.12)에 대입하여, 위상 천이 범위 $\Delta\phi_{m_V_1}$ 계산한다.

2-4) $V=V_{\min}$ 에서 대역 내 최대 위상 천이 범위와 최소 위상 천이 범위의 차이를 2로 나눈 값을 ϕ_{errf} 에 저장하고, V 를 증가 시키면서 이를 반복한다.

2-5) 인가전압에 따라 계산된 ϕ_{errf} 중 최댓값을 대역 내 최대 위상 편차 $\phi_{err_{V_1}}$ 에 저장하고, 위상 천이 범위 $\Delta\phi_{m_{V_1}}$ 가 f_0 에서 V_{max} 일 때 중심 주파수에서 최대 위상 천이 $\Delta\phi_{max_{V_1}}$ 에 저장한다.

2-6) 계산된 $\phi_{err_{V_1}}$ 와 $\Delta\phi_{max_{V_1}}$ 를 출력한다.

3) 함수 `func_err`로부터 출력된 결과를 받아 $\phi_{err_{V_1}}$ 가 $\phi_{err_{ref}}$ 보다 작고, $\Delta\phi_{max_{V_1}}$ 가 $\Delta\phi_{max}$ 보다 클 때 $\Delta\phi_{max_{V_1}}$ 을 다시 $\Delta\phi_{max}$ 에 저장한다. 즉, Z_C , C , θ 의 조합에 따라 주어진 사양에서 버전 1의 구조로 얻을 수 있는 $\Delta\phi_{max_{V_1}}$ 중 최댓값을 찾는다.

4) 위 조건이 모두 만족 할 때 Z_C , C , θ , $\phi_{err_{V_1}}$, $\Delta\phi_{max_{V_1}}$ 을 저장하고, 만약 계산 결과가 조건에 만족하지 못해 세 파라미터 Z_C , C , θ 의 값이 존재하지 않을 경우 순서 1)로 돌아가 $\Delta\phi_{max}$ 또는 $\phi_{err_{ref}}$ 을 약간 조정 한다.

3.2.3 반사 부하 버전 2

이번에는 제안된 반사 부하 버전 2의 위상특성을 확인한다. 식 (3.13)를 이용하여 네 가지 파라미터 Z_C , C , θ , C_{fix} 중 C 와 θ 를 각각 -7 dB, 30°로 고정했을 때 Z_C 와 C_{fix} 에 따른 2.5 GHz 중심 주파수에서 위상 천이와 500 MHz 대역 내 위상편차의 변화를 그림 3.14에 도시했다. C_{fix} 가 0.5 pF, Z_C 가 80 Ω일 때 제안된 반사부하의 대역 내 위상 편차가 컨벤셔널 반사부하의 대역 내 위상 편차인 $\pm 4.4^\circ$ 와 근사하면서, 130°의 위상 천이 범위를 갖는 것을 확인 할 수 있다.

제안된 반사 부하 버전 2의 경우에도 버전 1과 마찬가지로 설계 사양에 따라 Z_C , C , θ , C_{fix} 의 조합을 구하기 위해 적절한 알고리즘을 사용 할 수

있다. 그림 3.13 (a) 주 순서도에 파라미터 C_{fix} 를 추가하고 (b) 함수에서 식 (3.12) 대신 식 (3.13)을 이용함으로써 반사 부하 버전 2가 적용된 위상 천이기 설계를 위한 순서도를 얻을 수 있다.

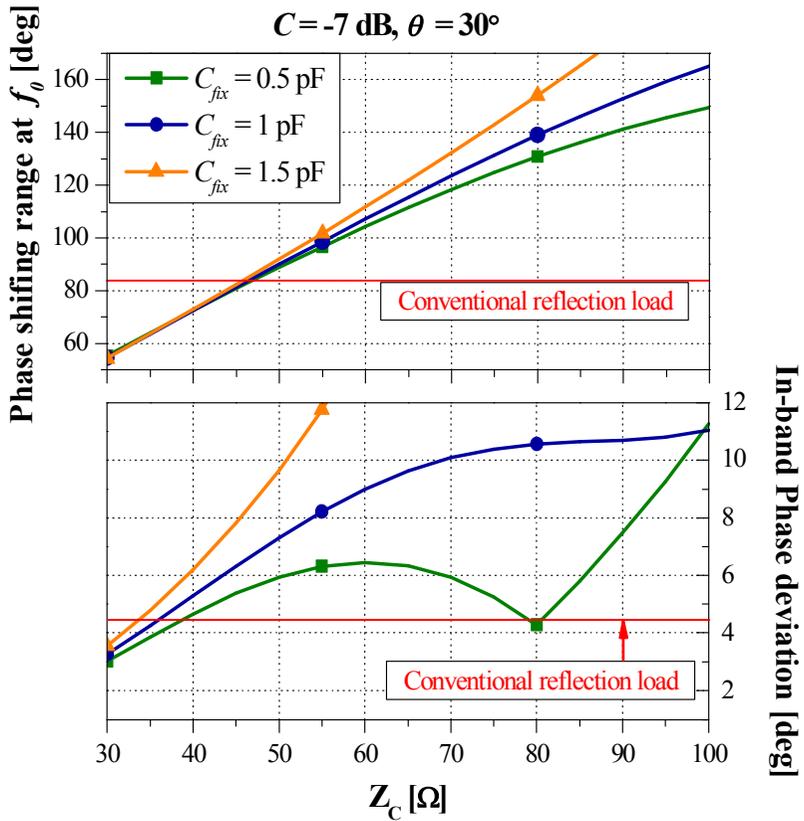


그림 3.14. $C=-7 \text{ dB}$, $\theta=30^\circ$ 일 때 Z_C 와 C_{fix} 에 따른 버전 2의 위상특성.
 Fig. 3.14. Phase characteristics of version 2 according to Z_C and C_{fix} when $C=-7 \text{ dB}$ and $\theta=30^\circ$.

4. 광대역 위상 천이기의 설계 및 측정

4.1 제안된 반사부하의 설계

중심 주파수가 2.5 GHz이며 500 MHz 대역 내 작은 위상편차를 갖는 광대역 위상 천이기를 설계하기 위해, 먼저 동일한 중심 주파수와 대역폭에서 제안된 구조의 반사 부하를 설계 했다. 대역 내 최대 위상 편차의 기준은 varactor 다이오드 하나로만 구성된 컨벤셔널 반사부하의 대역 내 최대 위상편차와 동일하게 $\pm 4.4^\circ$ 이하로 정했다. 커패시턴스 C_V 에는 3.1 절에서 다룬 것처럼 varactor 다이오드 smv1231의 측정과 ADS 등가회로 모델링을 통해 얻어진 대역 내 전압에 따른 커패시턴스 값을 적용했다. 원하는 사양에 맞춰 제안된 반사 부하 버전 1과 2의 결합선로 파라미터를 구하기 위해, 그림 3.13에서 보인 순서도를 이용하여 MATLAB 연산을 수행했다.

4.1.1 반사 부하 버전 1

제안한 반사부하 버전 1의 설계 파라미터 연산 결과를 표 4.1에 정리했으며, 여기서 $\Delta\phi_{\max_V_1}$ 와 $\phi_{err_V_1}$ 는 각각 버전 1의 중심 주파수에서 최대 위상 천이 범위와 대역 내 최대 위상 편차를 의미한다. 또한 결합 선로의 모드 임피던스 Z_{0e} 와 Z_{0o} 는 식 (4.1)을 이용해 구할 수 있다.

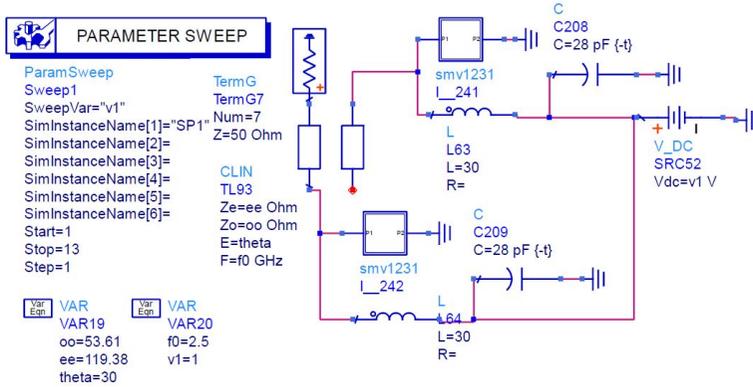
$$Z_{0e} = Z_C \sqrt{\frac{1+C_I}{1-C_I}}, \quad Z_{0o} = Z_C \sqrt{\frac{1-C_I}{1+C_I}} \quad (4.1)$$

여기서 $C_I = 10^{C/20}$ 이다. 그림 4.1은 설계 파라미터 Z_{0e} , Z_{0o} , θ 의 연산된 값을 적용한 반사 부하 회로와 ADS 시뮬레이션 결과이며 $\Delta\phi_{\max_V_1}$ 와 $\phi_{err_V_1}$ 는 각각 125.32° , $\pm 4.33^\circ$ 로 표 4.1의 연산 결과와 소수점 단위의 오차를 두고 일치하는 것을 확인 할 수 있다.

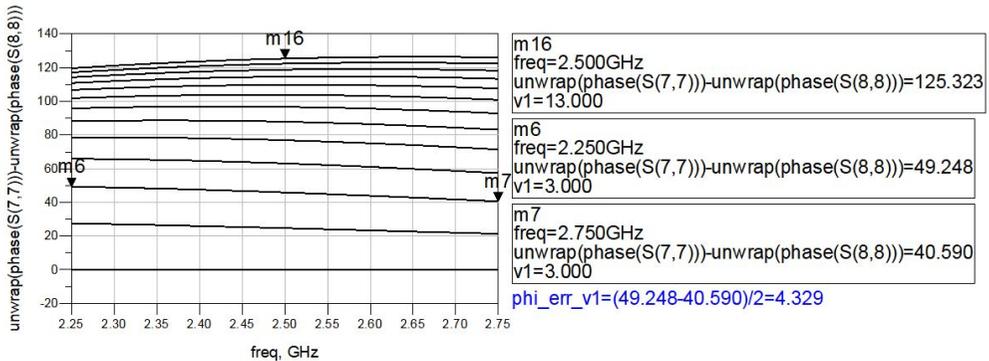
표 4.1. 버전 1의 설계 파라미터 연산 결과.

Table 4.1. Calculation result of design parameter of version 1.

Z_C [Ω]	C [dB]	Z_{0e} [Ω]	Z_{0o} [Ω]	θ [deg]	$\Delta\phi_{\max_V_1}$ [deg]	$\phi_{err_V_1}$ [deg]
80	-8.4	119.38	53.61	30	125.28	± 4.34



(a)



(b)

그림 4.1. ADS 시뮬레이션: (a) 버전 1 회로, (b) 시뮬레이션 결과

Fig. 4.1. ADS simulation: (a) version 1 circuit, (b) simulation result

4.1.2 반사 부하 버전 2

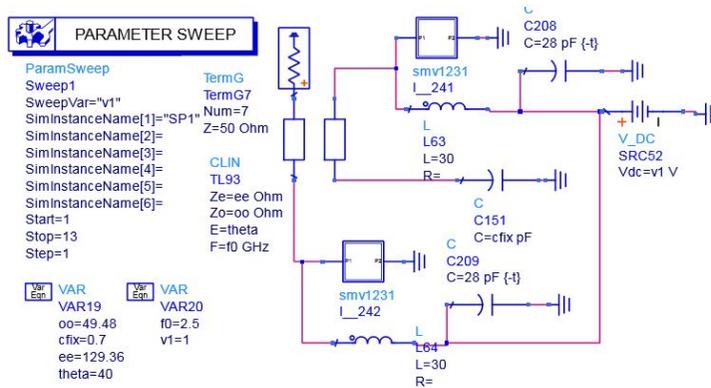
제안된 반사부하 버전 2의 연산된 설계 파라미터를 표 4.2에 정리했다. 그림 4.2는 표4.2의 Z_{0e} , Z_{0o} , θ , C_{fix} 의 값을 적용한 반사 부하 회로와 그

ADS 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 결과에서 $\Delta\phi_{\max_V_1}$ 와 $\phi_{err_V_1}$ 가 각각 142.23°와 $\pm 3.94^\circ$ 로 표 4.1의 연산 결과와 소수점 단위의 오차를 두고 일치하는 것을 확인할 수 있다.

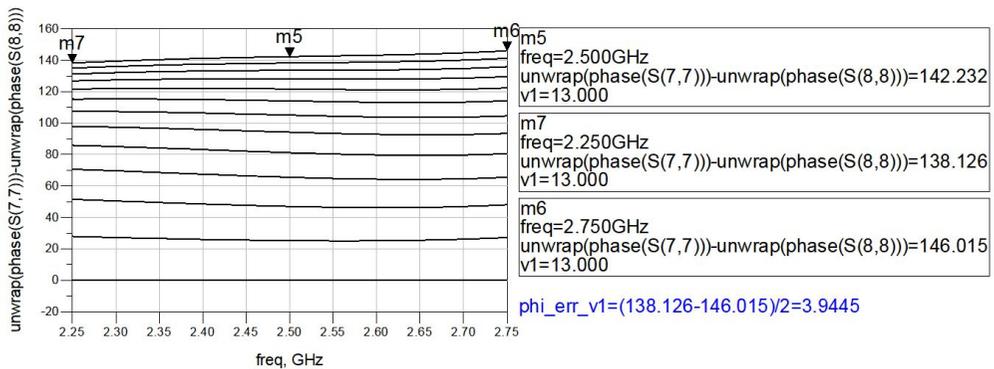
표 4.2. 버전 2의 설계 파라미터 연산 결과.

Table 4.2. Calculation result of design parameter of version 2.

Z_C [Ω]	C [dB]	Z_{0e} [Ω]	Z_{0o} [Ω]	θ [deg]	C_{fix} [pF]	$\Delta\phi_{\max_V_2}$ [deg]	$\phi_{err_V_2}$ [deg]
80	-7	129.36	49.48	40	0.7	142.24	± 4.14



(a)



(b)

그림 4.2. ADS 시뮬레이션: (a) 버전 2 회로, (b) 시뮬레이션 결과
Fig. 4.2. ADS simulation: (a) version 2 circuit, (b) simulation result

4.2 시뮬레이션 및 측정 결과

제안된 두 가지 반사부하의 위상 특성을 검증하기 위해, 이를 적용한 광대역 위상 천이기를 설계하였으며 시뮬레이션과 제작 및 측정을 수행했다. 설계에 사용된 PCB 기판은 Rogers사의 RT/Duroid-5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan D = 0.0009$ $h = 62$ mil)이다. 반사 형 구조를 이루기 위해 사용되는 90° hybrid 결합기에는 2~3 GHz의 광대역 특성을 갖는 Anaren사의 S03A2500N1을 이용했다.

4.2.1 광대역 위상 천이기 버전 1

그림 4.3은 4.1.1절에서 설계된 반사 부하 버전 1을 적용한 위상 천이기 회로이다. 반사 부하에 적용된 결합 선로는 EM 시뮬레이션을 통해 추출된 s4p 파일로 대체한 것이며, 그 치수를 그림 4.4에 도시했다.

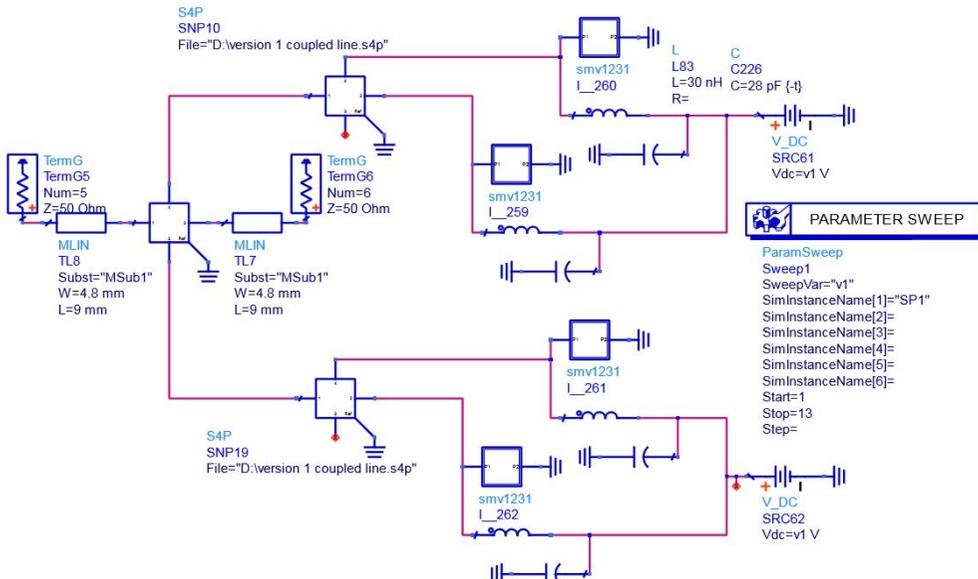


그림 4.3. 위상 천이기 버전 1의 회로.

Fig. 4.3. Circuit of Phase shifter version 1.

그림 4.5는 제작된 회로의 사진이며, 제안된 위상 천이기 버전 1의 위상 및 S-파라미터 특성의 시뮬레이션 결과와 측정결과를 그림 3.6에 나타냈다. 먼저 그림 3.6 (a)는 주파수 축에서 인가전압에 따른 위상 천이 범위를 도시한 것이다. 그림 3.6 (b)는 중심 주파수에서 위상 천이 범위와 대역 내 위상 편차를 확인하기 위해 (a)를 인가전압 축에서 나타낸 것이다. 그림 3.6 (c)와 (d)는 각각 삽입손실과 반사손실이며, 표 4.3에 시뮬레이션과 측정 결과를 정리했다.

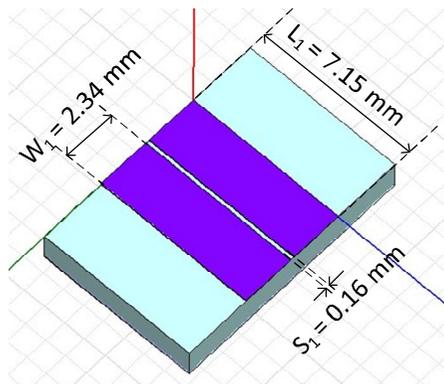


그림 4.4. 버전 1 결합 선로의 치수.

Fig. 4.4. Dimension of version 1 coupled line.

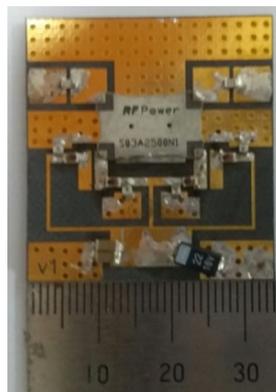
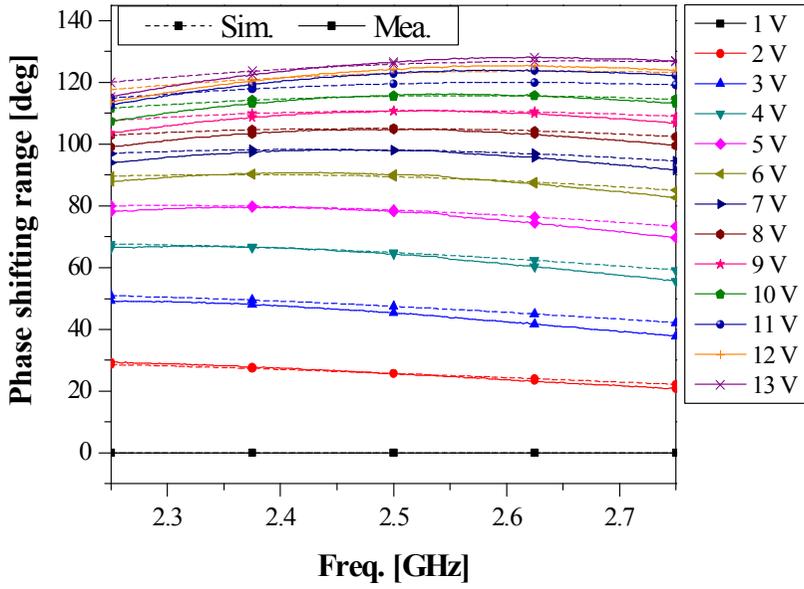


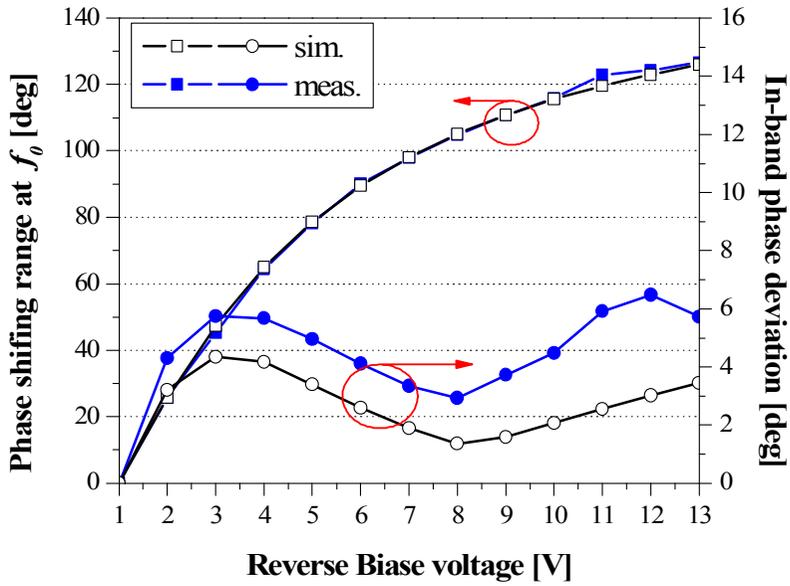
그림 4.5. 제작된 위상 천이기 버전1의 사진.

Fig. 4.5. Photograph of fabricated phase shifter version 1.

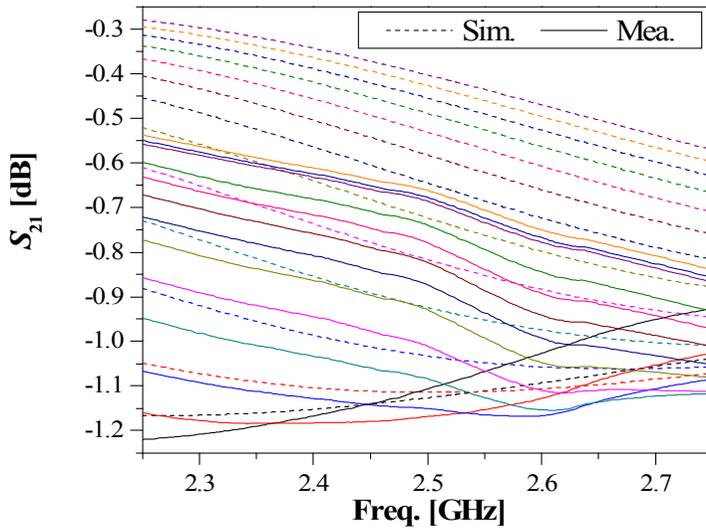
Version 1



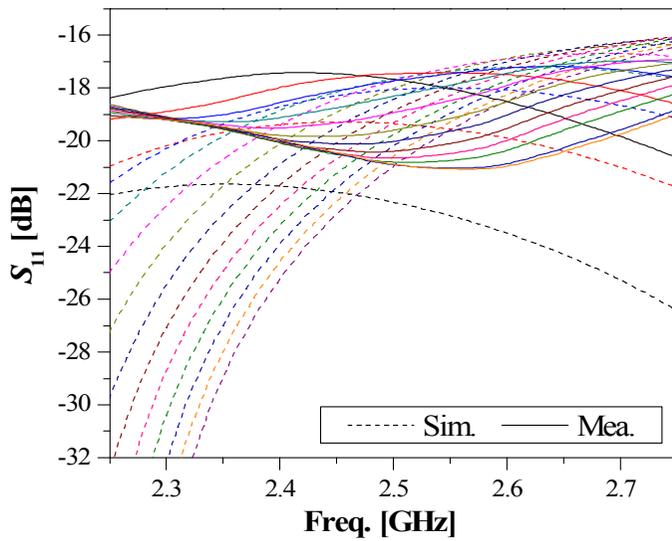
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4.6. 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 천이 범위, (b) f_0 에서 위상 천이 범위와 대역 내 위상편차, (c) 삽입 손실 (d) 반사 손실

Fig. 4.6. Simulation and measurement result: (a) Phase shifting range,

(b) Phase shifting range at f_0 and In-band phase deviation,

(c) Insertion loss (d) Return loss

표 4.3. 시뮬레이션 및 측정 결과.

Table 4.3. Simulation and measurement result.

	Maximum phase shifting range at f_0 [deg]	Maximum in-band phase deviation [deg]	Insertion loss [dB]	Return loss [dB]
Sim.	125.89	± 4.17	< 1.17	> 16.06
Mea.	126.61	± 6.48	< 1.23	> 16.85

4.2.2 광대역 위상 천이기 버전 2

그림 4.7은 4.1.2절에서 설계된 반사 부하 버전 2을 적용한 위상 천이기 회로이며, EM 시뮬레이션을 통한 결합 선로의 치수는 그림 4.8에 도시했다. 그림 4.9는 제작된 위상 천이기의 사진이다.

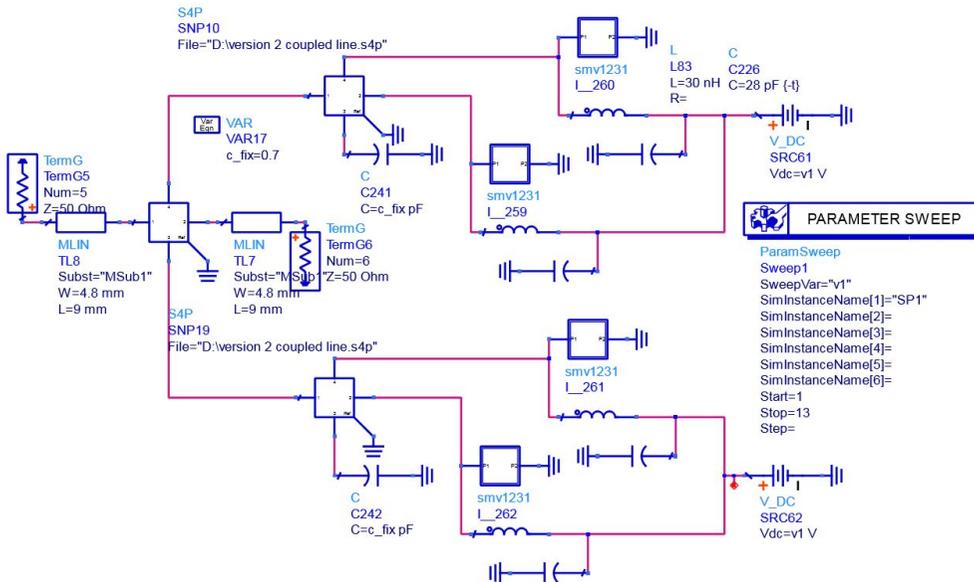


그림 4.7. 위상 천이기 버전 2의 회로.

Fig. 4.7. Circuit of Phase shifter version 2.

표 4.4. 시뮬레이션 및 측정 결과.

Table 4.4. Simulation and measurement result.

	Maximum phase shifting range at f_0 [deg]	Maximum in-band phase deviation [deg]	Insertion loss [dB]	Return loss [dB]
Sim.	142.91	± 3.54	< 1.44	> 17.53
Mea.	146.93	± 5.79	< 1.29	> 15.76

그림 4.10는 제안된 위상 천이기 버전 2의 위상과 S-파라미터 특성의 시뮬레이션 및 측정 결과이며, 이를 표 4.4에 정리했다.

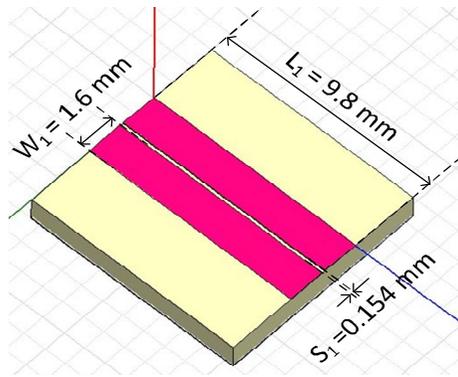


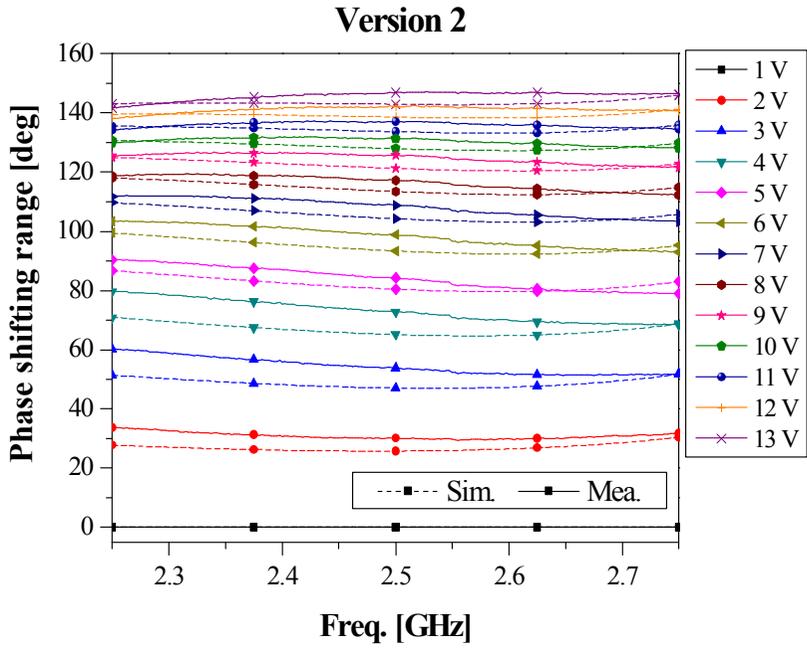
그림 4.8. 버전 2 결합 선로의 치수.

Fig. 4.8. Dimension of version 2 coupled line .

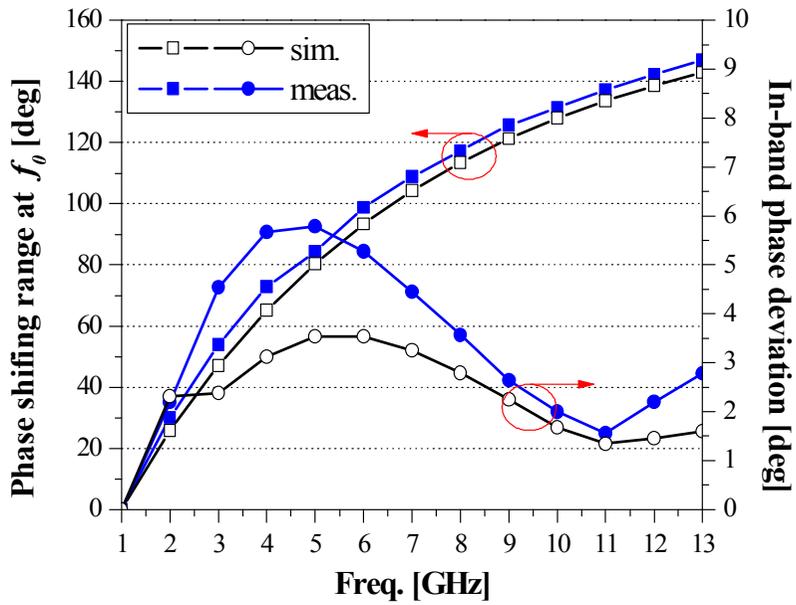


그림 4.9. 제작된 위상 천이기 버전 2의 사진.

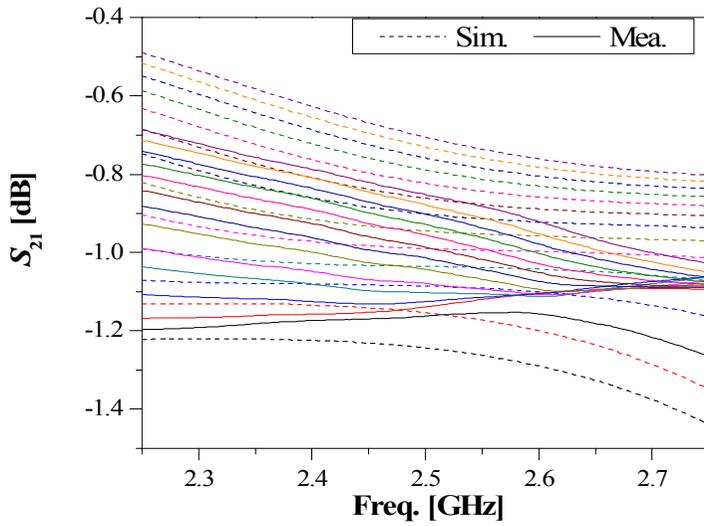
Fig. 4.9. Photograph of fabricated phase shifter version 2.



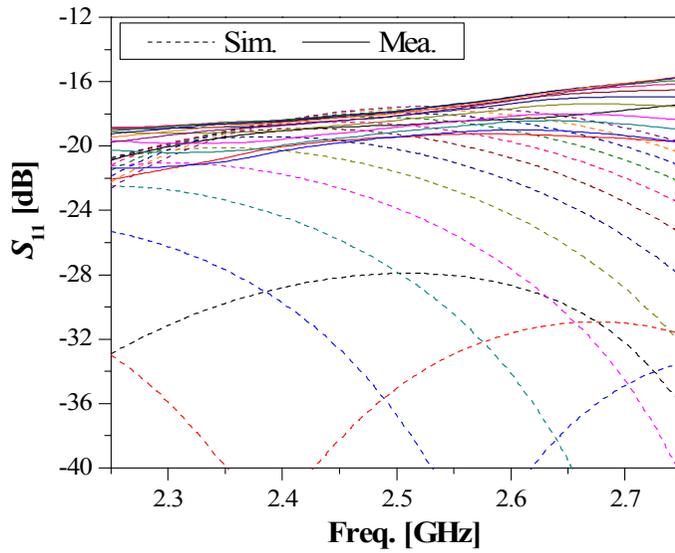
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4.10. 시뮬레이션 및 측정 결과: (a) 위상 천이 범위, (b) f_0 에서 위상 천이 범위와 대역 내 위상편차, (c) 삽입 손실 (d) 반사 손실

Fig. 4.10. Simulation and measurement result: (a) Phase shifting range, (b) Phase shifting range at f_0 and In-band phase deviation, (c) Insertion loss (d) Return loss

5. 측정 결과의 고찰

표 4.3과 표 4.4에서 측정 결과의 대역 내 위상 편차가 시뮬레이션 보다 약 $\pm 2^\circ$ 정도 증가된 것을 확인 할 수 있다. 그 원인은 실제 varactor 다이오드와 시뮬레이션 등가 모델의 대역 내 커패시턴스의 변화가 약간의 오차를 가지며, 사용된 varactor 다이오드들 간의 공차가 존재하기 때문이다. 시뮬레이션의 다이오드 모델은 실제 varactor 다이오드의 중심주파수에서 측정된 커패시턴스를 기준으로 만들어지기 때문에 대역 내 커패시턴스 값에 오차가 발생 할 수 있다. 그림 5.1는 반사 부하가 varactor 다이오드 하나로 이루어진 컨벤셔널 위상천이기의 시뮬레이션과 측정 결과이며, 측정 결과의 대역내 위상편차가 시뮬레이션 결과보다 증가한 것을 볼 수 있다.

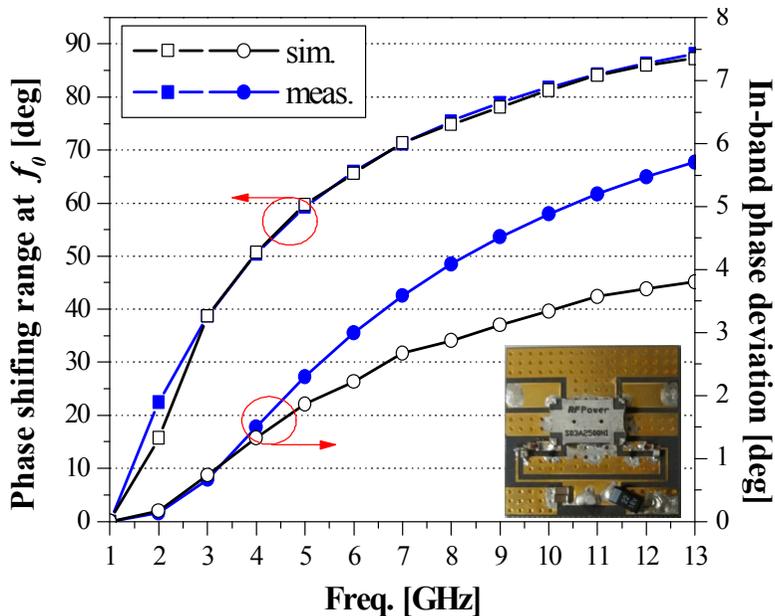


그림 5.1. 컨벤셔널 위상천이기의 시뮬레이션 및 측정 결과.
 Fig. 5.1. Measurement result of conventional phase shifter.

그림 5.2는 컨벤셔널 반사부하를 적용한 위상천이기와 제안된 위상천이 기 버전 1과 2의 측정 결과를 비교한 것이다. 제안된 위상 천이기는 컨벤셔널 위상 천이기 보다 낮은 대역 내 위상 편차를 가지면서 중심 주파수에서 넓은 위상천이 범위를 갖는 것을 확인 할 수 있다. 또한, 표 5.1은 제안된 회로와 기존에 연구된 가변 위상 천이기의 성능을 비교한 것이며, 적절한 성능 비교를 위해 식 (5.1)과 같은 성능 지수를 사용했다.

$$FoM = \frac{\max IL \times \Delta\phi_{\max} \times BW}{\min RL \times \phi_{err} \times f_0} \quad (5.1)$$

여기서, max IL과 min RL은 각각 log scale에서 대역 내 최대 삽입 손실과 최소 반사손실 값을 linear scale으로 변환한 것이다. 또한, $\Delta\phi_{\max}$ 는 중심 주파수에서 최대 위상 천이 범위이며, ϕ_{err} 는 대역 내 위상 편차이다.

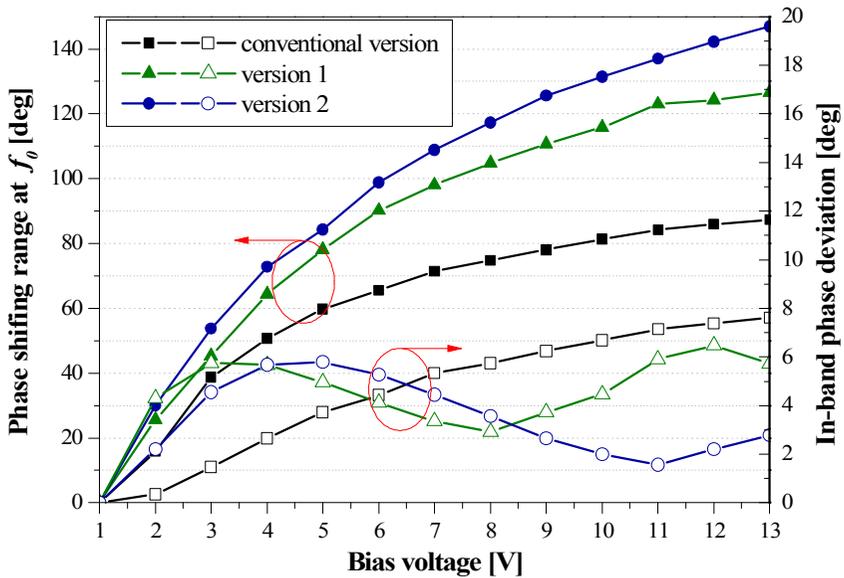


그림 5.2. 컨벤셔널 위상천이기와 제안된 위상천이기의 측정 결과 비교.
 Fig. 5.2. Measurement result comparison of conventional and proposed phase shifter.

또한 표 5.1로부터 제안된 가변 위상 천이기 버전 1과 2는 성능 지수가 각각 23.6, 26.85로 기존에 연구된 가변 위상 천이기에 비해 높은 값을 갖는 것을 확인 할 수 있다.

표 5.1. 기존 가변 위상 천이기와 성능 비교.

Table 5.1. Performance comparison of previous tunable phase shifter.

ref.	f_0 [GHz]	BW [GHz]	FBW [%]	$\Delta\phi_{\max}$ [deg]	ϕ_{err} [deg]	Max. IL [dB]	Min. RL [dB]	FoM
[5]	5	1200	24	175	± 67.5	3.7	10	1.29
[10]	2	200	10	385	± 55	1	11	2.21
[11]	2	200	10	234	± 45	4.6	13	1.37
[12]	2.2	900	40.9	372.5	± 21	4.1	7.8	11.13
[13]	2.25	500	22.2	45	± 4.5	1.5	6	3.73
[14]	1.5	1000	66.7	350	± 100	5.1	14	6.5
version 1	2.5	500	20	126.6	± 6.48	1.23	16.85	23.6
version 2	2.5	500	20	146.9	± 5.79	1.29	15.76	26.85

6. 결론

본 논문에서는 결합선로로 구성된 두 가지 버전의 반사부하를 제안하고 이를 반사형 위상 천이기 구조에 적용하여 낮은 대역 내 위상 편차를 갖는 광대역 가변 위상 천이기를 설계했다. 가변 위상 천이기는 가변 소자로 이용되는 varactor 다이오드의 커패시턴스 값에 따라 위상 천이 범위가 제한된다. 전송선로가 적용된 반사부하로 위상 천이 범위를 넓히는 방법은 대역 내 위상 편차가 함께 증가하면서 광대역 위상 특성을 얻기 어렵다.

하지만, 제안된 반사부하는 결합 선로의 특성 임피던스, 결합 계수, 전기적 길이를 적절하게 조합함으로써 낮은 대역 내 위상 편차를 가지면서, 위상 천이 범위를 증가 시킬 수 있다. 또한, 반사 부하 버전 2는 버전 1과 동일한 구조에서 보다 넓은 위상 천이 범위를 얻기 위해 격리 단자에 커패시터를 연결 했다. 제안된 버전 1과 2의 위상 식을 전개하고 설계 파라미터들의 몇 가지 조합을 예로 들어 주파수에 따른 위상 특성을 확인 했다. 또한, 원하는 사양에서 파라미터들의 적절한 조합을 찾기 위한 순서도를 제시했다.

설계 방법을 검증하기 위해 광대역 가변 위상 천이기를 제작 및 측정 했다. 측정 결과로부터, 설계된 두 가지 버전의 광대역 가변 위상 천이기는 중심 주파수 2.5 GHz에서 위상 천이 범위가 각각 126.61, 146.93이며, 500 MHz 대역 내에서 위상 편차가 각각 $\pm 6.48^\circ$, $\pm 5.79^\circ$ 로 고른 위상 천이 특성을 보인다. 또한 두 버전 모두에서 대역 내 1.26 dB 이하의 삽입손실과 15.76 dB 이상의 반사 손실을 얻었으며, 성능 지수가 각각 23.6, 26.85로 기존에 연구된 가변 위상 천이기에 비해 높은 값을 갖는다.

제안된 광대역 가변 위상 천이기는 낮은 대역 내 위상 편차를 가지며, 삽입 및 반사손실 특성이 뛰어나기 때문에 광대역 감쇠기 또는 위상 배열 안테나 등에 활용 될 수 있으며, 차세대 기술로 주목 받고 있는 5G와 같이 광대역 신호를 처리하는 시스템에 적용될 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] G. D. Lynes, G. E. Johnson, B. E. Huckleberry, and N. H. Forrest, "Design of broadband 4-bit loaded switched-line phase shifters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-22, no. 6, pp. 693 - 697, Jun. 1974.
- [2] 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.
- [3] R. Bourtoutian and P. Ferrari, "A tapered distributed analog tunable phase shifter with low insertion and return loss," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 15, pp. 852 - 854, Jul. 2005.
- [4] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements," *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1135 - 1140, Apr. 2003.
- [5] 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.
- [6] K. Dan, V. Andrei, L. Peter, and G. Spartak, "Composite Right/Left Handed Transmission Line Phase Shifter Using Ferroelectric Varactors," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*,

vol. 16, no. 4, pp. 167–170, Apr. 2006.

- [7] J. I. Upshur and B. D. Geller, “Low-loss 360 degrees X-band analog phase shifter,” *IEEE International Digest on Microwave Symposium*, pp. 8–10, May. 1990.
- [8] T. W. Yoo, J. H. Song, M. S. Park, “360° reflection-type analogue phase shifter implemented with a single 90° branch-line coupler,” *Electronics Letters*, vol. 33, no. 30, pp. 224–226, May. 2005.
- [9] K.O. Sun, H.J. Kim, C.C. Yen, and D. Weide, “A scalable reflection-type phase shifter with large phase variation,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 647–648, Jan. 2005.
- [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. 1883–1839, Jun. 2015.
- [11] C. Lin, S. Chang, C. Chang, and Y. Shu, “Design of a reflection-type phase shifter with wide relative phase shift and constant insertion loss,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 9, pp. 1862–1868, Sep. 2007.
- [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] A. M. Abbosh, “Tunable phase shifter employing variable

odd-mode impedance of short-section parallel-coupled microstrip lines,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 6, no. 3, pp. 305-311, Apr. 2012.

[14] W. J. Liu, S. Y. Zheng, Y. M. Pan, Y. X. Li, Y. L. Long, “A Wideband Tunable Reflection-Type Phase Shifter with Wide Relative Phase Shift,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 12, pp. 1442-1446, Jan. 2017.

[15] H.-R. Ahn, *Asymmetric Passive Components in Microwave Integrated Circuits*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, Sep. 2006.

[16] 안 보람, 차우다리 기르다리, 정 용채, “반사형 위상 천이기의 위상 편이 및 동작 주파수 위상 편차 고찰,” 한국스마트미디어학회 & 한국 전자거래학회 추계학술대회 논문집, vol. 6, no. 2, pp. 250-252, 2017.

Appendix : Matlab code

-Reflection load Version 1

Input value

f0	BW	del_pi_max	pi_err_ref	NP	
2.5e9	500e6	88	4.4	201	
zc_min	zc_max	zc_step	c_min	c_max	c_step
30	120	5	-7	-15	0.5
theta_min	theta_max	theta_step	vmin	vmax	vstep
30	90	5	1	13	1

Main code

```
zc=zc_min; c=c_min; theta=theta_min; % Specify initial value
del_pi_max_v1=zeros(1); pi_err_v1=zeros(1);

for zc=zc_min:zc_step:zc_max
    for c=c_min:c_step:c_max
        for theta=theta_min:theta_step:theta_max

            [del_pi_max_v1(zc,c,theta), pi_err_v1(zc,c,theta)] =
func_err(zc, c, theta, NP, f0, BW, vmin, vmax, vstep);

            if pi_err_v1(zc,c,theta)<=pi_err_ref
                if del_pi_max_v1(zc,c,theta)>del_pi_max

                    % Save zc,c theta, pi_err_v1 and del_pi_max_v1 that
satisfy the condition
                    del_pi_max=del_pi_max_v1(zc,c,theta);
                    pi_err_max=pi_err_v1(zc,c,theta);
                    zc_s=zc; c_s=c; theta_s=theta;
                end
            end
        end
    end
end
```

Function code

```
function [ del_pi_max_v1, pi_err_v1 ] = func_err(zc, c, theta, NP,
f0, BW, vmin, vmax, vstep)
```

```

f_low=f0-(BW/2);    f_high=f0+(BW/2);    fgap=(f_high-f_low)/(NP-1);
f=f_low:fgap:f_high;
v=vmin:vstep:vmax; f_m=f.*ones(length(v),1); n=f_m./f0; z0=50;
c1=10.^(c/20); % Convert coupling coefficient to linear scale value
theta_r=theta*pi/180; % Convert electrical length to radian value
e=load('c_varactor.txt'); % Load measured capacitance value of
varactor diode
cv1=e(:,1);    cv2=e(:,2);    cv3=e(:,3);    cv4=e(:,4);    cv5=e(:,5);
cv6=e(:,6); cv7=e(:,7);
cv8=e(:,8); cv9=e(:,9); cv10=e(:,10); cv11=e(:,11); cv12=e(:,12);
cv13=e(:,13);
cv=[cv1';cv2';cv3';cv4';cv5';cv6';cv7';cv8';cv9';cv10';cv11';cv12';
cv13']*1e-12;

% Calculate del_pi_in_v1 from equation (3.12)
p=zc./sqrt((1+c1)*(1-c1)); m=(zc*c1)./sqrt((1+c1)*(1-c1));
xc=-1./(2*pi*n.*f0.*cv);
d=-((xc)-(p.*cot(theta_r.*n)).^2)+(m.*csc(theta_r.*n)).^2);
u=(2.*p.*(m^2).*(csc(theta_r.*n).^2).*cot(theta_r.*n))+((xc-(p.*co
t(theta_r.*n)).*((m.*cot(theta_r.*n)).^2)+(p.*csc(theta_r.*n)).
^2));
x_in_v1=((u./d)-(p.*cot(theta_r.*n)));
pi_in_v1=-2*atan2(-x_in_v1,z0)-pi;
pi_in_v1=unwrap(pi_in_v1,pi)*180/pi; % unwrap phase of pi_in_v1

if pi_in_v1(vmin,NP/2) > pi_in_v1(vmax,NP/2)
    del_pi_in_v1=pi_in_v1(:,:)-(ones(vmax,1)*pi_in_v1(vmax,:));
else
del_pi_in_v1=pi_in_v1(:,:)-(ones(vmax,1)*pi_in_v1(vmin,:));
end
% Calculate pi_errf
pi_errf=zeros(1)
for v=vmin:vstep:vmax
    pi_errf(v)=(max(del_pi_in_v1(v,:))-min(del_pi_in_v1(v,:)))/2;
end
pi_err_v1=max(pi_errf(vmin:vmax));
del_pi_max_v1=max(del_pi_in_v1(:,NP/2));
end

```

-Reflection load Version 2

Input value (Other input value is same with version 1)

cfix_min	cfix_max	cfix_step
0.7e-12	1.5e-12	0.1e-12

```
Main code
zc=zc_min;  c=c_min;  theta=theta_min;  cfix=cfix_min  % Specify
initial value
del_pi_max_v1=zeros(1);  pi_err_v1=zeros(1);

for zc=zc_min:zc_step:zc_max
    for c=c_min:c_step:c_max
        for theta=theta_min:theta_step:theta_max
            for cfix=cfix_min:cfix_step:cfix_max

[del_pi_max_v1(zc,c,theta,cfix),pi_err_v1(zc,c,theta,cfix)]=func_e
rr(zc, c, theta, cfix, NP, f0, BW, vmin, vmax, vstep);

                if pi_err_v1(zc,c,theta,cfix)<=pi_err_ref
                    if del_pi_max_v1(zc,c,theta,cfix)>del_pi_max
% Save zc,c theta, pi_err_v1 and del_pi_max_v1 that satisfy the
condition

                        del_pi_max=del_pi_max_v1(zc,c,theta,cfix);
                        pi_err_max=pi_err_v1(zc,c,theta,cfix);
                        zc_s=zc; c_s=c; theta_s=theta; cfix_s=cfix;
                    end
                end
            end
        end
    end
end
end
```

```
Function code
function [ del_pi_max_v1, pi_err_v1 ] = func_err(zc, c, theta,
cfix, NP, f0, BW, vmin, vmax, vstep)
f_low=f0-(BW/2); f_high=f0+(BW/2);
fgap=(f_high-f_low)/(NP-1); f=f_low:fgap:f_high;
v=vmin:vstep:vmax; f_m=f.*ones(length(v),1);
n=f_m./f0; z0=50;
```

```

c1=10.^(c/20); % Convert coupling coefficient to linear scale
theta_r=theta*pi/180; % Convert electrical length to radian
e=load('c_varactor.txt'); % Load measured capacitance value of
varactor diode
cv1=e(:,1); cv2=e(:,2); cv3=e(:,3); cv4=e(:,4); cv5=e(:,5);
cv6=e(:,6); cv7=e(:,7);
cv8=e(:,8); cv9=e(:,9); cv10=e(:,10); cv11=e(:,11); cv12=e(:,12);
cv13=e(:,13);
cv=[cv1';cv2';cv3';cv4';cv5';cv6';cv7';cv8';cv9';cv10';cv11';cv12'
;cv13']*1e-12;
% Calculate del_pi_in_v1 from equation (3.13)
p=zc./sqrt((1+c1)*(1-c1)); m=(zc*c1)./sqrt((1+c1)*(1-c1));
xc=-1./(2*pi*n.*f0.*cv); xc_fix=-1./(2*pi*n.*f0*cfix);
d=-((xc)-(p.*cot(theta_r.*n)).^2)+((m.*csc(theta_r.*n)).^2);
u1=(2.*p.*(m^2).*(csc(theta_r.*n).^2).*cot(theta_r.*n))+((xc-(p.*c
ot(theta_r.*n)).*((m.*cot(theta_r.*n)).^2)+((p.*csc(theta_r.*n)
.^2)));
x11=(u1./d)-(p.*cot(theta_r.*n));
u2=(m.*csc(theta_r.*n)).*((m.*cot(theta_r.*n)).^2)+((p.*csc(theta
_r.*n).^2)+((xc-(p.*cot(theta_r.*n)).*(2.*p.*m.*csc(theta_r.*n)
.*cot(theta_r.*n)));
x22=(u2./d)-(m.*csc(theta_r.*n));
x_in_v1=x11-((x22.^2)./(x11+xc_fix));
pi_in_v1=-2*atan2(-x_in_v1,z0)-pi;
% unwrap phase of pi_in_v1
pi_in_v1=unwrap(pi_in_v1,pi)*180/pi;
if pi_in_v1(vmin,NP/2) > pi_in_v1(vmax,NP/2)
del_pi_in_v1=pi_in_v1(:,:)-(ones(vmax,1)*pi_in_v1(vmax,:));
else
del_pi_in_v1=pi_in_v1(:,:)-(ones(vmax,1)*pi_in_v1(vmin,:));
end
% Calculate pi_errf
pi_errf=zeros(1)
for v=vmin:vstep:vmax
pi_errf(v)=(max(del_pi_in_v1(v,:))-min(del_pi_in_v1(v,:)))/2;
end
pi_err_v1=max(pi_errf(vmin:vmax));
del_pi_max_v1=max(del_pi_in_v1(:,NP/2)); end

```