

# 강한 위상 산란 특성을 갖는 회로망을 이용한 새로운 광대역 180° 위상 천이기에 대한 연구

## A Study on a New Broadband 180° Phase Shifter using the Network with Great Phase Dispersive Characteristics

엄 순 영

Soon-Young Eom

요 약

본 논문에서는 새로운 스위치 회로망을 사용하는 광대역 위상 천이기 구조를 제안하였다. 새로운 기준 회로망은 결합 선로 및 45° 단락 및 개방 스텐브들로 각각 구성되며, 지연 회로망은 표준 전송 선로로만 구성된다. 결합 선로의 우모드 및 기모드 임피던스 비  $R$ 에 따른 위상 산란 특성과 주 전송 선로의 특성 임피던스  $Z_m$  및 단락 및 개방 스텐브들의 특성 임피던스  $Z_s$ 에 의한 보다 강한 위상 산란 특성을 함께 사용하므로 광대역 180° 위상 천이기 설계가 가능하다. 제안된 위상 천이기에 대한 이론적인 산란 매개변수들을 얻기 위하여, 구조의 대칭성을 고려하여 우모드 및 기모드 해석 방법을 사용하였으며, 또한, 유도된 수식들을 바탕으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 최적의 180° 광대역 위상 천이기 설계를 위한 설계 그래프들을 제시하였다. 설계 그래프들은  $Z_m$ 과  $Z_s$ 의 특성 임피던스 값들과 입출력 정합 및 위상 대역폭 값들을 제공한다. 본 논문에서 제안하는 광대역 위상 천이기의 전기적인 성능들을 검증하기 위하여, 설계 그래프를 이용하여 3종의 180° 위상 천이기들과 성능 비교를 위해 표준 쉬프만 구조의 180° 위상 천이기를 설계 및 제작하고 실험을 수행하였다. 입출력 임피던스 정합 (VSWR=1.15:1) 및 최대 위상 오차( $\epsilon_{\Delta\theta} = \pm 2^\circ$ ) 설계 조건들을 동시에 만족하는 각 위상 천이기의 실험 결과들은 시뮬레이션 결과들과 잘 일치하였으며, 또한 광대역 특성들을 보여주었다.

### Abstract

In this paper, a broadband phase shifter structure using a new switched network was proposed. A new reference network is composed of coupled lines and 45° open and short stubs, which are shunted at the edge points of a main line, respectively. A delay network is composed of only a standard transmission line. It is possible to design a broadband 180° phase shifter that phase dispersive characteristics by an impedance ratio  $R$  of coupled lines and greater phase dispersive characteristics by characteristic impedances  $Z_m$ ,  $Z_s$  of a main line and stubs are used together. By considering a structure symmetry, the even and odd mode analysis was performed to obtain theoretical S-parameters of the proposed phase shifter. Also, through computer simulation on the basis of derived equations, design graphs were presented to optimally design a 180° broadband phase shifter. Design graphs provide the values of characteristic impedances  $Z_m$ ,  $Z_s$  and I/O match and phase bandwidths.

To verify electrical performances of the broadband phase shifter proposed in this paper, four different 180° phase shifters, operated at the center frequency 3 GHz, were designed and fabricated using design graphs, and were experimented. One of them was designed as a standard Schiffman structure to compare with electrical

performances. Measured results of each phase shifter to satisfy simultaneously design conditions of I/O match(VSWR=1.15:1) and maximum phase deviation( $\epsilon_{\Delta\theta} = \pm 2^\circ$ ) were well in agreement with corresponding simulation results over impedance match and phase error bandwidths, and showed broadband characteristics.

Key words : Broadband Phase Shifter, Switched Network,  $\lambda/8$  Parallel Short-Open Stubs, Coupled Lines

## I. 서 론

위상 천이기는 위성 방송용, 위성 통신용, 이동 통신용 그리고 지상 통신용 위상 배열 안테나 시스템에서 전자 빔 스캔을 위하여 필수적으로 요구되는 가장 고가의 핵심 부품으로 원하는 시스템의 안테나 배열 이득, 사이드 로브 레벨 및 섹터 빔 스캔 요구 규격에 의하여 위상 천이기의 소요 수량이 결정된다.

위상 천이기는 이상적으로는 RF신호의 진폭 변화 없이 단지 위상만을 변화시키는 2단자망 부품으로 요구되는 입출력 위상차는 제어 신호(직류 바이어스 전압/전류)에 의해 제공된다.

위상 천이기의 구현 기술은 일반적으로 페라이트 소재와 반도체(다이오드, FET) 소재를 이용한 기술로 나눌 수 있다<sup>1)</sup>. 페라이트 소재 기술의 위상 천이기 특징은 고출력, 작은 삽입손실, 높은 입출력 정합이 유리하며, 반도체 소재 기술의 위상 천이기 특징은 높은 스위칭 속도(제어 회로), 가역성, 신뢰성, 양호한 온도 특성, 경량화 및 소형화가 가능하다. 또한, 반도체 소재를 이용한 위상 천이기는 크게 전송형(Transmission type)과 반사형(Reflection type)으로 분류할 수 있다. 전송형은 스위치 개폐형, 부하형으로 그리고 반사형은 서큘레이터 결합형과 하이브리드 결합형으로 분류할 수 있으며, 본 논문에서 제안하는 위상 천이기 구조는 스위치 개폐형으로 기준 회로망은 강한 위상 산란 특성(Phase dispersive characteristic)을 보여준다.

일반적으로, 표준 전송 선로의 전기적인 길이(Electrical length)차 만을 이용한 단순 구조의 위상 천이기의 경우 대역내에서의 주파수별 위상 특성 차이로 인한 식 (1)과 같은 위상 오차  $\epsilon_{\Delta\theta}$ 를 보이며,

$$\epsilon_{\Delta\theta} = (2\pi/l/c) \cdot (\pm \Delta l) \quad (1)$$

여기서,  $l$ 은 표준 전송 선로의 물리적 길이[m],  $c$ 는 광속도[m/s]이다.

이러한 위상 오차는 표준 전송 선로의 위상 산란 특성으로부터 기인한 것으로 중심 주파수  $f_0$  보다 작으면 (-) 위상 오차를 그리고  $f_0$  보다 크면 (+) 위상 오차를 보인다. 이것은 위상 오차에 의한 동작 대역폭을 제한하는 주요 원인이 된다. 이러한 동작 주파수 대역 내에서 위상 오차를 줄이기 위한 다양한 형태의 회로망이 지속적으로 연구되었고, 또한, 참고 문헌 [1]~[4]를 통하여 보고되어 왔으나, 각각의 회로망이 갖는 고유한 제한 요인으로 인하여, 그 적용 범위는 일부에 국한되어 왔다. 참고 문헌 [2]에서의 경우, 위상 천이기의 설계가  $15^\circ \sim 135^\circ$ 로 제한되어 있으며, 낮은 특성 임피던스로 인하여 이중 스테브를 적용하는 회로 구현 용이성 측면에서 볼 때 바람직하지 못하다. 또한, 참고 문헌 [3]에 명시된 광대역  $180^\circ$  위상 천이기 구조는 이론적으로 위상 특성은 주파수에 무관하나 부가적으로 요구될 수 있는 입출력 임피던스 변환기 특성이 회로 크기 증가 및 동작 대역폭을 감소시키는 원인으로 작용한다는 단점을 갖는다. 이 구조는 거의 MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 회로로만 구현 가능하며  $-3$  dB 결합 선로를 이용할 경우에는 별도의 임피던스 정합 회로망 없이 최대 약 65.5%(VSWR 1.15:1 기준)의 임피던스 정합 특성을 얻을 수 있다. 낮은 유전율의 테프론 기판을 이용한 HMIC(Hybrid Microwave Integrated Circuit) 제작 기술로는 현실적으로 약  $-10$  dB 이상의 결합 특성은 얻기가 어렵다. 한 예제로서, 결합선로 길이가  $90^\circ$ 이고 결합량이  $-6$  dB인 조건에서 VSWR = 1.15 기준으로 설계할 경우에 우모드 임피던스  $164.8 \Omega$ , 기모드 임피던스  $54.8 \Omega$ 이 되어 입력 임피던스  $175.9 \Omega$ 에 정합된다. 이때, 임피던스 대역폭은 약 37.0%를 얻을 수 있다. 입출력 임피던스를  $50.0 \Omega$ 에 정합하기 위하여  $\lambda/4$  단일 임피던스 변환기를 사용할 경우에는 19.8%로 임피던스 대역폭은 더욱 감소하며, 또한 임피던스 변환기를 사용함으로써 회로 크기를 증가시키는 요인이 된다. 이러한 제작상

의 단점은 후막 기술로 구현이 어려운 표준 쉬프만 (Schiffman) 위상 천이기<sup>[4],[5]</sup>에서도 확인할 수 있으며, 전송 선로 사이의 결합량이 감소할수록 대역폭 역시 감소하는 광대역 설계상의 단점을 보이고 있으며, 180°와 같이 큰 위상 천이를 갖는 위상 천이기 설계는 위상 오차가 선형적으로 커지므로 실제적으로 설계가 어려우며, 90° 미만의 작은 위상 천이량을 갖는 위상 천이기 설계에 주로 이용할 수 있다. 반면에, 본 논문에서 제안하는 구조는 HMIC 및 MMIC 기술로 모두 구현 가능한 새로운 스위치망 위상 천이기 구조로서 기준 회로망은 개방 및 단락 이중 병렬 스텐브, 주 전송 선로(option)와 결합 선로들로 구성된다. 반면에, 지연 회로망은 표준 전송 선로로서 기준 선로보다 원하는 위상 천이  $\Delta\theta(f)$  만큼 전기적 길이가 더 길다. 이러한 중심주파수에서 위상 천이에 해당하는 표준 전송 선로의 길이는 주파수 변화에 따라 선형적으로 변하여 위상 오차를 유발한다. 그러므로, 스위치망 위상 천이기 구조에서 동작 대역폭 내에서 동일한 위상 천이를 얻기 위해서는 기준 회로망이 이러한 위상 오차를 보상할 수 있도록 표준 전송 선로의 주파수 변화에 따른 표준 산란 특성보다 강한 산란 특성을 가져야 한다. 특히, 상대적으로 큰 위상 천이를 갖는 위상 천이기를 설계할 때 입출력 정합 및 위상 대역폭은 감소하게 된다. 이를 위하여 본 논문에서 제안한 새로운 형태의 기준 회로망은 개방 및 단락 이중 병렬 스텐브의 위상 산란 특성과 결합 선로의 결합 특성(결합량)에 의한 위상 산란 특성을 복합적으로 이용하므로 광대역의 큰 위상 천이를 갖는 위상 천이기 설계에 응용할 수 있다. 위상 산란 특성의 주파수에 따른 기울기는 개방 및 단락 이중 병렬 스텐브 및 주 전송 선로의 고유 특성 임피던스들과 결합 선로의 결합 특성값에 의하여 임의로 조정할 수 있다.

제안하는 위상 천이기 구조는 임의의 위상 천이를 갖는 위상 천이기 설계가 가능하나 기준 회로망이 보다 강한 위상 산란 특성을 제공할 수 있으므로 180° 비트와 같이 비교적 큰 위상 천이를 갖는 광대역 위상 천이기 설계에 매우 적합하다. 그러므로, 본 논문에서는 180° 위상 천이기 설계를 위한 설계 그래프 및 대역폭 특성 그리고 이상적인 전기적인 성능들을 보여준다. 또한, 새로운 위상 천이기 구조의

동작 특성을 검증하기 위하여 보편적인 HMIC 기술의 테프론 기판을 사용하여 다양한 형태의 180° 위상 천이기를 설계 및 제작 그리고 실험을 수행하였으며, 각각의 실험 결과들에 대하여 성능 비교 및 결과 분석도 수행하였다.

## II. 새로운 위상 천이기 구조 및 해석 이론

강한 위상 산란 특성을 갖는 기준 회로망을 이용하는 새로운 광대역 위상 천이기의 기본 구조는 그림 1에 보여진다.

제안된 위상 천이기 회로망은 경로 1 및 경로 2의 두 가지 경로로 이루어지며, 다이오드 D1, D2 그리고 D3, D4쌍의 상호 토글 스위칭(Toggle switching) 동작으로 그 중에서 하나의 경로만이 선택된다. 경로 1의 위상 지연 회로망은 설계하고자 하는 위상 천이기의 입출력 특성 임피던스  $Z_0$  및 원하는 위상 천이량에 따라 전기적인 길이를 조정할 수 있는 표준 전송 선로로 구성된다. 표준 전송 선로의 전기적 길이  $\theta_1$ 은 동작 주파수 대역의 중심 주파수  $f_0$ 에서 설계된 기본 위상 천이량 180°에 원하는 위상 천이량을 얻기 위한 추가적인 전기적 길이를 합한 값을 갖는다. 이러한 추가적인 표준 전송 선로의 전기적인 길이는 중심 주파수보다 낮은 주파수 대역에서는 중심 주파수에서보다 위상이 지연되고, 높은 주파수에서는 위상이 앞서서 전형적인 대역내 위상오차  $\pm\Delta\epsilon_{\Delta\theta}$ 의 특성을 보인다. 또한, 그림 1에 나타난 바와 같이 경로 2 회로망은 중심에는 특성 임피던스  $Z_m$ , 전기적 길이  $\theta_m$ 인 대칭적인 두개의 주 전송 선로와 임의의 결합 특성을 갖는 결합 선로

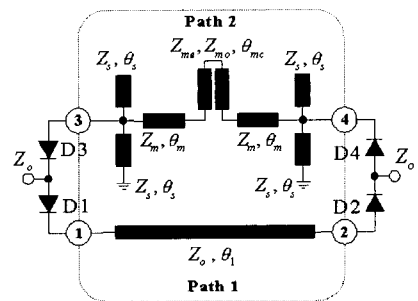


그림 1. 새로운 광대역 위상 천이기의 기본 구조  
Fig. 1. Fundamental structure of a new broadband phase shifter.

위치하며, 또한 경로 2 회로망의 양 끝단에는 특성 임피던스  $Z_s$ , 전기적 길이  $\theta_s$  ( $\theta_s=45^\circ$ )인 개방 및 단락 스테르브가 각각 병렬로 연결된 복합 구조를 갖는다. 경로 2 회로망은 경로 1 회로망보다 더 강한 위상 산란 특성을 갖는데, 이것은 경로 2 회로망에 연결된  $45^\circ$  개방 및 단락 병렬 스테르브들과 결합 선로에 의해 가능하다. 원하는 위상 천이량에 따라 요구되는 위상 기울기(Phase slope)는 주 전송 선로의 특성 임피던스  $Z_m$  ( $\theta_m=0^\circ \sim 90^\circ$  범위)과 병렬 스테르브들의 특성 임피던스  $Z_s$  그리고 결합 선로의 결합 특성  $R$ 을 조정함으로써 얻을 수 있다. 특히, 쉬프만(Schiffman) 위상 천이기 구조에서 결합 선로의 결합비에 따른 위상 응답 특성의 한계를 극복하기 위하여  $45^\circ$  개방 및 단락 병렬 스테르브들을 회로에 도입함으로써 보다 강한 위상 산란 특성을 얻음으로 균일한 위상 특성을 갖는 광대역 위상 천이기 설계가 가능하다. 반면에,  $45^\circ$  개방 및 단락 병렬 스테르브들은 중심 주파수  $f_0$ 에서는 전기적인 특성이 상쇄되며,  $2f_0$ 와  $4f_0$ 에서 단락되어 임피던스 대역폭을 제한하는 특징을 보인다. 이것은 위상 대역폭과 임피던스 대역폭을 동시에 만족시키는 성능 관점에서 볼 때 제안하는 위상 천이기 구조는 최대 옥타브 대역폭(약 66.7 %)까지 활용이 가능하다.

제안된 독창적인 광대역 위상 천이기 구조의 이론적 해석은 이상적인 무손실 전송 선로 이론(Lossless transmission line theory)을 바탕으로 구조의 대칭성을 고려한 우모드(Even mode) 및 기모드(Odd mode) 해석 방법을 사용한다. 경로 1 회로망의 우모드 및 기모드 등가 회로는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

그림 2의 각각의 우모드, 기모드 등가 회로에 대한 입력 임피던스들은 각각 식 (2), (3)과 같이 표현된다.

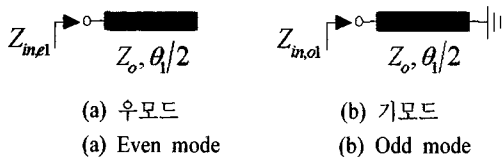


그림 2. 경로 1 회로망에 대한 등가 회로  
Fig. 2. Equivalent circuits for path 1 network.

$$Z_{in,e1} = -jZ_0 \cot\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \quad (2)$$

$$Z_{in,o1} = jZ_0 \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \quad (3)$$

단,  $Z_0$ 는 입출력 특성 임피던스이다. 또한, 입력 단자 1에서의 우모드 및 기모드 반사 계수는 식 (4), (5)와 같이 주어진다.

$$\Gamma_{e,1} = \frac{Z_{in,e1} - Z_0}{Z_{in,e1} + Z_0} = \frac{-1 - j \cot\left(\frac{\theta_1}{2}\right)}{1 - j \cot\left(\frac{\theta_1}{2}\right)} \quad (4)$$

$$\Gamma_{o,1} = \frac{Z_{in,o1} - Z_0}{Z_{in,o1} + Z_0} = \frac{-1 + j \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right)}{1 + j \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right)} \quad (5)$$

따라서, 경로 1 회로망에 대하여 얻어진 우모드 및 기모드 반사 계수에 대하여 중첩의 원리를 적용하면, 경로 1 회로망에 대한 산란 매개 변수(scattering parameters)  $S_{ij}$  ( $i,j=1,2$ )는 식 (6), (7)과 같이 유도할 수 있다.

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2}(\Gamma_{e,1} + \Gamma_{o,1}) = 0 \quad (6)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{1}{2}(\Gamma_{e,1} - \Gamma_{o,1}) = (\cos\theta_1 - j\sin\theta_1) \quad (7)$$

경로 2 회로망에, 경로 1 회로망에 적용한 우모드 및 기모드 해석 방법을 적용하기 위한 등가 회로는 그림 3과 같다.

비슷한 방법으로, 그림 3의 각각의 우모드, 기모드 등가 회로에 대한 입력 어드미턴스들은 각각 식 (8), (9)와 같이 표현된다.

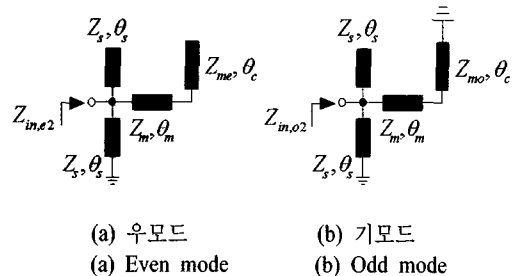


그림 3. 경로 2 회로망에 대한 등가 회로  
Fig. 3. Equivalent circuits for path 2 network.

$$Y_{in,\epsilon 2} = j \left\{ \frac{Y_m(Y_{me} \tan \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m - Y_{me} \tan \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \right\} \quad (8)$$

$$Y_{in,o 2} = j \left\{ \frac{Y_m(-Y_{mo} \cot \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m + Y_{mo} \cot \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \right\} \quad (9)$$

식 (8), (9)에는  $\tan \theta_s - \cot \theta_s = -2 \cot 2\theta_s$ 의 관계식이 사용되었으며,  $Y_m = 1/Z_m$ ,  $Y_{me} = 1/Z_{me}$ ,  $Y_{mo} = 1/Z_{mo}$ ,  $Y_s = 1/Z_s$  관계로 주어지며, 각 선로의 특성 어드미턴스들을 나타낸다.

또한, 입력 단자 3에서의 우모드 및 기모드 반사 계수는 식 (10), (11)과 같이 주어진다.

$$\Gamma_{\epsilon,2} = \frac{Y_0 - Y_{in,\epsilon 2}}{Y_0 + Y_{in,\epsilon 2}} = \frac{Y_0 - j \left\{ \frac{Y_m(Y_{me} \tan \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m - Y_{me} \tan \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \right\}}{Y_0 + j \left\{ \frac{Y_m(Y_{me} \tan \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m - Y_{me} \tan \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \right\}} \quad (10)$$

$$\Gamma_{o,2} = \frac{Y_0 - Y_{in,o 2}}{Y_0 + Y_{in,o 2}} = \frac{Y_0 - j \left\{ \frac{Y_m(-Y_{mo} \cot \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m + Y_{mo} \cot \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \right\}}{Y_0 + j \left\{ \frac{Y_m(-Y_{mo} \cot \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m + Y_{mo} \cot \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \right\}} \quad (11)$$

단,  $Y_0$ 는 입출력 특성 어드미턴스이다. 따라서, 경로 2 회로망에 대하여 얻어진 우모드 및 기모드 반사 계수에 대하여 중첩의 원리를 적용하면, 경로 2 회로망에 대한 산란 매개 변수  $S_{ij}(i,j=3,4)$ 는 식 (12), (13)과 같이 유도할 수 있다.

$$S_{33} = S_{44} = \frac{1}{2}(\Gamma_{\epsilon,2} + \Gamma_{o,2}) = \frac{1}{2} \left( \frac{Y_0 - jT_\epsilon(f)}{Y_0 + jT_\epsilon(f)} + \frac{Y_0 + jT_o(f)}{Y_0 - jT_o(f)} \right) \quad (12)$$

$$S_{43} = S_{34} = \frac{1}{2}(\Gamma_{\epsilon,2} - \Gamma_{o,2}) = \frac{1}{2} \left( \frac{Y_0 - jT_\epsilon(f)}{Y_0 + jT_\epsilon(f)} - \frac{Y_0 + jT_o(f)}{Y_0 - jT_o(f)} \right) \quad (13)$$

단,

$$T_\epsilon(f) = \frac{Y_m(Y_{me} \tan \theta_c + Y_m \tan \theta_m)}{Y_m - Y_{me} \tan \theta_c \tan \theta_m} - 2Y_s \cot 2\theta_s \quad (14)$$

$$T_o(f) = \frac{Y_m(Y_{mo} \cot \theta_c - Y_m \tan \theta_m)}{Y_m + Y_{mo} \cot \theta_c \tan \theta_m} + 2Y_s \cot 2\theta_s \quad (15)$$

이며,  $\theta_m$ ,  $\theta_c$ ,  $\theta_s$ 는 모두 주파수의 함수이다.

그림 1의 경로 2 회로망의 설계 변수들  $Z_m$ ,  $Z_{me}$ ,  $Z_{mo}$ ,  $Z_s$ ,  $\theta_m$ ,  $\theta_c$ ,  $\theta_s$ 중에서  $\theta_s$ 는 독립적으로 중심 주파수에서 45°이며, 중심 주파수에서 회로망의 전기적 특성을 보장하기 위해선  $Z_{me}$ ,  $Z_{mo}$ ,  $\theta_c$ 는 다음 관계식들로 종속되어야 한다.

$$Z_{mo} = \sqrt{R} Z_m \quad (16)$$

$$Z_{mo} = \frac{Z_m}{\sqrt{R}} \quad (17)$$

$$\theta_c = \tan^{-1} \left( \sqrt{R \left\{ \frac{1 - \cos(180^\circ - 2\theta_m)}{1 + \cos(180^\circ - 2\theta_m)} \right\}} \right) \quad (18)$$

단,  $R = Z_{me}/Z_{mo}$ 이며, 경로 2 회로망의 주 전송 선로 및 결합 선로의 전체 전기적 길이는 중심 주파수에서 180°이다. 이러한 전기적 길이 조건으로부터 식 (18)을 유도할 수 있으며, 입출력 정합을 유지 하면서 주 전송 선로의 특성 임피던스  $Z_m$ 을 변화 시킬 수 있다. 경로 2 회로망의 나머지 설계 변수들인  $Z_m$ ,  $Z_s$ ,  $\theta_m$ 과 새롭게 도입된 결합 선로의 결합 특성을 결정하는 변수  $R$ 은 회로망의 위상 산란 특성(또는 위상 기술기)을 결정하는 설계 변수들로서 원하는 위상 천이량에서 정해진 입출력 정합 및 위상 오차에 대한 설계 조건들을 고려하여 임의로 결정할 수 있다. 이때, 각 설계 변수들은 회로 구현 용이성을 반영하여 결정되어야 한다. 설계 변수  $Z_m$ ,  $Z_s$ ,  $\theta_m$  그리고  $R$ 에 대한 상호 관계 그래프는 다음 제 3장에서 상세히 기술할 것이다.

그림 1의 광대역 위상 천이기의 상대적인 전달 위상 천이량은 식 (7)과 (13)으로부터 다음의 식 (19)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi_r(f) &= \text{ang}(S_{21}) - \text{ang}(S_{43}) \\ &= -\theta_1(f) + \pi - \tan^{-1} \left( \frac{Y_o^2 + T_\epsilon T_o}{T_\epsilon - T_o} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

단,  $\theta_1(f) = [\pi + \Delta\phi_r(f_o)] \bar{f}$ ,  $\bar{f} = f/f_o$  이다.

그림 1의 새로운 광대역 위상 천이기의 경로 1 회로망은 이미 입출력 임피던스는 정합되어 있으며, 전달 특성의 크기는 항상 1이며, 위상만  $\theta_1$  만큼 지

연된다. 반면에, 경로 2 회로망은 중심 주파수에서 각각  $T_e(f_0)=\infty$ ,  $T_o(f_0)=0$ 이므로 중심 주파수에서는  $S_{33}=S_{44}=0$ ,  $S_{34}=S_{43}=-1$ 의 값들을 갖는다. 중심 주파수에서 벗어난 주파수에서는  $T_e(f)=\alpha$ ,  $T_o(f)=\beta$ 의 유한한 값들을 갖는다. 여기서,  $\alpha$ ,  $\beta$ 는 각각 실수이다.

또한, 위상 오차는 식 (20)과 같이 표현할 수 있다.

$$\epsilon_{\Delta\phi}(f) = \pm \Delta\phi_r(f) - \Delta\phi_r(f_0) \quad (20)$$

단,  $\Delta\phi_r(f_0)$ 는 중심 주파수에서의 위상 천이량이다.

### III. 180° 광대역 위상 천이기의 설계를 위한 설계 그래프 및 전기적 성능

서론에서 전술한 바와 같이 그림 1의 제안된 광대역 위상 천이기 구조는 일반적인 임의의 위상 천이를 갖는 위상 천이기 설계에 응용이 가능하다. 그러나, 경로 2의 기준 회로망은 개방 및 단락 병렬 스테브들과 결합 선로에 의해 이중으로 보다 강한 위상 산란 특성을 제공할 수 있으므로 180° 비트와 같이 비교적 큰 위상 천이를 갖는 광대역 위상 천이기 설계에 매우 적합하다. 180° 위상 천이기는 디지털 위상 천이기 설계시 전기적인 특성(대역폭 특성)에 영향을 가장 많이 제공하는 가장 중요한 단위 비트 위상 천이기이다. 참고로, 기준 회로망에서 개방 및 단락 병렬 스테브들에 의한 위상 산란 특성은 결합 선로에 의한 위상 산란 특성보다 상대적으로 훨씬 우수하다.

제 3장에서는 제안된 광대역 위상 천이기 구조를 이용한 180° 위상 천이기 설계에 대하여 기술한다. 주파수 응답에 따른 입출력 임피던스 정합과 위상 특성을 최적화시키기 위해서는 식 (12), 식 (16) ~ (18) 그리고 식 (20)으로부터 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 설계 변수  $Z_m$ ,  $Z_s$ ,  $\theta_m$  그리고  $R$ 의 관계가 최적적으로 선택되어야 한다. 낮은 유전율의 기판을 사용하는 HMIC 기술로 제작이 가능한 결합 선로의 임피던스 비(ratio)는 대체적으로  $R=1.7$ 이하이다. 실제적으로 HMIC 기술로 쉽게 구현 가능한 180° 위상 천이기 설계 관점으로부터  $R=1.7$ 과 입출력  $VSWR=1.15:1$ (반사 손실 특성 23.12 dB에 해당) 및 최대 위상 오차가  $\pm 2^\circ$  이하인 설계 조건들을 만

족하는 회로 설계 변수들을 얻고자 한다. 식 (12), 식 (16)~(18) 그리고 식 (20)을 사용한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 회로 설계 변수들인  $Z_m$ 과  $Z_s$ 의 값들은 각  $\theta_m$  변화에 따라 그림 4와 같이 최적적으로 주어진다.

그림 4로부터 주어진 입출력 정합 및 최대 위상 오차의 설계 조건들을 동시에 만족시키는 주 전송 선로의 특성 임피던스  $Z_m$ 과 스테브의 특성 임피던스  $Z_s$ 의 관계는  $\theta_m$ 이 증가할수록  $Z_m$ 는 비선형적으로 증가하며,  $Z_s$ 는 비선형적으로 감소하는 값을 갖는다. 특히, 약  $\theta_m=34.3^\circ$ 에서는  $Z_m$ 과  $Z_s$ 는 동일한 값을 갖는다.

또한, 동일한 설계 조건에서의 입출력 정합 및 위상 대역폭들은 각  $\theta_m$  변화에 따라 그림 5와 같은 관계를 갖는다.

주어진 입출력 정합 및 최대 위상 오차의 설계 조건들을 동시에 만족시키는 그림 4의  $Z_m$ 과  $Z_s$ 의 값들을 적용할 경우에는 그림 5에 도시된 바와 같이  $\theta_m$ 이 증가할수록 입출력 VSWR 대역폭은 완만하게 감소하다가 약  $\theta_m=40^\circ$  이상에서는 거의 동일한 값을 유지한다. 반면에, 위상 응답 대역폭은 약  $\theta_m=30^\circ$ 까지는 상대적으로 급격히 감소하다가 다시 완만하게 증가한다.  $\theta_m=90^\circ$ 일 때는  $\theta_c=0^\circ$ 가 되므로 경로 2 회로망에서의 결합 선로의 위상 산란 특성은 없어진다. 이러한 경우에 대한 상세한 설계 방법은 이미 참고 문헌 [6]에 상세히 기술하였다.  $R=1.7$ 인 경우, 결합 선로의 위상 산란 특성에 의해서 입출력 VSWR 대역폭 및 위상 응답 대역폭 증가 효

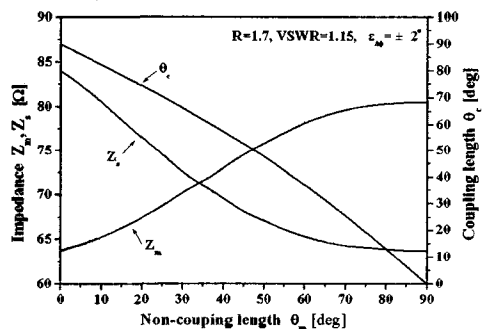


그림 4.  $\theta_m$  변화에 따른 최적의  $Z_m$ 과  $Z_s$ 의 값 ( $R=1.7$ ,  $VSWR=1.15:1$  이하,  $\epsilon_{\Delta\phi}=\pm 2^\circ$  이하)  
Fig. 4. Optimal values of  $Z_m$  and  $Z_s$  by  $\theta_m$  variations.

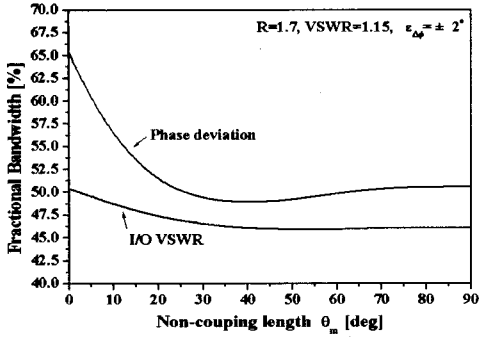


그림 5.  $\theta_m$  변화에 따른 입출력 VSWR 및 위상 대역폭(VSWR=1.15:1 이하,  $\epsilon_{\Delta\phi} = \pm 2^\circ$  이하)  
Fig. 5. I/O VSWR and phase bandwidths by  $\theta_m$  variations.

과를 얻기 위해서는 그림 5로부터 주 전송 선로의 전기적인 길이  $\theta_m$ 을 23.3° 이하로 사용하여야 함을 알 수 있다. 최대 입출력 VSWR 대역폭 및 위상 응답 대역폭은 모두  $\theta_m = 0^\circ$  일 때이며, 각각 50.6 % 및 65.2 %의 값을 갖는다.

다음은 주 전송 선로의 길이  $\theta_m = 0^\circ$  일 때, 결합 선로 임피던스 비인  $R$  값의 변화에 따른 회로 설계 변수들에 대하여 기술한다.

입출력 VSWR=1.15:1 및 최대 위상 오차가  $\pm 2^\circ$  이하(설계 조건 I) 그리고 입출력 VSWR=1.25:1(반사 손실 특성 19.08 dB에 해당) 및 최대 위상 오차가  $\pm 5^\circ$  이하(설계 조건 II)인 설계 조건들을 각각 만족하는 회로 설계 변수  $Z_m$ 과  $Z_s$ 의 값들은 각  $R$  값 변화에 따라 그림 6과 같이 최적적으로 주어진다.

그림 6에서 보는 바와 같이 주 전송 선로의 특성 임피던스  $Z_m$ 과 스테브의 특성 임피던스  $Z_s$ 의 관계는  $R$ 이 증가할수록  $Z_m$ 은 비선형적으로 감소하며,  $Z_s$ 는 비선형적으로 증가하는 값을 갖는다.

또한, 동일한 설계 조건들하에서  $R$  값 변화에 따른 입출력 정합 및 위상 대역폭들은 그림 7과 같이 주어진다.

그림 7은 설계 조건 I에서 설계 조건 II로 조건을 완화하면 각 대역폭들이 전반적으로 크게 증가함을 보여준다. 제안된 구조의 180° 위상 천이기의 위상 대역폭 특성은 설계 조건 I의 경우에는 약  $R=2.2$  일 때 최대 106.3 %를 얻으며, 설계 조건 II의 경우에는 약  $R=1.6$  일 때 최대 121 % 까지 얻을 수 있

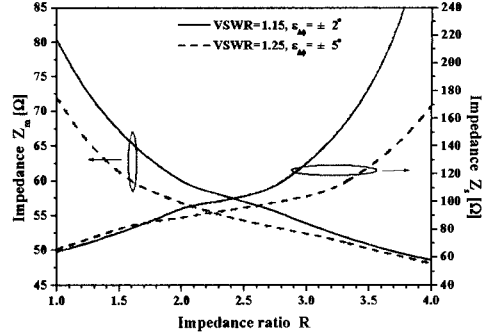


그림 6.  $R$  변화에 따른 최적의  $Z_m$ 과  $Z_s$ 의 값  
Fig. 6. Optimal values of  $Z_m$  and  $Z_s$  by  $R$  variations.

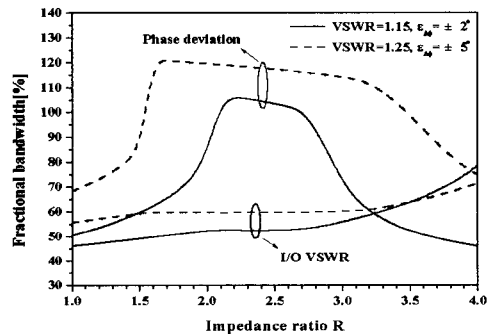
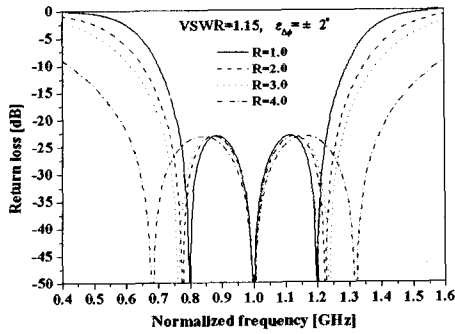


그림 7.  $R$  변화에 따른 입출력 VSWR 및 위상 대역폭  
Fig. 7. I/O VSWR and phase bandwidths by  $R$  variations.

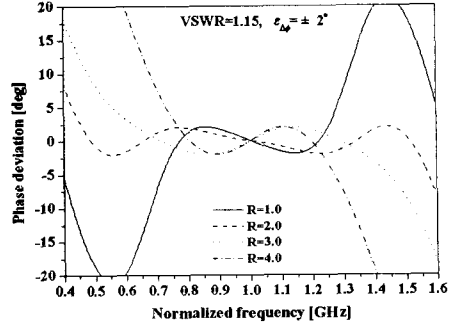
다. 반면에, 입출력 임피던스 정합 대역폭은  $R$  값이 증가함에 따라 정합 대역폭도 천천히 증가함을 알 수 있다. 이것은 그림 6에서 보면 알 수 있듯이  $R$  값이 증가할수록  $Z_m$ 은 서서히 50 Ω 근방으로 수렴하는 반면에  $Z_s$ 는 상대적으로 급격히 증가하여 경로의 회로망상에서 개방 및 단락 스테브의 위상 산란 역할을 제대로 못하기 때문이다.

설계 조건 I, II에서의  $R$  값 변화에 따른 입출력 반사 손실의 정규화 주파수 응답 특성과 위상 오차의 정규화 주파수 응답 특성은 각각 그림 8, 그림 9와 같이 도시된다.

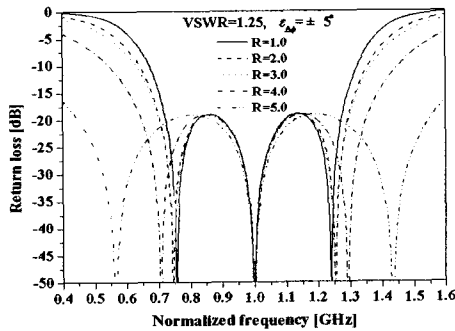
일반적으로 회로의 주 전송 선로에 연결된 병렬 스테브는 대역 저지(Band stop) 특성을 보여준다. 그러므로, 그림 8에서 보는 바와 같이 동작 주파수 대역외에서 나타나는 심한 임피던스 열화 특성은



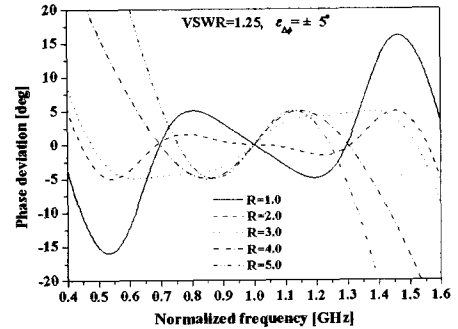
(a) 설계 조건 I에서의 반사 손실 특성  
(a) Return loss under design condition I



(a) 설계 조건 I에서의 위상 오차 특성  
(a) Phase deviation under design condition I



(b) 설계 조건 II에서의 반사 손실 특성  
(b) Return loss under design condition II



(b) 설계 조건 II에서의 위상 오차 특성  
(b) Phase deviation under design condition II

그림 8. R 값 변화에 따른 입출력 반사 손실의 주파수 응답 특성

Fig. 8. I/O return loss versus frequency response by R variations.

그림 9. R 값 변화에 따른 위상 오차의 주파수 응답 특성

Fig. 9. Phase deviation versus frequency response by R variations.

스터브에 의한 주파수 제한 특성에 기인한 것이다. 그림 8에서 R값이 증가할수록 입출력 임피던스 대역폭은 증가함을 알 수 있는데 이것은 스텐브 임피던스는 점점 커지면서 주 전송 선로의 임피던스는 50Ω 부근으로 수렴하기 때문이다. 반면에, 그림 9의 위상 대역폭 특성에서는 R 값의 변화에 대하여 대역폭 특성이 증가하다가 다시 감소하는 특성을 보여준다.

#### IV. 180° 위상 천이기의 설계, 제작 및 실험

입출력 VSWR=1.15:1 및 최대 위상 오차가 ±2° 이 하인 전기적인 성능 조건들하에서 제안된 180° 광대역 위상 천이기 구조에 대한 이론 및 설계 검증 을 위하여, 유전율(ε) 2.17, 기판 두께(H) 20 mils, 동박 두께(T) 0.5(oz) 및 탠젠트 손실(tan δ@10 GHz)

0.0009를 갖는 Taconic사의 TLY-5A 테프론 기판을 사용하여 중심 주파수 3 GHz에서 동작하는 4종류의 위상 천이기들을 제작하였다. HMIC기술의 허용 오차를 고려하여 구현 가능한 결합 선로 임피던스 비 R은 1.7로 선택하였고, 각각 주 전송선로 길이  $\theta_m=0^\circ$  (제1종),  $\theta_m=10^\circ$  (제2종) 그리고  $\theta_m=90^\circ$  (제3종) 경우의 위상 천이기들을 설계하였다.  $\theta_m=90^\circ$  일 때는 결합 선로를 사용하지 않는 경우이다. 또한, 기존의 표준 슈프만 위상 천이기의 위상 특성과 비교하기 위하여 R=1.7일 때 표준 슈프만 위상 천이기(제4종)를 설계 제작하였다. 제작을 위한 위상 천이기들의 설계 변수들은 식 (12), 식 (16)~ (18) 그리고 식 (20)으로부터 시뮬레이션을 통해 얻어진 그림 4의 설계 그래프를 이용하여 표 1과 같이 요약 정리하였다.



표 1. 제작된 180° 위상 천이기들에서 기준 회로망의 설계 변수 값들

Table 1. Design parameter values of the reference network in fabricated 180° phase shifters.

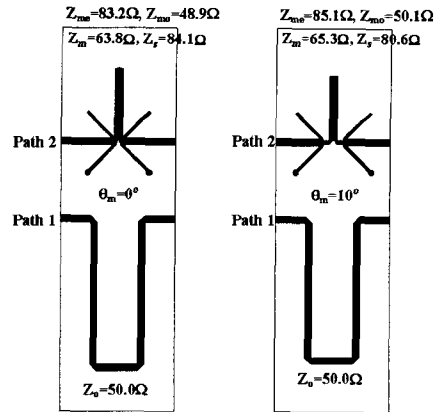
항 목	$\theta_m=0^\circ$	$\theta_m=0^\circ$	$\theta_m=90^\circ$	표준 쉬프만	
주 전송선로 및 스텔브	$Z_m$	63.8Ω	65.3Ω	80.5Ω	50.0Ω
	$Z_s$	84.1Ω	80.6Ω	63.7Ω	-
	$\theta_s$	45.0°	45.0°	45.0°	-
결합 선로 $R=1.7$	$Z_{me}$	83.2Ω	85.1Ω	-	65.2Ω
	$Z_{mo}$	48.9Ω	50.1Ω	-	38.3Ω
	$\theta_c$	90.0°	82.3°	-	90.0°
대역폭	입출력 정합	50.4 %	48.7 %	46.1 %	$\infty$ (정합)
	위상	65.4 %	56.3 %	50.6 %	3.2 %

표 1을 살펴보면, 표준 쉬프만 위상 천이기의 경우 본 논문에서 제안하는 다른 설계 구조들에 비하여 입출력 정합 대역폭은 우수하나 위상 대역폭은 현저히 떨어진다. 또한, 동일한  $R=1.7$  값에서 주 전송 선로의 임피던스들을 비교하면 표준 쉬프만 위상 천이기 구조가 상대적으로 가장 작다. 이것은 결합 선로의 기모드 임피던스  $Z_{mo}$ 가 상대적으로 작음을 의미하며, 결합 선로의 구현을 어렵게 만든다.

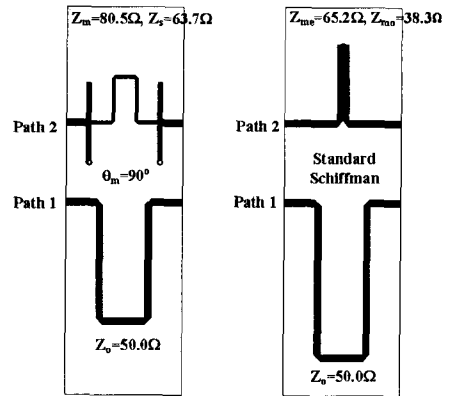
각각 독립적인 180° 위상 천이기들의 제작 사진은 그림 10과 같다.

그림 10의 각 위상 천이기들의 Layout에 대하여 상용 EM(ElectroMagnetic) 시뮬레이터인 Ensemble을 이용하여 시뮬레이션한 전기적인 성능들과 HP 8510C 벡터 망 분석기를 이용하여 측정한 전기적 성능들을 서로 비교하기 위하여 각각 그림 11~그림 14에 함께 제시하였다.

그림 11~그림 14의 실험 결과들은 입출력 SMA 커넥터들을 포함한 결과들로서 EM 시뮬레이션 결과들과 비교하여 약간의 차이를 보여준다. 이러한 오차의 원인들을 살펴보면, 첫째로 입출력 SMA 커넥터(국내에서 생산되는 범용 SMA 커넥터 사용)의 전기적인 특성들이 측정 결과에서 보상되지 않은 이유와 둘째로 초고주파 대역의 테프론 PCB 에칭 오차(제작된 PCB는 국내 업체에서 제작하였으며, under 에칭되었음)에 따른 것으로 분석된다. 그러므로, 실험 결과들로부터 테프론 PCB의 under 에칭



(a)  $\theta_m=0^\circ$  (제1종) (b)  $\theta_m=10^\circ$  (제2종)  
(a)  $\theta_m=0^\circ$  (sample 1) (b)  $\theta_m=10^\circ$  (sample 2)

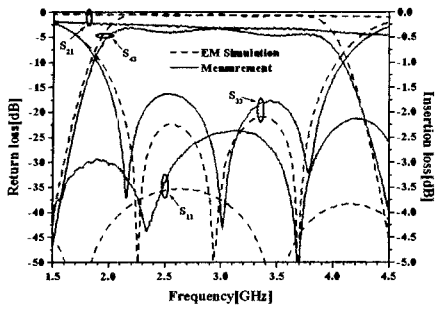


(c)  $\theta_m=90^\circ$  (제3종) (d) 표준 쉬프만(제4종)  
(c)  $\theta_m=90^\circ$  (sample 3) (d) Schiffman(sample 4)

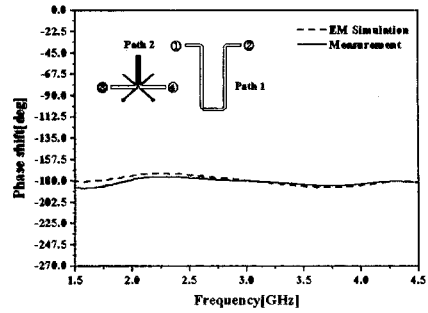
그림 10. 제작된 180° 위상 천이기들의 PCB 배치도  
Fig. 10. PCB Layouts of fabricated 180° phase shifters.

오차에 기인한 결합 선로의 임피던스 변화로 입출력 반사 손실의 열화 현상 및 상대적으로 광대역화 현상을 관찰할 수 있다. 그러므로, 입출력 커넥터들의 전기적인 특성을 보상하고 PCB 에칭 오차를 줄인다면 보다 근접한 성능들을 얻을 수 있을 것이다. 또한, HMIC 박막 설계 기술이나 MMIC 설계 기술을 사용하여 위상 천이기를 설계할 경우에는 보다 시뮬레이션 결과들과 유사한 실험 결과들을 얻을 수 있으리라 사료된다.

앞서 설명한 바와 같이, PCB under 에칭과 입출력 커넥터의 전기적인 특성들이 실험 결과에 보상되지 않은 이유에서 실험 결과들은 시뮬레이션 결

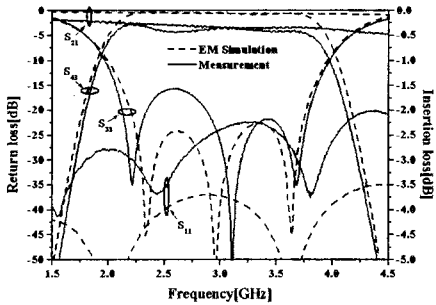


(a) 입출력 반사손실 및 삽입손실 특성  
(a) I/O return loss and insertion loss response

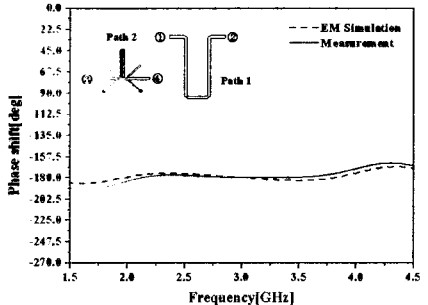


(b) 위상 특성  
(b) Phase response

그림 11.  $\theta_m=0^\circ$  일 때,  $180^\circ$  위상 천이기의 시뮬레이션 및 측정된 성능  
Fig. 11. Simulation and measured performances of  $180^\circ$  phase shifters ( $\theta_m=0^\circ$ ).

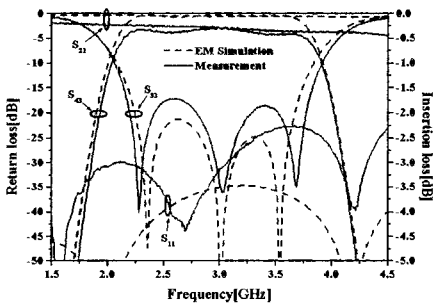


(a) 입출력 반사손실 및 삽입손실 특성  
(a) I/O return loss and insertion loss response

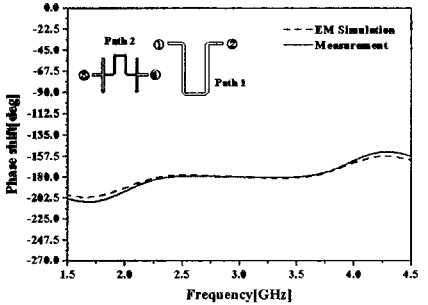


(b) 위상 특성  
(b) Phase response

그림 12.  $\theta_m=10^\circ$  일 때,  $180^\circ$  위상 천이기의 시뮬레이션 및 측정된 성능  
Fig. 12. Simulation and measured performances of  $180^\circ$  phase shifters ( $\theta_m=10^\circ$ ).



(a) 입출력 반사손실 및 삽입손실 특성  
(a) I/O return loss and insertion loss response



(b) 위상 특성  
(b) Phase response

그림 13.  $\theta_m=90^\circ$  일 때,  $180^\circ$  위상 천이기의 시뮬레이션 및 측정된 성능  
Fig. 13. Simulation and measured performances of  $180^\circ$  phase shifters ( $\theta_m=90^\circ$ ).

과들과 정확히 비교할 수 없으므로 본 논문에서는 참고 데이터로서 보다 완화된 임피던스 및 위상

대역폭 특성을 고려하기로 한다. 입출력 반사손실 14 dB(또는 VSWR=1.5:1)를 고려한 대역폭과 최대

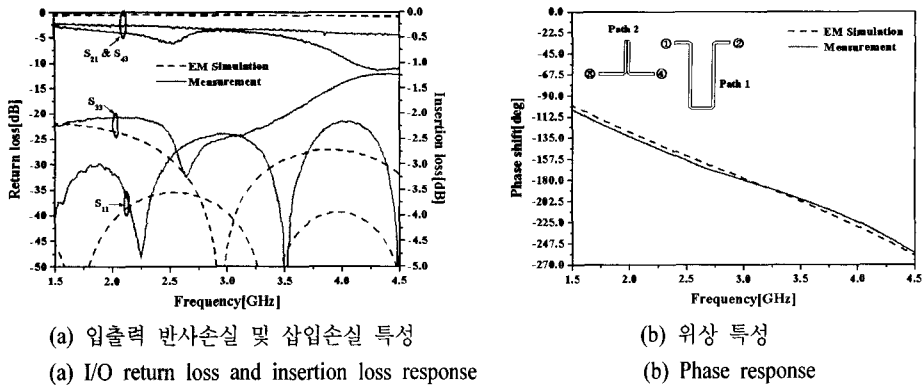


그림 14. 표준 슈프만 구조일 때, 180° 위상 천이기의 시뮬레이션 및 측정된 성능  
 Fig. 14. Simulation and measured performances of 180° phase shifters  
 (Standard Schiffman structure).

위상 오차  $\pm 5^\circ$ 를 고려한 위상 대역폭 특성은 표 2에 요약 정리하였다.

표 2의 결과들은 그림 5에서 이미 예상된 바와 같이  $\theta_m=0^\circ$ 일 때 입출력 정합 및 위상 대역폭 특성이 가장 우수함을 보여 준다. 표 2의 측정 대역폭 특성들은 표 1의 이상적인 대역폭 특성들과는 성능 측정 조건들이 서로 다르기 때문에 정확히 비교할 수는 없다. 그러나, 본 논문에서 제안하는 구조를 사용하여 180° 위상 천이기를 설계할 경우에는 기존의 위상 천이기 구조들과 비교하여 HMIC 또는 MMIC 설계 기술로 광대역 특성을 얻을 수 있다는 것은 명백한 사실이다.

### V. 결 론

제안된 광대역 위상 천이기는 새로운 스위치 회로망 구조로서 기존 회로망은 결합 선로 및 45° 단

표 2. 제작된 180° 위상 천이기들의 측정 대역폭 특성

Table 2. Measured bandwidth characteristics of fabricated 180° phase shifters.

항 목	$\theta_m=0^\circ$	$\theta_m=10^\circ$	$\theta_m=90^\circ$	표준슈프만
14 dB 반사손실 대역폭	66.8 %	61.3 %	57.1 %	$\infty$ (정합*)
$\pm 5^\circ$ 위상 대역폭	94.8 %	62.5 %	55.8 %	8.7 %

(\*) 12 dB 반사 손실 고려

락 및 개방 스테브들로 구성하였으며, 지연 회로망은 표준 전송 선로로만 구성하였다. 결합 선로에 의한 위상 산란 특성과 주 전송 선로의 양 끝단에 병렬로 연결된 45° 단락 및 개방 스테브들에 의한 보다 강한 위상 산란 특성이 함께 작용하여 기존의 어떠한 기준 회로망보다 훨씬 우수한 위상 산란 특성을 제공하는 매우 독창적인 구조로서 광대역 180° 위상 천이기의 설계가 가능하였다.

새로운 광대역 위상 천이기 구조에 대한 이론적 해석은 구조의 대칭성을 고려하여 우모드 및 기모드 해석을 방법을 사용하였으며, 유도된 수식들을 바탕으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 최적의 180° 광대역 위상 천이기 설계를 위한 설계 그래프들을 제시하였다.

또한, 본 논문에서 제안하는 광대역 위상 천이기의 전기적인 성능들을 검증하기 위하여, 설계 그래프를 이용하여 3종의 180° 위상 천이기들과 성능 비교를 위해 표준 슈프만 구조의 180° 위상 천이기를 설계 그리고 제작 및 실험을 수행하였다. 실험 결과들은 입출력 임피던스 정합 및 위상 오차의 대역폭 내에서 시뮬레이션 결과들과 약간의 차이를 보였으나, 이것은 입출력 커넥터 특성 보상 및 PCB 제작 오차에 기인한 것으로 향후 이러한 점들을 보완한다면 제안된 독창적인 위상 천이기 구조는 광대역 위상 배열 안테나 시스템의 위상 천이구나 광대역 위상 변조기등에 널리 응용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] S. Koul, B. Bhat, *Microwave and millimeter wave phase shifters*, Artech House, Norwood, MA, pp. 406-416, 1991.

[2] R. B. Wilds, "Try stubs for fast fixed phase shifts", *Microwaves*, 18, pp. 67-68, Dec. 1979.

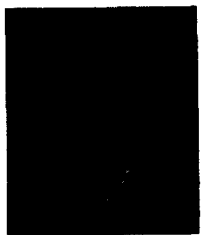
[3] D. C. Boire, J. E. Degenford and M. Cohn, "A 4.5 to 18 GHz phase shifter", *IEEE MTT International Microwave Symposium Digest*, pp. 601-604, 1985.

[4] B. M. Schiffman, "A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters", *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 232-237, 1958.

[5] J. L. R. Quirarte, J. P. Starski, "Novel Schiffman phase shifters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-41, pp. 9-14, 1993.

[6] 엄순영, 정영배, 전순익, 육종관, 박한규, " $\lambda/8$  병렬 스텐브들을 이용한 새로운 광대역 위상 천이기에 대한 연구", 한국전자파학회 논문지, 13(7), pp. 657-666, 2002년 8월.

엄 순 영



1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1990년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
 2003년 2월: 연세대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사)  
 1990년 2월~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원

1991년 8월~1993년 7월: 이탈리아 Alenia Spazio사와 VSAT(DAMA-SCPC) 국제 공동 연구 개발(과건)  
 [주 관심분야] 초고주파 수동/능동 부품 설계, 위성통신 RF 시스템 설계, 위상 배열 안테나 시스템 설계 등