

# 유전체 덮개층을 갖는 비대칭 결합선로를 이용한 90° 위상천이기의 광대역 특성

정희원 윤남일\*, 강창훈\*, 이용국\*\*, 박한규\*

## Broadband Characteristics of Asymmetric Coupled-Line 90° Phase Shifter with Dielectric Overlay

Nam-Il Yun\*, Chang-Hoon Kang\*, Yong-Kook Lee\*\*, Han-Kyu Park\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 Ku-밴드의 마이크로파 대역에서 위상배열 안테나에 사용 가능한 결합선로를 이용한 위상천이기에서 기존에 고려하지 않았던 주파수에 따른 분산특성을 전파(Full-wave) 해석방법인 SDA(Spectral Domain Approach)를 사용하여 정확히 해석하였다. 또한 비대칭 결합선로를 사용하는 위상천이기와 유전체 덮개층이 부가된 위상천이기의 설계를 제안하였다. 현재 사용되고 있는 대칭 결합선로를 이용한 슈프만 위상천이기와 비교하여, 이에 대한 위상응답의 특성변화에서 통과대역의 위상편차가 줄고 대역폭이 확대되어 광대역 특성이 개선되는 것을 이론적으로 해석하고 실험을 통하여 검증하였다.

### ABSTRACT

In this paper, the characteristics of frequency dependent dispersion are analyzed for the phase shifters in Ku-band phased array antenna system using full-wave method, SDA(Spectral Domain Approach).

The design technique of asymmetric coupled-line phase shifter with dielectric overlay is proposed. The compared results of phase responses are shown with conventional symmetric coupled-line Schiffman phase shifter.

The experimental results verify the improvement of broadband characteristics by the increasing bandwidths and the decreasing phase deviations.

### I. 서론

위상배열 안테나에 사용되고 있는 위상천이기는 전기적 길이가 다른 두 개의 마이크로스트립 선로로부터 원하는 위상차를 얻는 형태로서, 위상응답이 선형적으로 변화하고 이것이 대역폭을 제한하는 단점이 있었다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 대칭 결합선로의 비선형성을 이용하여 위상응답의 광대역 특성을 얻을 수 있는 위상천이기가 슈프만(Schiffman)에 의하여 처음으로 제안되었다. 슈프만 위상천이기는 두 개의 전송선로로 구성되는 차동형 위상천이기로서 전송선로의 길이와 결합계수의 적절

한 선택에 의하여 넓은 대역폭을 얻을 수 있다<sup>[1][2]</sup>.

현재 사용되고 있는 슈프만 위상천이기는 입력과 출력 단자사이의 위상차를 결합선로의 길이 함수로서 표시하며, 결합선로내의 두 가지 전송모드가 동일한 위상속도를 갖는다는 것을 가정하고 있으므로 주파수가 높아짐에 따라 현저하게 나타나는 분산특성을 고려하지 않는 것이 단점이다. 실제로는 주파수에 따라 전송선로의 모드별 위상속도가 변화하게 되어 결합선로의 전기적 길이는 주파수의 함수가 된다<sup>[3]</sup>. 결합선로는 전자기적인 결합현상으로 인하여 결합선로에서 두 가지의 독립된 전송모드가 발생하고, 두 모드의 전송속도는 등방성(homogeneous) 유전체인 경우에는 동일한 전송속도를 유지하

\* 연세대학교 대학원 전기·컴퓨터공학과(niyun@avion.myongji-c.ac.kr)  
논문번호 : 98539-0803, 접수일자 : 1998년 8월 3일

\*\* 신구대학 전자계산과

지만 마이크로스트립 선로는 균질하지 않으므로 두 가지의 전송모드의 유효 유전율과 위상속도가 다르게 나타난다.

본 논문에서는 주파수를 고려한 분산특성의 Full-wave 해석방법 중 1974년 Tastuo Itoh와 Raj Mittra가 제안한 SDA와 수치해석을 위하여 Galerkin 방법을 사용하였다<sup>[6]</sup>. 이 방법은 마이크로스트립 선로 등의 단일평면 전송선로와 평면구조 공진기(Resonator of Planar Configuration) 등의 해석에 매우 용이하게 적용할 수 있다. 대칭 결합선로의 경우에는 구조의 특성으로부터 우모드와 기모드로 분리하여 해석을 간소화할 수 있으나, 비대칭의 일반적인 구조인 경우에는 선로상의 전류분포를 독립적으로 가정하고 결합모드의 전파상수를 결정하여야 한다<sup>[4][5]</sup>.

본 논문에서는 두 가지의 독립된 전송모드에 대한 위상속도뿐만 아니라 결합선로의 특성 임피던스를 정확히 구한 후에 위상천이기의 위상변위를 해석했으며, 비대칭 결합선로를 사용할 때의 위상응답의 변화와 유전체 덮개층의 유무에 따른 위상응답의 특성변화를 해석하여 대역폭이 개선된다는 것을 이론적으로 해석하고 실험으로 검증하였다. 실험을 통하여 제작한 위상천이기의 위상응답에서 비대칭 결합선로를 이용하고 유전체 덮개층이 있는 경우, 대칭 결합선로를 이용한 경우에 비해 통과대역에서 위상편차는 약 50% 줄고, 중심대역폭은 중심주파수에서 약 30% 증가되는 것을 확인하였다.

본 논문에서 제안한 결합선로를 이용한 위상천이기의 설계기법은 향후 MMIC(Monolithic Microstrip Integrated Circuit) 형태의 결합기, 여파기, 그리고 동일 평면 도파관(Coplanar Waveguide) 등을 설계하는 데 적용할 수 있다.

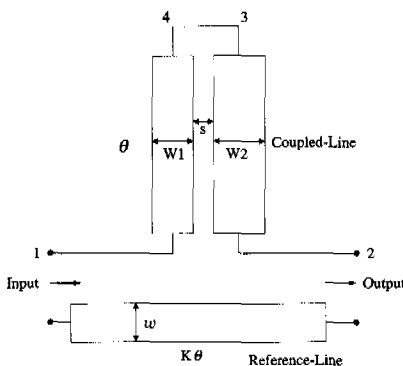


그림 1. 비대칭 결합선로 위상천이기

## II. 비대칭 결합선로를 이용한 위상천이기의 해석

본 논문에서 해석하고자 하는 위상천이기의 구조는 그림 1과 같고, 비대칭선로를 그림 2와 같이 4-단자 회로로 모델링한 후 4-단자 회로에 대한 임피던스 파라미터를 모드별 특성임피던스와 전파상수로 표시하며<sup>[4][5]</sup>, 특성 임피던스와 전파상수는 정전해석<sup>[7]</sup> 또는 SDA 방법<sup>[8]</sup>을 통하여 구한다.

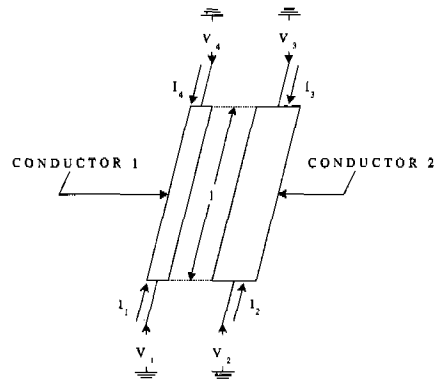


그림 2. 비대칭 결합선로의 4-단자 회로

그림 2에서 4-단자에 대한 임피던스 행렬식은 단자 전류의 향으로 단자 전압을 표현함으로써 얻어진다. 즉, 각 단자에서의 전류  $I_1, I_2, I_3$  와  $I_4$  에 대한 각 단자에서의 전압  $V_1, V_2, V_3$  와  $V_4$  의 관계식들을 임피던스 행렬로 구할 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

비대칭 결합선로를 이용한 위상천이기는 그림 1에서 알 수 있듯이 단자 3과 4가 연결되어 있는 형태이므로 식 (1)의 행렬식에  $V_3 = V_4, I_3 = -I_4$ 의 경계조건을 적용할 수 있으며, 이러한 경계조건을 이용하여 비대칭 결합선로를 이용한 슈프만 위상천이기를 임피던스 행렬을 이용하여 2-단자 회로로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 임피던스 파라미터를 대입하여 수식을 간소화하면 비대칭선로에 대한 위상응답을 본 논문에서 식 (3)과 같이 구하였다. 첨자로 사용하고 있는  $c$ 와  $\pi$ 는 비대칭선로의 두 가지 전송모드인  $c$ 모드와  $\pi$ 모드를 나타내고,  $R_c$ 와  $R_\pi$ 는 두 도체사이의 전압 비가 되며  $R_c$ 는 양의 실수 값이며,  $R_\pi$ 는 음의 실수 값이다. 대칭선로의 경우에는  $R_c = +1$ ,  $R_\pi = -1$  이며, 대칭선로에서 우모드와 기모드에 해당한다. 여기서  $\rho$ 는 모드간의 특성 임피던스 비 (Impedance Ratio)  $Z_{c1}/Z_{\pi 1}$ 이고  $\theta_c$ 와  $\theta_\pi$ 는  $c$ 모드와  $\pi$ 모드에서의 전기적 길이를 나타낸다.

$$\cos \phi = \sqrt{\frac{N1 \times N2}{D^2}} \tag{3}$$

여기서

$$N1 = \rho \frac{R_\pi}{R_c} \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right)^2 + \frac{1}{\rho} \frac{R_c}{R_\pi} + \left[ 1 + \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right)^2 \right] \cdot \cot \theta_c \cot \theta_\pi - 2 \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right) \cdot \csc \theta_c \csc \theta_\pi$$

$$N2 = \rho \frac{R_c}{R_\pi} \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right)^2 + \frac{1}{\rho} \frac{R_c}{R_\pi} + \left[ \left( \frac{R_c}{R_\pi} \right)^2 + \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right)^2 \right] \cdot \cot \theta_c \cot \theta_\pi - 2 \frac{R_c}{R_\pi} \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right) \cdot \csc \theta_c \csc \theta_\pi$$

$$D = \rho \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right)^2 + \frac{1}{\rho} \frac{R_c}{R_\pi} + \left[ \frac{R_c}{R_\pi} + \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right)^2 \right] \cdot \cot \theta_c \cot \theta_\pi - 2 \left( \frac{R_c}{R_\pi} + 1 \right) \left( \frac{R_c - 1}{R_\pi - 1} \right) \cdot \csc \theta_c \csc \theta_\pi$$

쉬프만 위상천이기는 차동형 위상천이기 (Differential Phase Shifter)로서 위상차  $\Delta\phi$ 는 인접 단자가 상호 결합된 결합부분(Coupled Section)의 위상응답에서 기준이 되는 단일선로의 위상응답을 감산하여 얻을 수 있다.

위상응답을 구하는 식 (3)에 나타나는 모든 파라미터, 즉 위상속도, 특성 임피던스 비, 도체상의 전류비 등이 주파수에 의존하는 분산특성을 가지고

있으므로 주파수를 고려한 비대칭 결합선로를 이용한 위상천이기의 위상천이는 식 (4)와 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi(f) &= \phi_1(f) - \phi_2(f) \\ &= K\theta(f) - \cos^{-1} \sqrt{\frac{N1 \times N2}{D^2}} \end{aligned} \tag{4}$$

여기서  $f$ 는 주파수를 나타내고,  $\phi_1(f)$ 는 위상천이기에서 기준선로의 주파수에 따른 위상응답,  $\phi_2(f)$ 는 위상천이기에서 결합선로의 주파수에 따른 위상응답,  $\Delta\phi(f)$ 는 중심주파수에서  $90^\circ$ 이다.

즉, 위상천이는 주파수의 함수이므로 마이크로파 대역에서 설계를 할 경우에는 반드시 주파수에 따른 분산특성을 고려하여 설계하여야 한다. 이때  $\theta$ 는 중심주파수에서 결합부분의 전기적 길이이고,  $K$ 는 구현하고자하는 위상천이기에 따라 결정되는 상수이고,  $\Delta\phi = 90^\circ$ 의 위상천이기의 경우  $\theta = 90^\circ$ ,  $K = 3$ 이 된다.

본 논문에서 비대칭선로에 대하여 구한 위상천이식 (3)에 대칭선로에 대한 조건으로  $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{0c}$ ,  $Z_{\pi 1} = Z_{\pi 2} = Z_{0\pi}$ 와  $R_c = -R_\pi = 1$ 을 대입하여 정리하면 대칭선로에 대한 위상응답을 구할 수 있다. 여기서  $Z_{c1}$ ,  $Z_{c2}$ 와  $Z_{\pi 1}$ ,  $Z_{\pi 2}$ 는 각각  $c$ 모드와  $\pi$ 모드일 때의 결합선로 1과 2의 특성 임피던스이고  $Z_{0c}$ 와  $Z_{0\pi}$  역시 우모드와 기모드일 때의 특성 임피던스를 나타낸다. 그리고 기존의 쉬프만 위상천이기와 같이 우모드와 기모드에 대한 위상속도가 동일하다고 가정하면, 우모드와 기모드에서의 전기적 길이  $\theta_c$ 와  $\theta_\pi$ 가 같아지므로, 즉  $\theta_c = \theta_\pi = \theta$ 라고 하면 분산특성을 고려하지 않을 때의 위상응답을 구할 수 있다 [1][2].

$$\Delta\phi = K\theta - \cos^{-1} \left( \frac{\rho - \tan^2 \theta}{\rho + \tan^2 \theta} \right) \tag{5}$$

대칭 결합선로의 경우도 역시 분산특성을 고려하여 식 (5)를 주파수의 함수로서 식 (6)과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi(f) &= \phi_1(f) - \phi_2(f) \\ &= K\theta(f) - \cos^{-1} \left( \frac{\rho(f) - \tan \theta_c(f) \tan \theta_\pi(f)}{\rho(f) + \tan \theta_c(f) \tan \theta_\pi(f)} \right) \end{aligned} \tag{6}$$

### III. 수치해석 결과

식 (6)을 이용하여 적절한 설계변수를 고려한 수치해석 결과에서, 주파수에 따른 분산특성을 고려하여 위상편차가 5° 인 90° 쉬프만 위상천이기의 위상응답을 해석하면 그림 3과 같다.

그림 3의 수치해석결과는, 쉬프만 위상천이기에서 기판의 비유전율  $\epsilon_r = 10.2$ , 두께  $h = 0.635\text{ mm}$ , 기준선로의 폭  $w \approx 0.6\text{ mm}$ , 결합선로의 폭  $W \approx 0.38\text{ mm}$ , 선로간의 간격  $s \approx 0.034\text{ mm}$  일 때의 위상응답 특성을 나타내며, 입력 임피던스는  $50\Omega$ 을 만족하고, 약 6.4 dB의 결합도를 갖는다.

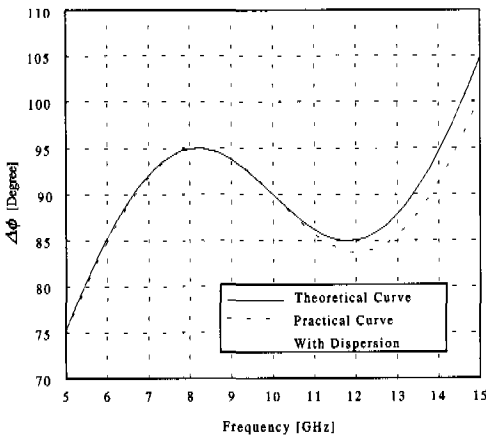


그림 3. 분산특성을 고려한 쉬프만 위상천이기의 위상차 응답

그림 3에서 결합선로의 주파수에 대한 분산특성을 고려한 위상응답은 중심 주파수를 기준으로 대칭을 이루지 않고, 주파수가 높아질수록 위상편차가 더욱 현저하게 나타나므로, 결국 위상편차의 증가는 위상천이기의 최대 대역폭을 제한하는 요소로 작용한다.

그림 4의 수치해석 결과는 쉬프만 위상천이기에 유전체 덮개층을 사용한 위상응답으로, 분산특성을 고려한 실제의 경우에 주파수가 높아짐에 따라 증가하게 되는 위상편차를 감소시킬 수 있다는 것을 나타내고 있다.

그림 4는 기준선로의 폭이  $w \approx 0.6\text{ mm}$ 로 동일할 때 기판의 특성과 설계변수가 (a)와 같고 (a)와 동일한 특성을 갖는 유전체 덮개층이 있는 경우와, 기판의 특성은 동일하고 유전체 덮개층의 특성과 설계변수가 (b)와 같이 달라질 때의 위상응답을 비교

한 결과를 나타내며, 입력 임피던스는 모두  $50\Omega$ 을 만족하고, 약 6.1 dB와 6.3 dB의 결합도를 각각 갖는다. 그리고 위상천이기의 분산특성에 따른 위상응답은 유전율이 높은 덮개층을 사용할 때 위상편차가 현저하게 감소하고 있음을 알 수 있다.

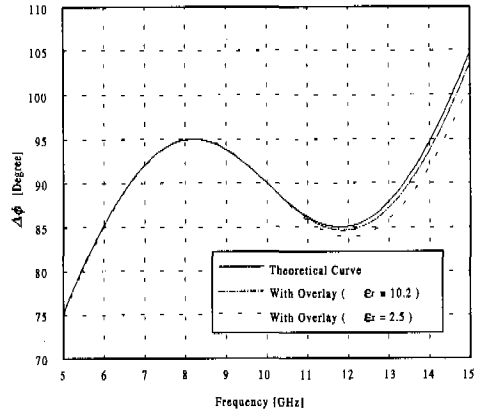


그림 4. 유전체 덮개층을 갖는 쉬프만 위상천이기의 위상차 응답

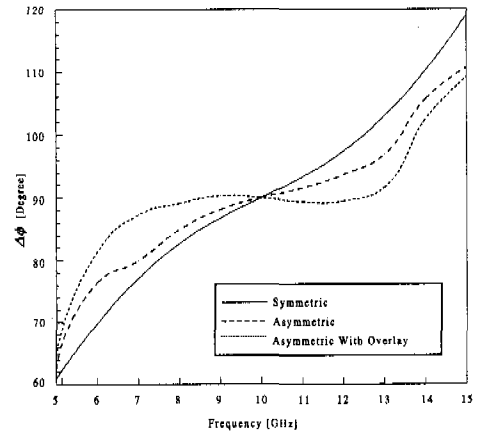


그림 5. 비대칭 결합선로 위상천이기의 위상차 응답

그림 5의 수치해석 결과는 식 (4)에 적절한 설계변수를 고려하여, 비대칭 결합선로를 이용한 위상천이기의 위상응답을 구하고, 대칭 결합선로를 이용한 위상천이기의 위상응답을 비교하였다.

그림 5에서 대칭선로를 이용한 위상천이기의 기판 특성과 설계조건은 (a)와 같고, 비대칭선로를 이용한 위상천이기의 경우는 (b)와 같으며, 비대칭선로와 유전체 덮개층(기판과 동일한 특성)을 이용한

경우의 설계조건은 (c)와 같다.

그림 5에서 대칭선로를 이용한 경우 선로간격이  $s = 0.2mm$ 에서는 위상응답이 거의 선형적으로 증가하는 데, 비대칭선로를 이용한 경우도 이와 마찬가지로 선로간의 간격이 커지면 결합도가 낮아지므로 결합선로는 점차 전기적 길이만 다른 단일 선로 처럼 되기 때문이다. 같은 선로간격에서는 비대칭선로를 이용한 경우의 대역폭이 증가한다. 비대칭의 경우에 두 선로 폭의 비가 증가할 때 유전체 덮개층을 사용하면 위상의 편차가 감소하며 대역폭이 더욱 증가한다. 결국 (c)와 같이 비대칭선로 폭의 비를 적절히 설계하고, 선로간격을 줄이고, 유전체 덮개층을 사용하는 것이 결합선로를 이용한 위상천이기에서 가장 좋은 대역특성을 얻을 수 있다.

IV. 위상천이기 제작 및 실험

본 논문에서 제작한 위상천이기는 유전체 기판과 유전체 덮개층의 특성이 비유전율 2.5, 두께 0.792 mm, 비유전율 10.2, 두께 0.635mm 인 기판을 사용하였다. 결합선로의 길이는 중심 주파수 12GHz에서 위상천이기의 위상응답이 90°가 되도록 설계하였으며, 비대칭 결합선로에서 선로간의 간격은  $s = 0.05 \sim 0.1mm$ 와 선로폭의 비는  $W2/W1 = 1.2 \sim 1.8$ 로 제작하였다.

기준선로는 마이크로파 단일선로이므로 결합선로와 동일한 특성을 갖는 기판을 사용하였으며, 결합선로의 결합특성의 변화가 위상천이기의 위상응답에 미치는 영향을 주로 분석하기 위하여 기준선로에는 유전체 덮개층을 사용하지 않는다.

실제 제작한 결합선로 위상천이기의 위상응답 특성을 실험하기 위하여 Wiltron 모델 360B VNA (Vector Network Analyzer) 시스템을 사용하였다.

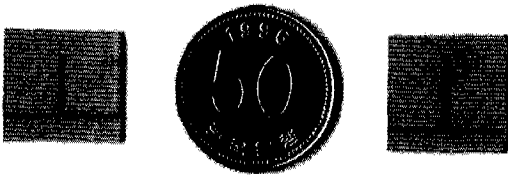


그림 6. 제작된 결합선로 위상천이기 사진

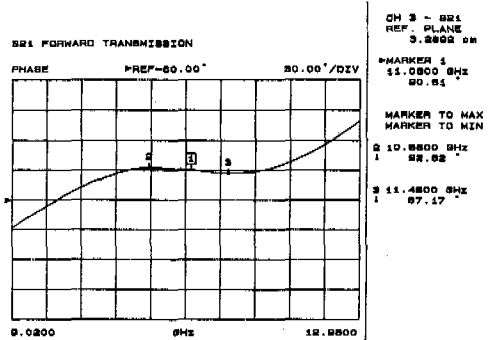
위상편차(Phase Deviation)의 측정은 위상차 응답 곡선  $\Delta\phi$ 의 통과대역 내의 최대 위상차 응답

$\Delta\phi_{MAX}$ 와 최소 위상차 응답  $\Delta\phi_{MIN}$ 과의 중심주파수에서의 설계 위상차 응답  $\Delta\phi_0$ 에 대한 위상편차로서, 표준형 쉬프트만 위상천이기에서는  $\Delta\phi_{MAX} - \Delta\phi_0$ 와  $\Delta\phi_0 - \Delta\phi_{MIN}$ 이 동일한 것으로 해석하고 있으나 실제의 경우는 대칭이 되지 않으므로, 그림 7에서 최대 위상차 응답점과 최소 위상차 응답점의 두 측정점 사이의 위상편차  $\Delta\phi_{MAX} - \Delta\phi_{MIN}$ 을 측정하여 비교하였다. 통과대역폭의 측정은 표준형 쉬프트만 위상천이기에서 사용되는 방법과 동일한 방법으로 두 측정점 사이의 주파수 폭을 측정하고, 그 두 배를 대역폭으로 측정하여 비교하였다.

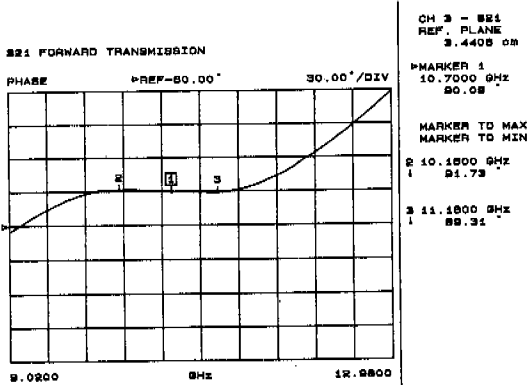
본 논문에서 제안한 비대칭 결합선로를 이용한 위상천이기의 실험결과를 표 1에 요약하였으며, 대칭 결합선로의 실험결과와 비교하였다.

표 1. 대칭 및 비대칭 결합선로 위상천이기의 측정 결과 비교

설계 조건		대칭선로	비대칭선로		
		s=0.06mm W=0.42mm	s=0.06mm W1=0.42mm, W2=0.8mm		
Overlay		none	none*	$\epsilon_r=2.5$	$\epsilon_r=10.2^{**}$
주파수 (GHz)	MAX	11.78	11.48	11.36	11.18
	Center	11.39	11.03	10.88	10.70
	MIN	11.00	10.58	10.40	10.16
대역폭(GHz)		1.56	1.80	1.92	2.04
위 상 (Degree)	MAX	93.40	92.82	93.46	91.73
	Center	90.16	90.61	90.43	90.09
	MIN	87.88	87.17	89.30	89.31
위상편차(Degree)		5.52	5.65	4.16	2.42



(a) 유전체 덮개층이 없는 경우



(b) 유전체 덮개층이 있는 경우

그림 7. 비대칭 결합선로 위상천이기의 위상천이 측정결과

그림 7의 측정결과는 비대칭 결합선로 위상천이기의 위상응답 측정결과로서 유전체 덮개층이 없는 경우(a)와 유전체 덮개층이 있는 경우(b)의 위상응답을 비교하였다. 그림 (a)에서 대칭 결합선로의 경우보다 중심 주파수의 이동이 더 많은 것은 비대칭으로 인한 결합특성의 차이로 생각된다. (a)에서 통과대역의 최대위상은 92.82° 이고 최소위상은 87.17° 로 위상편차는 5.65° 이며, 대역폭은 약 1.8GHz 이며, 대칭선로의 경우보다 약 240MHz 정도 대역폭이 증가하는 것을 실험으로 확인하였다.

(b)는 (a) 보다 중심 주파수의 이동이 더 많은 것을 알 수 있는 데, 이것은 유전체 덮개층으로 인하여 결합특성의 차이가 더 커졌기 때문으로 생각된다. (b)에서 통과대역의 최대위상은 91.73° 이고 최소위상은 89.31° 로 위상편차는 2.42° 이며, 대역폭은 약 2.04GHz 이다. (b)의 경우 위상편차는 더욱 감소하고 대역폭은 대칭선로와 비교할 때는 약 480MHz 정도 증가하는 것을 확인하였다. 그리고 비대칭 결합선로를 사용하는 경우 입력단자에서의 부정합으로 인하여 삽입손실이 약 0.5 dB 정도 증가하게 되지만, 위상천이기의 전체 삽입손실이 약 2.5 dB 이내이므로 전체 시스템의 성능에는 영향을 크게 미치지 않는다.

## V. 결론

본 논문에서는 대칭 결합선로를 이용한 위상천이기의 광대역 특성을 개선하기 위하여, 비대칭 결합선로를 사용한 위상천이기를 제안하고 이에 대한

수학적 해석 및 수치해석 결과를 보였다. 비대칭 결합선로를 이용하고 유전체 덮개층을 부가하면, 기존의 대칭선로를 사용한 위상천이기와 비교하여 통과대역에서 위상편차는 약 50% 줄고 대역폭은 약 30% 확대되어 광대역 특성이 향상되는 것을 실험을 통하여 확인하였다.

비대칭 결합선로를 사용하는 경우 대칭에 비하여 대역폭이 증가되며, 유전체 덮개층을 사용하는 경우, 공간으로 방사되는 전자파를 방지하는 효과가 있어 결합도의 향상으로 위상편차가 감소하고 대역폭이 더욱 증가하여 보다 향상된 광대역 특성을 얻을 수 있다. 이러한 위상응답의 광대역 특성은 비대칭선로 폭의 비가 증가할수록, 그리고 덮개층의 비유전율이 커질수록 향상된다.

본 논문에서 제안하고 해석한 위상천이기의 설계 방법과 실험결과를 적용하면, 위성통신·근거리 무선데이터통신·스마트 안테나 등에서 사용되는 위상천이기 설계에서, 통과대역의 위상편차를 줄이고 사용 대역폭을 증가시켜 주는 광대역 특성이 더욱 향상된 위상천이기를 제작할 수 있을 것이다. 향후 이를 이용하여 밀리미터 대역에서 대역폭 특성이 더욱 우수한 위상천이기에 대한 연구개발도 계속되어야 할 것이다.

## 참고 문헌

- [1] J. L. R. Quirarte and J. P. Starski, "Synthesis of Shiffman Phase Shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 39, pp. 1885-1889, Nov. 1991.
- [2] J. L. R. Quirarte and J. P. Starski, "Novel Shiffman Phase Shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 41, pp. 9-14, Jan. 1993.
- [3] C. E. Free and C. S. Aitchison, "Improved Analysis and Design of Coupled-Line Phase Shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 43, pp. 2126-2131, Sep. 1995.
- [4] V. K. Tripathi, "Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-23, pp. 734-739, Sep. 1975.
- [5] V. K. Tripathi, "Equivalent Circuits and Characteristics of Inhomogeneous Nonsymmetrical Coupled-Line Two-Port Circuits,"

*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-25, pp. 140-142, Feb. 1977.

[6] T. Itoh and R. Mittra, "Dispersion Characteristics of Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 496-499, Jul. 1973.

[7] T.Itoh and A.S.Hevert, "A generalized spectral domain analysis for coupled suspended microstriplines with tuning septums," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, pp. 820-826, Oct. 1978.

[8] V. K. Tripathi and H. Lee, "Spectral-Domain Computation of Characteristic Impedances and Multiport Parameters of Multiple Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-37, pp. 215-221, Jan. 1989.

1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1998년 8월 : 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1986년 2월~1992년 2월 : 삼성종합기술원 선임연구원  
 1992년 3월~현재 : 신구대학 전자계산과 조교수  
 <주관심분야> 위상배열 안테나, 초고주파 소자해석, 전자파해석

박 한 규(Han-Kyu Park) 정회원  
 1941년 6월 21일 생  
 1964년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업  
 1968년 2월 : 연세대학교 전기공학과 (공학석사)  
 1973년 : 불란서 파리(소르본)대학교 박사과정 수료 (DEA)  
 1975년 : 불란서 파리6대학교 (Ph.D.)  
 1976년~1992년 : 연세대학교 전자공학과 교수  
 1992년~1998년 : 연세대학교 전파공학과 교수  
 1999년~현재 : 연세대학교 전기·컴퓨터공학과 교수  
 <주관심분야> 이동통신, 안테나, 마이크로파 통신, 전파전파

윤 남 일(Nam-Il Yun) 정회원



1961년 4월 10일 생  
 1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업  
 1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)  
 1995년 9월~현재 : 연세대학교 대학원 전기·컴퓨터공학과 박사과정

1987년 2월~1994년 2월 : 삼성전자 통신연구소 선임연구원  
 1994년 3월~현재 : 명지전문대학 전자과 조교수  
 <주관심분야> 초고주파 회로설계, 전자기 해석

강 창 훈(Chang-Hoon Kang) 정회원

1984년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업  
 1986년 8월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1995년 9월~현재 : 연세대학교 대학원 전기·컴퓨터공학과 박사과정  
 1987년 7월~현재 : 한국통신 조달본부 선임연구원  
 <주관심분야> 위상배열 안테나, 초고주파 소자해석

이 용 국(Yong-Kook Lee) 정회원

1984년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업