

# Spurious 특성이 우수한 계단형 불연속 구조 소형 도파관 대역통과 여파기의 설계

## The Design of Miniaturized Waveguide Bandpass Filters with Improved Spurious Characteristics

성규제\* · 윤상원\*\*

Gyu-Je Sung\* · Sang-Won Yun\*\*

### 요 약

본 논문에서는 corrugated 구조 도파관의 저역통과 특성과 이중 계단형 불연속 구조 도파관의 고역통과 특성을 결합하여 기존의 반파장 공진기를 이용한 여파기보다 크기가 상당히 작고 spurious 특성이 우수한 소형 도파관 대역통과 여파기를 설계하였다. 불연속면에서 발생하는 고차 모드에 의한 영향을 고려하기 위하여 최저차 모드만으로 설계한 여파기의 특성을 길이 보상을 통해 수정하였고, 모드 정합법을 이용한 특성 해석 프로그램과 상용 소프트웨어 OSA90™을 통해 최적화 하였다. 중심주파수 10 GHz, 대역폭 800 MHz의 7단 대역통과 여파기를 대칭 구조로 설계, 제작하였다. 측정 결과에서 중심주파수 9.97 GHz, 대역폭 840 MHz, 삽입손실 0.97 dB의 특성을 얻었고, 그 길이는 64.38 mm이다. 첫 번째 spurious 응답은 26.1 GHz에서 나타났다.

### Abstract

A miniaturized waveguide bandpass filter is designed by combining a corrugated lowpass structure and a highpass configuration based on the cut-off effect of waveguides. It is smaller than the conventional waveguide bandpass filter composed of half-wavelength resonators and has wider spurious free characteristics. Optimized design data for a seven-order waveguide bandpass filter with the symmetrical structure are given at the center frequency of 10 GHz with 800 MHz bandwidth. Measured bandwidth of the center frequency of 9.97 GHz is 840 MHz and measured insertion loss is 0.97 dB. The length of the bandpass filter is 64.38 mm. The first spurious response is produced at 26.1 GHz.

### I. 서 론

지금까지의 도파관 대역통과 여파기는 자계면(H-plane) 불연속 구조, Fin-line 구조, 전계면(E-

plane) 도체 삽입 구조 등의 반파장 공진기를 이용한 여파기<sup>[1]~[3]</sup>, 리지(ridge) 도파관 등을 이용한 감쇠모드(evanescent mode) 여파기<sup>[4],[5]</sup>, 주로 원형 도파관의 불연속 구조를 이용한 이중 모드(dual mode) 여파기<sup>[6]~[8]</sup> 등이 있다. 반파장 공진기를

\*한경대학교 전자공학과(Dept. of Electro. Eng., Hankyong National Univ.)

\*\*서강대학교 전자공학과(Dept. of Electro. Eng., Sogang Univ.)

· 논문 번호 : 981112-115

· 수정완료일자 : 1999년 2월 6일

이용한 여파기는 설계와 제작이 용이하여 일반적으로 널리 사용되고 있으나, 기본적으로 반파장 공진기를 사용하고 있으므로 그 크기가 크다. 감쇠모드 여파기나 이중모드 여파기는 그 크기를 상당히 작게 설계할 수 있으나 불연속 구조의 고유치 해석이 까다롭고 제작 상의 어려움이 있다.

본 논문에서는 이중(Double-plane) 계단형 불연속 구조를 모드 정합법으로 해석하고 두 개 이상의 불연속면이 연결된 구조의 일반화된 산란계수를 구하였다. 이를 바탕으로 corrugated 구조의 저역통과 특성과 이중 계단형 불연속 구조에서의 도파관 cut-off에 의한 고역통과 특성을 결합하여 도파관 대역통과 여파기를 설계하였다[그림 1]. 이 같이 설계된 대역통과 여파기는 구형 도파관(rectangular waveguide)을 사용하므로 감쇠모드 여파기나 이중모드 여파기에 비해 해석과 제작이 용이하고, 여파기 각 단의 길이를  $\lambda_g/4$  이하로 만들 수 있어 반파장 공진기를 이용한 여파기보다 그 크기를 상당히 줄일 수 있다. 또한 corrugated 구조의 저역통과 여파기에서와 같이 우수한 spurious 특성을 얻을 수 있다.

그러나 저역통과 특성과 고역통과 특성을 결합한 형태의 대역통과 여파기는 S. B. Cohn의 대역통과 여파기의 설계 이론<sup>[9]</sup>을 적용할 수 없다. 따라서 불연속 구조에 대한 수치해석과 최적화 과정

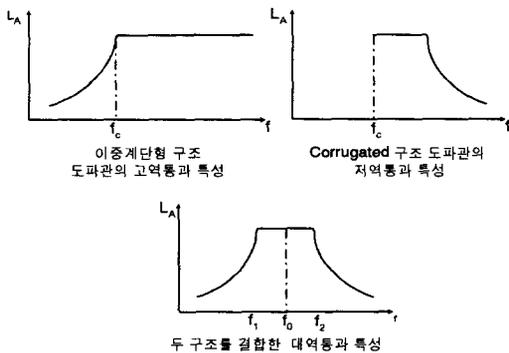


그림 1. 본 논문의 도파관 대역통과 여파기의 개념  
Fig. 1. Concept of waveguide bandpass filter.

을 통해 여파기를 설계하게 되는데, 본 논문에서는 보다 효율적인 설계를 위해 최저차 모드만을 고려하여 설계한 뒤, 불연속면에서의 산란계수의 위상에 따라 도파관의 길이를 조정하여 고차모드에 의한 리액턴스 성분의 영향을 보상하여 주고 최적화 과정을 거쳐 최종 설계결과를 얻었다.

## II. 해 석

그림 2와 같은 도파관 이중 계단형 불연속 구조에서는 E면 또는 H면 계단형 불연속 구조와는 달리  $z < 0$ 인 도파관 1에서 불연속면 쪽으로  $TE_{10}$  모드가 입사하는 경우 불연속면에서  $TE_{mn}$ ,  $TM_{mn}$  모드가 모두 발생한다. 따라서, 각 도파관에서의 모든 모드의 정재파를 구하기 위하여 Hertzian vector potential을 이용하는 것이 편리하다. Hertzian vector potential  $\Pi_h$ (TE 모드),  $\Pi_e$ (TM 모드)를 사용하여 도파관 내의 전자계를 일반적으로 나타내면

$$E = -j\omega\mu\nabla \times \Pi_{hz} + \nabla \times \nabla \times \Pi_{ez} \quad (1a)$$

$$H = j\omega\varepsilon\nabla \times \Pi_{ez} + \nabla \times \nabla \times \Pi_{hz} \quad (1b)$$

가 되고, 여기서

$$\begin{aligned} \Pi_{hz}^{(\nu)} = & \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (a_{hmn}^{(\nu)} T_{hmn}^{(\nu)} \exp(-\gamma_{hmn}^{(\nu)} z) \\ & + b_{hmn}^{(\nu)} T_{hmn}^{(\nu)} \exp(\gamma_{hmn}^{(\nu)} z)), \quad \nu = 1, 2 \end{aligned} \quad (2a)$$

$$\begin{aligned} \Pi_{ez}^{(\nu)} = & \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (a_{emn}^{(\nu)} T_{emn}^{(\nu)} \exp(-\gamma_{emn}^{(\nu)} z) \\ & + b_{emn}^{(\nu)} T_{emn}^{(\nu)} \exp(\gamma_{emn}^{(\nu)} z)) \end{aligned} \quad (2b)$$

이며,  $a_{hmn}$ ,  $a_{emn}$  와  $b_{hmn}$ ,  $b_{emn}$  는 미지의 상수로서 각각 TE와 TM 모드의 입사파와 반사파의 크기 및 위상을 나타내며  $\gamma_{hmn}$ ,  $\gamma_{emn}$  은 각 모드의 전파상수이다. 또한  $T_{hmn}$  및  $T_{emn}$  은 각 모드의 Hertzian vector potential 을 표시하는 정규화된 고

유 함수이다. 여기에  $z=0$ 에서의 경계조건

$$E_{x,y|z=0}^{(1)} = E_{x,y|z=0}^{(2)}, \quad (3a)$$

$$E_{x,y|z=0}^{(2)} = 0, \quad (3b)$$

$$H_{x,y|z=0}^{(1)} = H_{x,y|z=0}^{(2)} \quad (3c)$$

을 적용한 후 양변에 각 모드의 정규직교성을 이용하여 간단히 하면 다음과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$\begin{bmatrix} b^{(1)} \\ b^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(1)} \\ a^{(2)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서의  $[S]$ 가 이중 계단 불연속 구조에 대한 일반화된 산란행렬이다.

여러 개의 계단형 불연속 구조가 연결된 도파관 여파기의 전체 산란행렬은 먼저 이중 계단 불연속 구조의 일반화된 산란행렬로부터 두 개의 불연속 구조가 cascade로 연결한 구조의 산란행렬을 유도하고, 이를 연속적으로 적용하여 구할 수 있다<sup>[10]</sup>.

### III. 대역통과 여파기의 설계

본 논문의 도파관 대역통과 여파기는 그림 3의 분포정수 원형 여파기<sup>[11],[12]</sup>를 이용하여 도파관 높이에 따라 특성 임피던스가 달라지는 corrugated 구조의 저역통과 특성을 설계하고, 고역통과 특성의 이중 계단형 불연속 구조를 연결하여 설계한다.

보다 효율적인 설계를 위해 먼저, 최저차 모드만을 고려하여 설계 사양의 통과 대역과 같은 대역폭을 갖는 저역통과 여파기를 설계하고, 그 종단 임피던스를 고역통과 구조의 도파관의 특성 임피던스와 중심주파수에서 일치시켜 대역통과 특성을 얻었다. 그리고 불연속면에서 발생하는 고차 모드의 영향을 고려하기 위하여 여파기 각 단의 길이를 불연속면의 산란계수의 위상에 따라 조정하고, 그 결과를 초기값으로 하여 반사손실 특성을 상용 소프트웨어 OSA90<sup>TM</sup>을 이용하여 최적화 하였다.

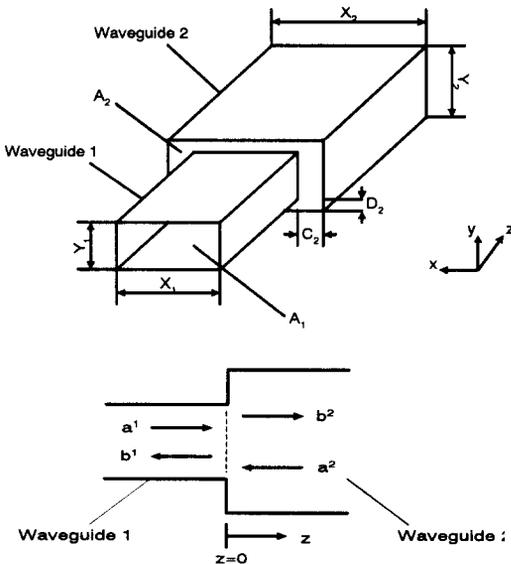


그림 2. 도파관 이중 계단형 불연속 구조  
Fig. 2. Double plane step in the rectangular waveguide.

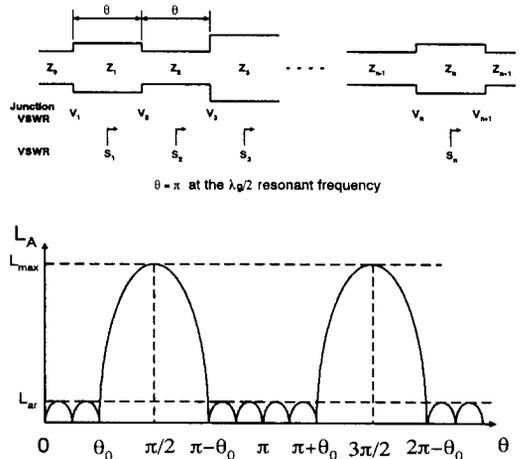


그림 3. 분포정수 원형 여파기  
Fig. 3. Distributed prototype filter.

#### 3-1 최저차 모드만을 고려한 설계

먼저 저역통과 부분 도파관의 폭  $a$ 를 결정한다. 그림 4에서와 같이 도파관 대역통과 여파기의

중심주파수를  $f_0$ , 통과대역을  $f_1$ 에서  $f_2$ 까지 라고 할 때, 저역통과 여파기 부분 도파관의 TE<sub>10</sub> 모드 차단주파수

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{0 \cdot \pi}{b}\right)^2} \quad (5)$$

를  $f_1$ 에 근사시켜 저역통과 여파기 부분 도파관의 폭  $a$ 를 결정한다.

분포정수 원형 여파기에서의 저역통과 차단주파수에 해당하는 전기적 길이  $\theta_0$ 는  $f_2$ 에서의 전기적 길이  $\theta_2$ 에 근사시킬 수 있다.

$$\theta_0 \approx \theta_2 = \beta_2 l = 2\pi \sqrt{f_2^2 - f_c^2} \frac{l}{c} \quad (6)$$

따라서  $\theta_0$ 는  $f_2$ 와 여파기 각 단의 길이  $l$ 에 의해 결정된다. 여파기 각 단의 길이  $l$ 은 spurious 특성과 관계가 있고  $\theta_0$ 가 이 길이의 함수이므로 여파기 각 단 특성 임피던스에도 영향을 미치게 된다. 또한 여파기 각 단 특성 임피던스는 corrugated 구조 도파관 각 단의 높이에 비례하므로 이를 종합적으로 고려하여 각 단의 길이  $l$ 을 결정하게 된다.

분포정수 원형 여파기는 동일한 차단주파수를 갖는 corrugated 구조 저역통과 여파기의 설계에 적용할 수 있다. 여기서 그 입출력단을 폭  $a'$ 이 저역통과 부분 도파관의 폭  $a$ 보다 큰, 즉 차단주파수가 낮은 도파관으로 구성하면 결과적으로 대역통과 특성이 나타나게 된다. 도파관 TE<sub>10</sub> 모드의 특성 임피던스는

$$Z_0 = d_r \frac{b}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2} \quad (7)$$

와 같이 정의할 수 있고<sup>[13]</sup>, 이를 이용하여 차단주파수가 낮은 입출력단 도파관의 특성 임피던스와 corrugated 구조 저역통과 여파기의 입출력단의 특

성 임피던스를 중심주파수  $f_0$ 에서 일치시키면 corrugated 구조 저역통과 여파기의 입출력단의 높이

$$b_0 = b_0' \frac{a_0'}{a_0} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c'}{f_0}\right)^2} \quad (8)$$

가 되고, 따라서 분포정수 원형 여파기 각 단의 특성 임피던스  $Z_i$ 로부터 corrugated 구조 도파관의 높이  $b_i$ 가 다음과 같이 정해진다.

$$b_i = b_0 \frac{Z_i}{Z_0} \quad (9)$$

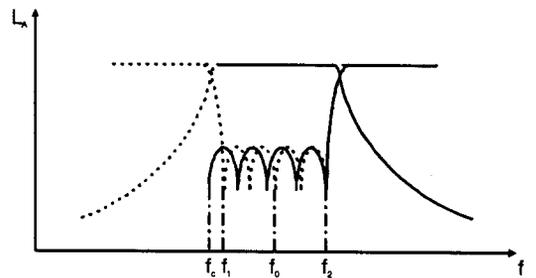


그림 4. 저역통과 특성의 설계

Fig. 4. Design of lowpass characteristics.

### 3-2 불연속 구조의 고차 모드 산란 특성을 고려한 설계

II절에서 살펴 본 바와 같이 불연속 구조에서의 전자계의 경계 조건을 만족시키기 위해서는 고차 모드의 존재가 요구된다. 도파관의 크기를 고차 모드가 그 차단주파수 아래에 존재하도록 만들어 주면, 다시 말해 감쇠모드가 되도록 만들어 주면 고차 모드는 불연속 구조의 주변에 머물게 되고 등가적으로 리액턴스 성분으로 모델링할 수 있다. 그림 5와 같이 등가 회로를 구성하면 전송선로 이론을 통해 불연속 구조가 여파기 특성에 미치는 영향을 고려할 수 있게 된다.

그림 5(a)의 고차 모드에 의한 리액턴스의 등가

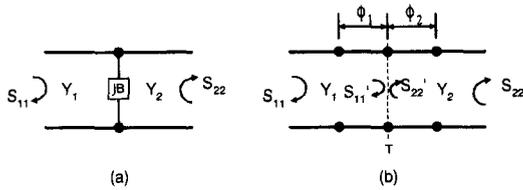


그림 5. 불연속면에서의 리액턴스 성분의 전송선로 등가 모델

Fig. 5. Transmission line equivalent model of reactance on a discontinuity.

회로는 다시 그림 5(b)와 같이  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  길이의 연결되는 도파관 전송선로로 등가시킬 수 있다.

또한 수치 해석에 의해 구해지는 불연속면의 산란계수  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 위상으로부터 불연속면의 리액턴스에 대한 등가 전송선로의 길이를 계산할 수 있다. 즉

$$\phi_1 = -\frac{1}{2} \angle S_{11} \quad (10)$$

$$\phi_2 = -\frac{1}{2} \angle S_{22} \quad (11)$$

이 된다.

따라서 불연속면에서 발생하는 고차 모드에 의한 리액턴스 성분의 크기가 전송선로의 특성 임피던스에 비해 상대적으로 작은 값일 때, 불연속면의 양쪽에 연결된 전송선로의 길이를  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  만큼 줄여 준다면 불연속 구조의 리액턴스 성분의 영향을 상쇄할 수 있게 된다. 그러나 이러한 길이 보상은 특정 주파수-일반적으로 중심주파수에서 수행하게 되므로 불연속 구조의 주파수 특성이 변화가 심한 경우에는 중심주파수 근방에서만 원하는 설계 특성을 얻을 수 있다.

그림 6(a)는 15.8 mm × 3.255 mm 도파관과 15.8 mm × 4.6 mm 도파관으로 이루어진 E면 계단형 불연속 구조의  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 특성으로 주파수에 대한 위상의 변화가 작아 길이 보상시 주로 전파상수에 의한 영향만 나타난다. 그림 6(b)은 15.8 mm ×

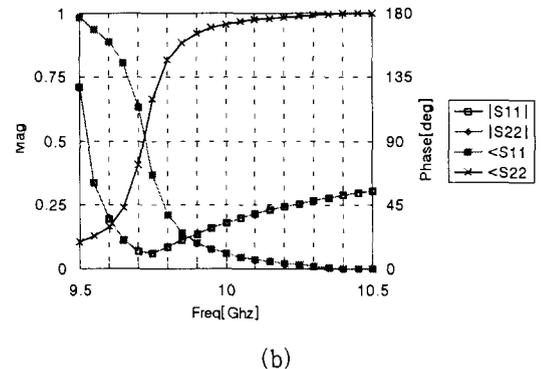
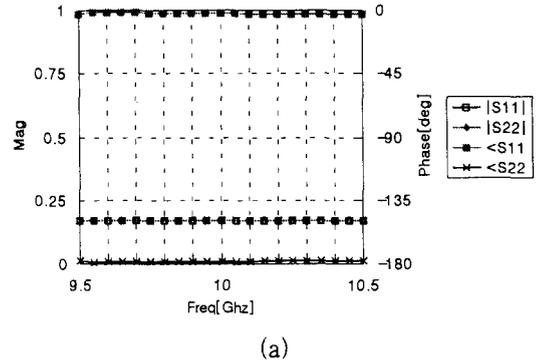


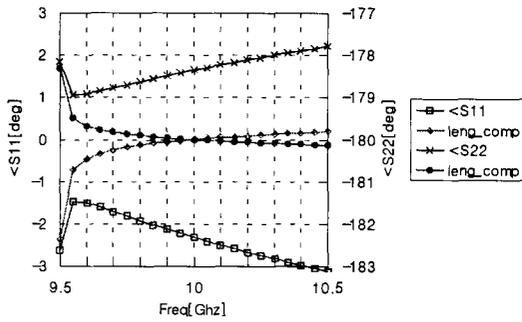
그림 6. 불연속면에서의  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  특성

(a) E면 불연속 (b) 이중 불연속

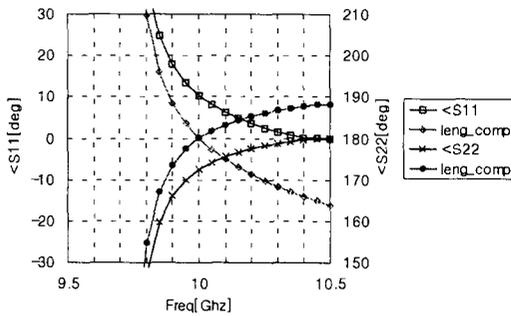
Fig. 6.  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  of discontinuity.

(a) E-plane step. (b) double-plane step.

3.255 mm 도파관과 22.86 mm × 10.16 mm 도파관으로 이루어진 이중 계단형 불연속 구조의  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 특성으로 주파수에 대한 위상의 변화가 커서 길이 보상시 전파상수와 반사계수 위상의 주파수 특성에 의한 영향이 모두 나타나게 된다. 그림 7(a)는 전파상수의 주파수에 대한 변화가 큰 도파관의 차단주파수 근방에서의 E면 계단형 불연속 구조에서의 길이 보상한 뒤의  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 위상 특성으로 고차 모드에 의한 리액턴스가 없는 결과인  $0^\circ$ ,  $180^\circ$ 에 근접함을 볼 수 있다. 그림 7(b)는 이중 계단형 불연속 구조의 결과로 작은 도파관의 차단주파수 근방에서 길이 보상한 뒤의  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 위상 특성으로 길이 보상을 수행한 특정 주파수에



(a)



(c)

그림 7. 길이 보상 후  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 위상

(a) E면 불연속 (b) 이중 불연속

Fig. 7. Phase of  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  after length compensation.

(a) E-plane step, (b) double-plane step.

서만 최저차 모드의 결과와 일치하고 있다.

IV. 설계 및 실험 결과

전체 여파기의 특성은 이중 계단형 불연속 구조를 모드 정합법을 이용하여 산란계수를 구한 뒤 각 단을 cascade로 연결하여 구하였다. 표 1의 사양을 갖는 도파관 대역통과 여파기를 그림 8과 같이 E면 대칭 구조로 설계하였다.

이중 계단형 불연속 구조의 입출력단을 X밴드 도파관 ( $a=22.8\text{ mm}$   $b=10.16\text{ mm}$ )으로 사용하고, 저역통과 특성을 갖는 corrugated 구조 도파관의 폭을 식 5에 의하여

$$a = \frac{c}{2} / f_c = 0.15 / 9.5 = 15.8\text{ mm} \quad (12)$$

와 같이 결정하였다. 여기서 도파관의 차단주파수  $f_c$ 를 9.5 GHz을 선택하였는데 이는 대역통과 특성에서 삽입손실이 -3 dB에 해당하는 주파수이다. 여파기 각 단의 높이와 spurious 특성을 고려하여 각 단의 길이를 5.3 mm를 택하여 식 6에 의해  $\theta_0$ 를

표 1. 소형 도파관 대역통과 여파기의 설계 사양

Table 1. Design specification of miniaturized waveguide BPF.

항 목	사 양
중심주파수 $f_0$	10.0 GHz
대역폭 $\Delta f$	800 MHz
리플 $\epsilon$	0.05 dB 이하
단수 $n$	7

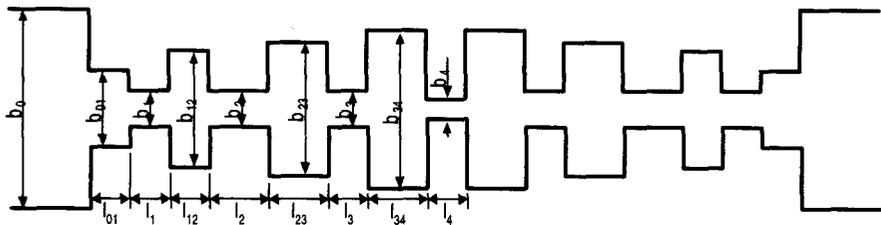


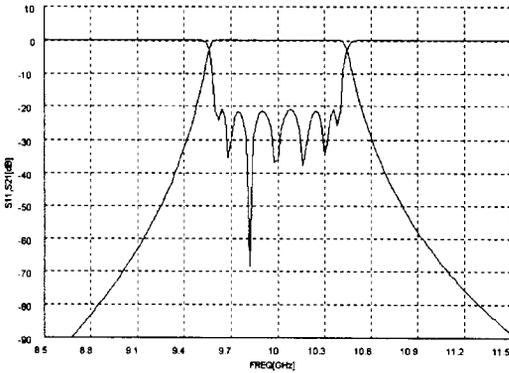
그림 8. E면 대칭 구조 여파기 단면

Fig. 8. The cross-section of E-plane symmetrical structure filter.

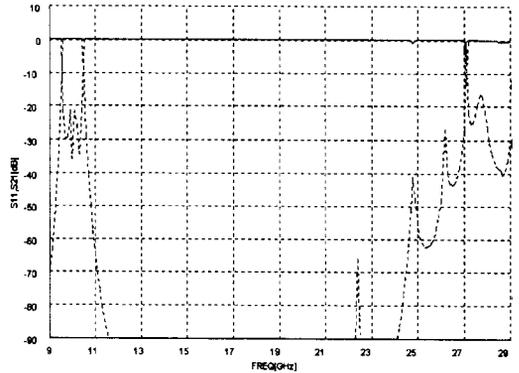
표 2. E면 대칭 구조의 7단 BPF의 설계 치수

Table 2. Dimension of 7th order BPF with E-plane symmetrical structure.

특성 임피던스		저역통과 결과		TE <sub>10</sub> 모드 결과		길이보상 결과		최적화 결과	
		b[mm]	l[mm]	b[mm]	l[mm]	b[mm]	l[mm]	b[mm]	l[mm]
Z <sub>0</sub>	1.00	3.70		10.16		10.16		10.16	
Z <sub>01</sub>	1.704	6.334	5.3	3.255	3.870	3.255	5.384	2.000	1.000
Z <sub>1</sub>	0.372	1.382	5.3	1.382	2.858	1.382	1.547	1.000	2.015
Z <sub>12</sub>	3.533	13.059	5.3	13.059	5.425	13.059	5.606	13.059	5.498
Z <sub>2</sub>	0.276	1.026	5.3	1.026	4.741	1.026	2.735	0.900	3.378
Z <sub>23</sub>	3.968	14.639	5.3	14.639	7.011	14.639	7.151	14.639	7.298
Z <sub>3</sub>	0.262	0.975	5.3	0.975	3.200	0.975	1.164	0.900	1.617
Z <sub>34</sub>	4.035	15.000	5.3	15.000	9.680	15.000	9.812	15.000	10.88
Z <sub>4</sub>	0.354	0.965	5.3	0.965	2.569	0.965	0.533	0.972	1.000



(a)



(b)

그림 9. 7단 대역통과 여파기의 설계 결과 (a) 최적화한 설계 결과 (b) spurious 특성

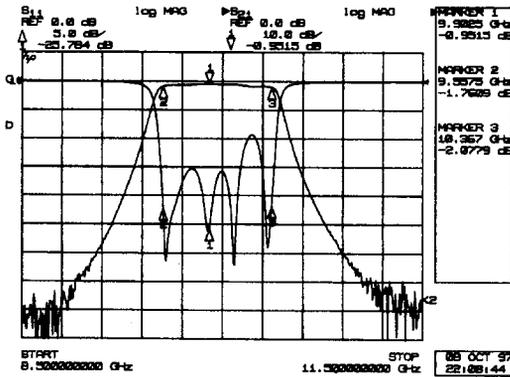
Fig. 9. Design results for 7th order BPF. (a) Optimized design result. (b) Spurious response.

결정하였다.

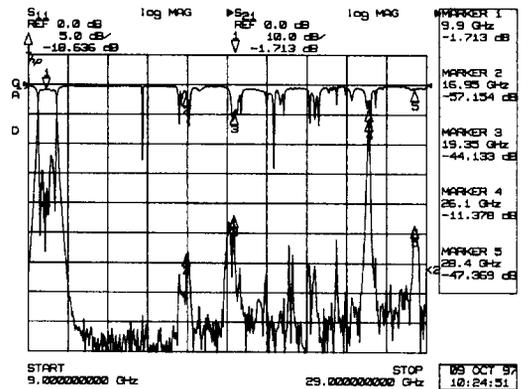
$$\theta_0 = 0.15\pi \text{ rad} \quad (13)$$

여파기 각 단의 특성 임피던스는 분포정수 원형 여파기로부터 구한다. 표 2는 특성 임피던스 및 설계 치수이다. 그림 9는 설계 결과이고 그림 10은 그 최종 설계에 대한 실험 결과이다. 제작된 여파

기는 그림 10(a)에서 보는 바와 같이 중심주파수가 30 MHz 이동하였고 대역폭이 40 MHz 증가하였다. 이 결과는 미세조정하지 않은 것으로, 30 MHz의 중심주파수 이동은 대략 0.06 mm 정도의 도파관 폭 증가 효과에 해당한다. 이것은 여파기의 corrugation 구조와 양쪽의 벽면을 결합하면서 나타나는 미세한 틈에 의한 것으로 보여진다. 여파기 치수에 민감한 특성을 보이는 S<sub>11</sub>이 설계값과 차이



(a)



(b)

그림 10. 7단 대역통과 여파기의 실험 결과. (a) 통과대역 특성 (b) spurious 특성

Fig. 10. Measured results for 7th order BPF. (a) Optimized design result. (b) Spurious response.

표 3. 도파관 대역통과 여파기의 크기 비교

Table 3. Size comparison of waveguide bandpass filters.

구조	중심주파수(GHz)	비대역폭(%)	전체 길이(mm)	단수
Fin-line <sup>[1]</sup>	15.0	3.0	100.2	3
	15.0	3.0	70.0	3
E-plane <sup>[3]</sup>	9.5	6.0	109.99	5
Ridge <sup>[2]</sup>	13.5	7.4	26.99	3
	12.0	8.4	53.05	5
본 논문	10.0	8.0	64.38	7

를 보이고 있는 것은 여파기 가공시의 허용오차가 누적된 것으로 보여진다. 또한 설계 및 실험 결과가 모두 우수한 spurious 특성을 보여주고 있다. 반파장 공진기를 이용한 여파기의 경우 중심주파수가 10 GHz일 때 첫 번째 spurious가 16 GHz 근방에서 나타나는데 비해, 그림 9(b)에서는 25 GHz, 그림 10(b)에서는 26 GHz 까지 spurious가 거의 나타나지 않고 있다. 두 그림에서 spurious 특성의 차이가 있는 것은 실제 실험에서 고차모드 사이의 coupling이 수치 해석상의 결과만큼 강하게 나타나지 않기 때문이라고 판단된다.

표 3은 몇 가지 도파관 대역통과 여파기의 크기

를 비교한 것이다. 본 논문의 여파기가 중심주파수와 단수를 고려한다면 반파장 공진기를 이용한 Fin-line 여파기나 E면 도체 삽입 여파기에 비해 상당히 작게 설계되었고 감쇠모드 여파기와도 견줄 만한 크기로 설계되었음을 볼 수 있다

## V. 결론

본 논문에서는 도파관 이중 계단형 불연속 구조를 모드 정합법을 이용하여 해석하고, corrugated 구조 도파관의 저역통과 특성과 이중 계단형 불연속 구조에서의 도파관 cut-off에 의한 고역통과 특

성을 결합하여 도파관 대역통과 여파기를 설계하였다.

이와 같이 설계된 대역통과 여파기는 구형 도파관을 사용하므로 리지 도파관이나 봉 등을 사용하는 감쇠모드 여파기, 원형 도파관을 이용하는 이중 모드 여파기에 비해 해석과 제작이 용이하고, 여파기 각 단의 길이를  $\lambda_g/4$  이하로 만들 수 있어 반파장 공진기를 이용한 H면이나 E면 불연속 구조의 여파기보다 그 크기를 상당히 줄일 수 있었다. 또한 본 논문의 여파기에서는 반파장 공진 주파수는 spurious 응답으로 나타나게 되는데, 여파기 각 단의 길이를 짧게 설계할수록 반파장 공진 주파수를 높은 쪽으로 보낼 수 있어 우수한 spurious 특성을 얻을 수 있다. 그러나 일정한 대역폭을 유지하면서 길이를 짧게 하기 위해서는 corrugated 구조의 불연속 정도가 커져야 하고 이는 삽입손실을 증가시킨다. 따라서 길이와 삽입손실, spurious 특성 사이의 관계를 잘 고려하여 원하는 여파기 설계 특성을 얻어야 하겠다.

### 참 고 문 헌

- [1] F. Arndt, J. Boremann, D. Grauerholz, and R. Vahldieck, "Theory and design of low-insertion loss fin-line filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 155-162, Feb., 1982.
- [2] Y. Shih, "Design of waveguide E-plane filters with all-metal inserts," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 695-704, Jul., 1984.
- [3] V. Postoyalko and D. S. Budimir, "Design of waveguide E-plane filters with all-metal inserts by equal ripple optimization," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, pp. 217-222, Feb., 1994.
- [4] G. F. Craven and C. K. Mok, "The design of waveguide evanescent mode waveguide bandpass filters for a prescribed insertion loss characteristics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 295-308, March, 1971.
- [5] J. Boremann and F. Arndt, "Transverse resonance, standing wave, and resonator formulations of the ridge waveguide eigenvalue problem and its application to the design of E-plane finned waveguide filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 1104-1113, Aug., 1990.
- [6] A. E. Atia, A. E. Williams and A. E. Newcomb, "Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis," *IEEE Trans. Circuit and Systems*, vol. CAS-21, pp. 649-655, Sep., 1974.
- [7] R. J. Cameron and J. D. Rhodes, "Asymmetric realizations for dual mode bandpass filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 51-58, Jan., 1981.
- [8] C. Kudsia, R. Cameron and W. C. Tang, "Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 1133-1149, April, 1992.
- [9] S. B. Cohn, "Direct coupled cavity filters," *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 187-196, Feb., 1957.
- [10] 성규제, 박정호, 윤상원, 장익수, "소형 도파관 대역통과 여파기의 CAD 설계," 대한전자공학회 논문지, 제34권 D편, pp. 711-716, 1997.
- [11] R. Levy, "Tables of element values for the distributed low-pass prototype filter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13, pp. 514-523, Sep., 1965.
- [12] J. D. Rhodes, "Design formulas for stepped impedance distributed and digital wave ma-

ximally flat and Chebyshev low-pass prototype filters," *IEEE Trans., Circuit and Systems*, vol. CAS-22, pp. 866-874, Nov., 1975.

[13] P. A. Rizzi, *Microwave Engineering - Passive Circuits*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988, pp. 226-228.

성 규 제



1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)

1988년 2월: 서강대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1988년 3월~1993년 7월: 국방과학연구소 연구원

1998년 2월: 서강대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1998년 3월~현재: 국립한경대학교 전자공학과 전임강사  
[주 관심분야] 마이크로 펄드해석 및 여파기 설계.

윤 상 원

1954년 11월 9일 생

1977년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)

1979년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1984년 5월: 미국 University of Texas at Austin 전기공학과(공학박사)

1984년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로 설계 등.