

# 誘電體 導波管 帶域通過 필터에 관한 研究

## (A Study of Dielectric Waveguide Bandpass Filter)

朴 東 徹\*

(Dong Chul Park)

### 要 約

Image guide에 주기적인 홈을 파서 유전체 도파관 격자가 제작될 수 있다. 이러한 격자들은 동일한 선로 길이를 갖는 전송선 회로로 모델링될 수 있다. 결합된 격자들을 이용한 유전체 도파관 대역통과 필터의 설계 방법이 설명되어 있다. 실험치와 이론치가 잘 일치하는 것을 볼 수 있다.

### Abstract

Dielectric waveguide gratings of the image-guide type can be made by periodically cutting notches on the sides or in the top is the image guide. In this paper modeling of gratings using a transmission-line equivalent circuit with equal line length is discussed, and systematic design procedure of dielectric-waveguide bandpass filter using coupled gratings is presented. It is shown that experimental result is in excellent agreement with the computed response.

### I. 序 論

밀리미터파 영역의 시스템 응용에 대한 관심이 증가함에 따라서 밀리미터파 전송선으로 이용될 수 있는 유전체 도파관에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 여러 가지 형태의 유전체 도파관 중에서 그림 1에 있는 image guide에 대한 연구가 밀리미터파 집적회로와 관련되어 광범위하게 진행 중이다. Image guide는 수동 집적회로 뿐만 아니라 능동 집적회로에도 적합하다. 접지판은 유전체봉을 지지해주고, 방열판 역할을 하며, 능동 소자에 DC bias를 가해 주기 위한 전극도 된다.

Image guide 형태를 갖는 유전체 도파관 격자는 접지판 위의 유전체봉에 홈을 주기적으로 깎아서 만들 수 있다. 본 논문에서는 위 격자들을 이용한 유전체 도파관 대역통과 필터를 설계하는 방법을 보여주고 또한 설

계된 필터의 이론적 응답과 실제 제작된 필터의 실험 결과를 비교 제시하였다.

### II. 유전체 도파관 격자의 모델링

유전체 도파관 격자를 이용한 각종 필터를 설계하기 위하여는 먼저 격자를 특징지을 수 있는 간단하고 정확한 방법의 도입이 필요하다. 본 연구의 격자는 그림 2(a)에 보여진대로 유전체 옆에 주기적인 홈을 파서 제작되었고 이 격자는 그림 2(b)에 보여진대로 같은 선로 길이를 갖는 전송선으로 모델링될 수 있다.<sup>1)</sup>

그림 2(b)에서  $Z_0$ 는 홈이 파이지 않은 부분의 등가 임피던스이고  $Z_1$ 은 홈이 파인 부분의 임피던스이다. (여기서 등가 임피던스는 유전체 도파관의 파동 혹은 특성 임피던스 자체가 아니라 유전체 도파관 격자의 모델인 등가 전송선에서의 특성임피던스이다. 이 등가 임피던스들의 비는 실제 격자의 손실 측정에서 구해지므로 격자의 불연속 효과도 포함하고 있다.) 해석 및 설계를 위해 필요한 파라미터는 두 임피던스의 비인  $r$ 로

\*正會員, 忠南大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Chungnam National Univ.)  
接受日字: 1985年 10月 13日

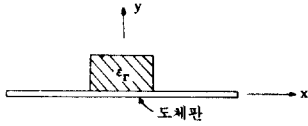


그림 1. 이미지 가이드  
Fig. 1. Image guide.

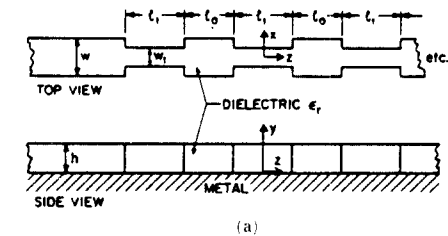
$$r = Z_1/Z_0 > 1$$

$$= 2n \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 - T}}{1 - \sqrt{1 - T}}} \quad (1)$$

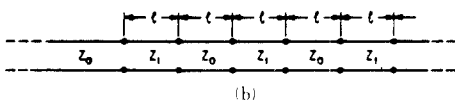
로 나타내지며

$$T = \text{antilog}_{10} \left( \frac{-A_{\text{max}}}{10} \right),$$

$A_{\text{max}}$ 는 저지대역 중심에서 측정된 dB 손실, 그리고  $n$ 은  $Z_1$  section의 갯수이다. (본 연구에서는 E<sub>g</sub>모드를 격자에 여기시켜서  $A_{\text{max}}$ 를 측정하였음.)



(a)



(b)

그림 2. (a) 유전체 도파관 격자 (b) 격자의 등가 회로  
Fig. 2. (a) ADW grating. (b) A grating equivalent circuit.

그림 2 (a)에 있는 격자의 저지대역 중앙에서의 명목상의 반사점은 격자 첫 홈의 불연속점이 아니라 첫 불연속점으로부터 어떤 거리  $d$ 만큼 떨어진 곳이라고 알려져 있다.<sup>12</sup> 설계 목적을 위해 이 거리  $d$ 를 모델의 임피던스비  $r$ 과 연결지우자. 그림 2 (b)에 있는 격자 모델의 susceptance slope parameter<sup>13</sup>와 길이  $d$ , 특성 임피던스  $Z_0$ 인 끝이 개방된 전송선의 susceptance slope parameter를 각각 구해 두 파라미터를 같게 놓자. Susceptance slope parameter  $\mathcal{L}$ 는

$$\mathcal{L} = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB}{dW} \Big|_{\omega = \omega_0}$$

로 정의되며  $\omega_0$ 는 중심 각 주파수,  $B$ 는 회로의 suscep-

tance이다. 편의상

$$d = m_d \frac{\lambda_g}{2} \quad (2)$$

로 놓자. 여기서  $\lambda_g$ 는 저지대역 중심 주파수에서의 파장이고  $m_d$ 는 상수이다. 계산 결과  $m_d$ 와  $r$ 의 관계는

$$m_d = \frac{1}{2(r-1)} \quad (3)$$

이었다. 식(2)와 (3)에서  $d$ 와  $r$ 과의 관계도 알 수 있다.

### III. 결합된 공진기를 이용한 대역통과 필터

두개의 공진기가 결합된 대역통과 필터의 예가 그림 3에 있다. 격자  $G$ 와  $G_{01}$ , 그리고  $G$ 와  $G_{23}$ 가 각각의 공진기를 형성하고 있다. 격자에서 홈이 파인 부분과 홈이 파이지 않은 부분은 Bragg 조건을 만족시키도록 저지대역의 중앙에서 각각 약  $\lambda_g/4$ 이고 격자  $G_{01}$ 의 마지막 홈과 격자  $G$ 의 첫 홈과의 사이에  $\lambda_g/2$ 의 홈이 파이지 않은 부분이 있도록하여 Fabry-Perot형의 공진기를 제작하였다. 마찬가지로 격자  $G_{23}$ 와  $G$ 도 공진기를 형성하고 있다.

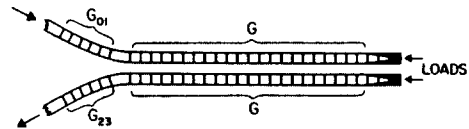


그림 3. 두개의 공진기를 갖는 대역통과 필터  
Fig. 3. A two-resonator bandpass filter bandpass.

그림 3에 있는 필터의 대역통과 특성은 다음과 같이 설명될 수 있다. 격자가 저지대역에 있을 때 위 도파관으로 들어가는 전력은 아래 도파관으로 나오게 되어 전체적으로 통과대역을 형성하게 되고 격자가 통과대역에 있을 때는 전력은 양 도파관의 끝에 있는 부하에 흡수되어 전체적으로 저지대역을 형성하게 된다. 격자  $G_{01}$ 과  $G_{23}$ 는 서로 결합되지 않아야 저지대역의 특성을 좋게 할 수 있는데 이는 입출력 도파관이 결합된다면 아래 격자  $G$ 의 첫 홈의 불연속 때문에 격자의 통과대역에서 전력이 부하로 흡수되지 않고 일부가 첫 홈에서 반사되어 출력 도파관으로 나오기 때문이다. 격자  $G_{01}$ 과  $G_{23}$ 의 주된 기능은 공진기에서 보는 입출력 도파관 쪽의 loading을 조절하는 것이다.

### IV. 필터의 설계

일반적으로 Chebyshev 응답을 갖는 결합 공진기 대역통과 필터는 Chebyshev 저역통과 prototype 필터의

소자의 값 등으로 부터 설계될 수 있다.<sup>13</sup> 그림 4는 중심 주파수  $f_0$  근처에서 그림 3에 있는 대역통과 필터의 등가회로이다.

위 회로에서  $\epsilon_{c01}, \epsilon_c, \epsilon_{c23}, \epsilon_1, \epsilon_2$ 는 susceptance slope parameter,  $J_{01}, J_{12}, J_{23}$ 는 admittance inverter parameter, 그리고  $Y_0$ 는 입출력 도파관의 특성 어드미턴스를 나타낸다.  $\epsilon_{c01}$ 부터 왼쪽의 회로는 격자  $G_{01}$ 과 입력 도파관을, 그리고  $\epsilon_c$ 부터 오른쪽의 회로는 격자  $G_{23}$ 와 출력 도파관을 나타내며,  $\epsilon_c$ 는 격자  $G$  및  $\lambda_g/2$  영역을 포함한 susceptance slope parameter이다. 그래서

$$\epsilon_c = (m_a + 1) \frac{\pi}{2} Y_0 \quad (4)$$

로 나타내지고 여기서  $m_a$ 는 (3)식에서 구해진다. 또  $\epsilon_{c01}$ 은<sup>14</sup>

$$\epsilon_{c01} = \frac{\pi \left[ 1 - \left( \frac{1}{r} \right)^{2N_{01}} \right] \left[ \left( 1 + \frac{1}{r} \right) - (1+r) \left( \frac{1}{r} \right)^{2N_{01}} \right]}{4 \left( r - \frac{1}{r} \right)} Y_0 \quad (5)$$

이고  $N_{01}$ 은 격자  $G_{01}$ 의 홈의 갯수이고  $r$ 은 (1)식에서 정의된 등가 임피던스비이다.  $\epsilon_1$ 은

$$\epsilon_1 = \epsilon_{c01} + \epsilon_c \quad (6)$$

이고  $J_{01}/Y_0$ 는<sup>14</sup>

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{(b_1/Y_0)w}{g_0g_1\omega'}} = \left( \frac{1}{r} \right) N_{01} \quad (7)$$

으로 나타내진다. (7)식에서  $g_0, g_1$ 은 저역통과 prototype 필터의 소자값,  $\omega'$ 은 위 prototype의 bandedge 각주파수, 그리고  $w$ 는 설계하고자 하는 대역통과 필터의 fractional bandwidth이다. (4), (5), (6), (7)식을 이용하여 주어진  $r$ 에 대한  $N_{01}$ , 즉 격자  $G_{01}$ 의 홈의 갯수, 를 구할 수 있다.

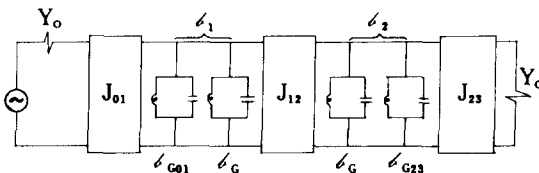


그림 4.  $f_0$  근처에서의 그림 3에 있는 필터에 대한 등가회로

Fig. 4. An equivalent circuit for the filter in Fig.3 for frequencies near  $f_0$ .

다음으로 구해야 할 것이 격자  $G$ 간의 결합량이다. 결합량은 odd mode와 even mode의 속도비  $V_o/V_e$ 와 관련시킬 수 있으므로 inverter parameter  $J_{12}$ 와

$V_o/V_e$ 를 관련시키면

$$\frac{J_{12}}{Y_0} = \frac{w}{\omega'_1} \sqrt{\frac{(b_1/Y_0)(b_2/Y_0)}{g_1g_2}} \quad (8)$$

이고 본 논문의 경우  $\epsilon_1 = \epsilon_2$ 이다.  $\lambda_g/2$  영역의 중앙 부분부터 격자  $G$ 의 끝까지 결합이 된다고 생각하고 결합된 격자 문제를 결합된 전송선 문제로 변환시켜 계산해보면

$$\frac{J_{12}}{Y_0} = \tan\left(\frac{(\beta_e - \beta_o)l_c}{2}\right) \quad (9)$$

로 나타내지고  $\beta_e, \beta_o$ 는 각각 even mode와 odd mode의 위상 상수이고  $l_c$ 는 전송선의 결합 길이로

$$l_c = (m_a + \frac{1}{2}) \frac{\lambda_g}{2} \quad (10)$$

나타내진다.  $\lambda_g$ 를  $\beta_e$ 와  $\beta_o$ 로 나타내면

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta_{eff}} = \frac{2\pi}{(\beta_e + \beta_o)/2} \quad (11)$$

으로 되고 또한

$$\frac{\beta_e}{\beta_o} = \frac{V_o}{V_e} \quad (12)$$

이 성립하므로 (11), (12), (8)식을 (9)식에 대입하면

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{1+A}{1-A} \quad (13)$$

를 얻고 여기서

$$A = \frac{J_{12}/Y_0}{\pi \left( m_a + \frac{1}{2} \right)} \quad (15)$$

이다. 그러므로 (8)식에서  $J_{12}/Y_0$ 가 구해지면 (13), (14)식에서 이  $J_{12}/Y_0$ 에 대한  $V_o/V_e$ 가 구해진다.

### V. 필터 특성의 계산치 및 실험치

분산을 고려치 않은 fractional bandwidth가 1.1%, 리플 크기 0.5dB의 Chebyshev 응답을 갖는 필터를 격자 임피던스비  $r = 1.07$ 을 이용해 앞절에서 유도된 식들을 이용해 설계한 결과  $N_{01} = 13, V_o/V_e = 1.02$ 를 얻었다. 즉 격자  $G_{01}$ 과  $G_{23}$ 는 13개의  $r = 1.07$ 인 홈이 필요하고 격자  $G$ 간의 간격은  $V_o/V_e = 1.02$ 가 되도록 맞추어 주어야 한다. 격자  $G$ 는 47개의  $Z_0, Z_1$  section으로 그리고 그뒤의 부하는 21개의 점진적으로 증가되는 손실을 갖는  $Z_0, Z_1$  section으로 simulate 하였다. 결합되지 않은 격자  $G_{01}, G_{23}$ 에 대해서는  $V_o/V_e = 1$ 로 놓고 결합된  $G$ 는  $V_o/V_e = 1.02$ 로 놓아 ABCD 행렬을 이용하여 구한 이론치가 그림 5에 점선으로 나타나 있다. 물론 이 이론치는 TEM 전송선 모델로부터 얻어진 결과에 유전체 도파관의 분산 결과를 실효유전상수(Effective Dielectric Constant) 방법<sup>15</sup>을 이용 계산하여 보상해 준 것이다. 또한 이론치

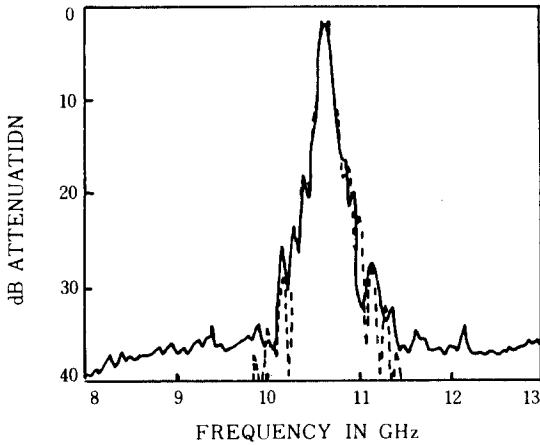


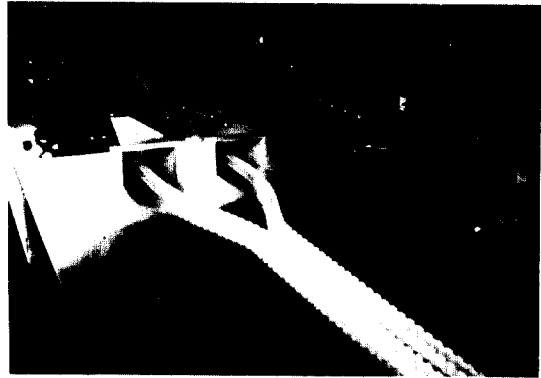
그림 5. 실선은 그림 3에 있는 필터의 측정치를 보여 주고 점선은 이론치를 보여준다  
 Fig. 5. The solid line shows a measured response for a filter as shown in Fig.3, while the dashed line shows a computed response.

의 수평축은 정규화 주파수(normalized frequency)축인데 정규화 주파수 1이 측정치의 중심 주파수와 일치하도록 하여 이론치를 나타냈다. (격자의 불연속 효과를 고려치 않고 실효유전상수 방법을 이용해 계산된 이론적 중심 주파수와 실제 측정된 중심 주파수와의 약 1.9%의 오차가 있음.)

그림 3과 같은 대역통과 필터를  $\epsilon_r=2.55$ 인 Rexolite 1422 유전체를 사용 제작하였다. 격자의 크기는  $w=1.27\text{cm}$ ,  $h=1.016\text{cm}$ ,  $w_1/w=0.625$ ,  $l_0=0.528\text{cm}$ , 그리고  $l_1=0.577\text{cm}$ 이었다. ( $w, h$ 등은 그림 2(a)에 표시되어 있음.) 이 격자의 임피던스비는  $r=1.07$ 이고  $V_0/V_e=1.02$ 를 위한 격자 G간의 간격은 실험적으로  $1.14\text{cm}$ 이었다. 제작된 필터를 E<sub>11</sub>모드로 여기시켜 transducer loss를 측정한 결과가 그림 5에 실선으로 나타나 있다. 모델을 이용해 쉽게 계산된 이론치와 실험치가 잘 일치하고 있음이 그림 5에서 확인 될 수 있다. 사진 1은 격자와 측정 장치등을 보여주고 있다.

VI. 結 論

유전체 도파관 격자를 이용한 대역통과 필터의 설계 방법을 제시하였으며 이론치와 실험치가 잘 일치하는 것을 확인하였다. 여기서와 같이 결합된 공진기



사 진 1. 실험 장치  
 Photo 1. Experimental set-up.

를 이용한 필터 구조로 Chebyshev, maximally flat, 혹은 다른 특성을 갖도록 할 수 있다.

參 考 文 獻

- [1] G.L. Matthaei, D.C. Park, Y.M. Kim, and D.L. Johnson, "A study of the filter properties of single and parallel-coupled dielectric-waveguide gratings," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 825-835, Oct. 1983.
- [2] G.L. Matthaei, B.P. O'Shaughnessy, and F. Barman, "Relations for analysis and design of surface-wave resonators," *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. SU-23, pp. 99-107, Mar. 1976.
- [3] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, New York, 1964 : Artech House, Dedham, MA. 1980.
- [4] G.L. Matthaei, E.B. Savage, and F. Barman, "Synthesis of acoustic-surface-wave-resonator filters using any of various coupling mechanisms," *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. SU-25, pp. 72-84, Mar. 1978.
- [5] W.V. McLevige, T. Itoh, and R. Mittra, "New waveguide structures for millimeter-wave and optical integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 788-794, Oct. 1975. \*