

論文94-31A-1-5

## 도파관 H-면 계단형 불연속 구조를 이용한 대역통과 여파기의 설계

### (Design of Waveguide Bandpass Filters Using H-plane Step Discontinuities)

南秀鉉\*, 金根永\*, 尹相元\*, 安哲\*

(S.H. Nam, K.Y. Kim, S.W. Yun and C. Ann)

#### 要約

본 논문에서는 도파관 H-면 계단형 불연속 구조를 이용하여 종래의 등가회로에 의한 합성방법 대신 전자파 해석을 통하여 대역통과 여파기를 최적화 설계하였다. 먼저 계단형 불연속 구조를 모드정합법을 이용하여 일반화된 산란계수를 구하였고, 이를 공진기의 산란계수와 함께 사용하여 불연속 구조 치수 및 공진기의 길이를 최적화 하는 방법으로 대역통과 여파기를 설계하였다. Bandler에 의해 제시된 modified Razor search 방법을 이용하여 X-Band(중심주파수 10GHz)와 Ka-Band(중심주파수 35GHz)에서 설계하고 제작하여 측정된 결과 이론치에 접근하는 특성을 얻었다.

#### ABSTRACT

In this paper, waveguide bandpass filters using H-plane step discontinuities are designed based on the field theory analysis and optimization of the resonator lengths as well as dimensions of discontinuities, instead of the conventional synthesis method based on the equivalent circuit. The waveguide inductive obstacles introduced by H-plane step discontinuities analyzed using mode-matching method and the generalized scattering parameters are derived. Using the derived scattering parameters of the discontinuities as well as those of resonators, waveguide bandpass filters are designed through optimization method, modified Razor search method proposed by J.H. Bandler. Using this design procedures, waveguide bandpass filters are designed and tested at X-band(center frequency 10GHz) as well as Ka-band(center frequency 35GHz).

#### I. 서론

\* 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Engin., Sogang Univ.)

※ 본 연구는 1992년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 자유공모과제 학술조성연구비에 의하여 연구되었음.

接受日字 : 1993年 9月 9日

도파관 H-면의 계단형 불연속과 같은 Inductive Obstacle의 등가회로 및 등가회로 소자값은  $TE_{10}$  모드만이 전파되는 경우 Marcuvitz [1] 에 의해 제시되었다. 그러나, 이 결과들은 obstacle이 도파관의 중앙 또는 가장자리에 위치하는 경우에만 적용할 수 있으며,

고차모드의 영향이 Obstacle의 특성을 구하는 데만 적용되어 공진기의 특성에는 영향을 미치지 않는다는 가정하에 유도되었다. 따라서, 본 논문에서는 도파관 내 임의의 위치에 있는 H-면 계단형 불연속 구조를 두 개의 계단형 H-면 불연속이 감쇄파만이 존재하는 도파관으로 연결된 구조로 보고, 불연속 면에서 모드 정합법을 적용시켜 고차모드의 산란 계수가 포함된 일반화된 산란 계수를 유도한 뒤 이를 Cascade로 연결하여 여파기의 산란 계수를 구하였다. 유도된 일반화된 산란 계수중 TE<sub>10</sub> 모드만의 산란계수를 이용하여 등가회로의 소자값을 구하여 [1]에 제시된 결과와 비교하였으며, 일반화된 산란계수를 이용하여 X-Band 및 Ka-Band에서 대역통과 여파기를 설계하였다. 이때 도파관 불연속에 의한 인버터의 크기 및 위상이 주파수 의존성을 가지므로, 원하는 통과대역 및 저지대역에서 원하는 주파수 특성을 얻기 위해서 J. H. Bandler [2]가 제시한 Razor Search 방법을 수정하여 최적화 설계하였다.

II. 불연속의 해석

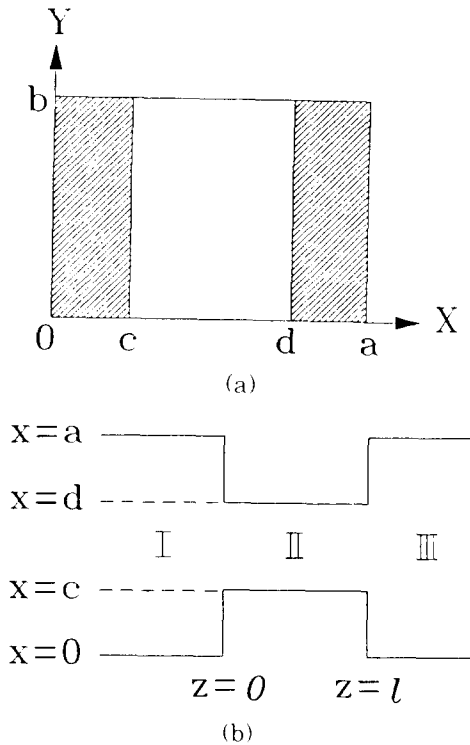


그림 1. 도파관 H-면 계단형 불연속 구조  
(a) 정면도 (b) 평면도

Fig. 1. Waveguide H-plane step discontinuity.  
(a) front view, (b) top view.

도파관 H-면 계단형 구조는 그림 1과 같으며, 불연속을 해석하기 위하여 세 영역으로 나누어서 생각한다. 영역 I에서 주 모드인 TE<sub>10</sub> 모드가 입사하는 경우, x방향의 불연속으로 인하여 TE<sub>m0</sub> 모드가 발생한다. 따라서, 각 영역에서 전개 E<sub>y</sub>에 비례하는 n 번째 도파관 모드의 스칼라 전위를 영역 I(또는 III)에서  $\varphi_n$ , 영역 II에서  $\varphi_n(n=1,2,3,\dots)$ 이라 하면, 도파관 각 영역의 단면에서 전자계는 다음과 같이 나타낼 수 있다. <sup>1</sup> 영역 I에서는

$$\begin{aligned} E_{x,1} &= \varphi_1 + \sum_n B_n \varphi_n \exp(\gamma_n z) \\ H_{x,1} &= Y_1 \varphi_1 + \sum_n B_n Y_n \varphi_n \exp(\gamma_n z) \end{aligned} \quad (1-1)$$

이며, 여기서  $\varphi_n$ 은

$$\varphi_n = \sqrt{\frac{2}{a}} \sin \frac{n\pi}{a} x$$

이며, 영역 II에서는

$$\begin{aligned} E_{x,2} &= \sum_n C_n \varphi'_n \exp(-\gamma'_n z) + \sum_n D_n \varphi'_n \exp(\gamma'_n z) \\ H_{x,2} &= \sum_n C_n Y'_n \varphi'_n \exp(-\gamma'_n z) - \sum_n D_n Y'_n \varphi'_n \exp(\gamma'_n z) \end{aligned} \quad (1-2)$$

이고,  $\varphi'_n$ 은

$$\varphi'_n = \sqrt{\frac{2}{d-c}} \sin \frac{n\pi}{d-c} x$$

이며, 영역 III에서는

$$\begin{aligned} E_{x,3} &= \sum_n E_n \varphi_n \exp(-\gamma_n z) \\ H_{x,3} &= \sum_n E_n Y_n \varphi_n \exp(-\gamma_n z) \end{aligned} \quad (1-3)$$

으로 표시된다. 여기서, B<sub>n</sub>, C<sub>n</sub>, D<sub>n</sub> 및 E<sub>n</sub>은 n번째 모드의 계수를 나타내는 미지의 상수이며, Y<sub>n</sub>과 Y'<sub>n</sub>은 각 영역에서의 파동 어드미턴스,  $\gamma_n$ 과  $\gamma'_n$ 은 각 영역에서의 전파상수를 나타낸다.

이제 z=0, l에서 정합조건을 적용하여 정리하면, 영역 I과 영역 II사이의 개구면, z=0, c ≤ x ≤ d, 0 ≤ y ≤ b에서,

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \sum_n B_n \varphi_n = \sum_n C_n \varphi'_n + \sum_n D_n \varphi'_n \\ Y_1 \varphi_1 - \sum_n B_n Y_n \varphi_n &= \sum_n C_n Y'_n \varphi'_n - \sum_n D_n Y'_n \varphi'_n \end{aligned} \quad (2-1)$$

영역 I의 도체면, z=0, 0 ≤ x ≤ c, d ≤ x ≤ a, 0 ≤ y ≤ b에서

$$\varphi_1 + \sum_n B_n \varphi_n = 0 \quad (2-2)$$

그리고, 영역 II와 영역 III 사이의 개구면  $z = l$ ,  $c \leq x \leq d$ ,  $0 \leq y \leq b$ 에서,

$$\sum_n C_n \phi'_n \exp(-\gamma_n l) + \sum_n D_n \phi'_n \exp(\gamma_n l) = \sum_n E_n \phi_n \exp(-\gamma_n l)$$

$$\sum_n C_n Y'_n \phi'_n \exp(-\gamma_n l) - \sum_n D_n Y'_n \phi'_n \exp(\gamma_n l) = \sum_n E_n Y_n \phi_n \exp(-\gamma_n l) \quad (2-3)$$

영역 III의 도체면,  $z = l$ ,  $0 \leq x \leq c$ ,  $d \leq x \leq a$ ,  $0 \leq y \leq b$ 에서

$$\sum_n E_n \phi_n \exp(-\gamma_n l) = 0 \quad (2-4)$$

이 유도된다. 위 식에 영역 II에서의  $\phi_k (k=1, 2, \dots)$ 로 내적하고, 모드의 정규직교성을 이용하여 간략화한 뒤 정리하면,  $c \leq x \leq d$ ,  $0 \leq y \leq b$ 에서

$$p_{1k} + \sum_n B_n p_{nk} = \sum_n C_n q_{nk} + \sum_n D_n q_{nk} \quad (3-1)$$

$$Y_1 p_{1k} + \sum_n B_n Y_n p_{nk} = \sum_n C_n Y'_n q_{nk} + \sum_n D_n Y'_n q_{nk} \quad (3-2)$$

$$\sum_n C_n q_{nk} \exp(-\gamma_n l) + \sum_n D_n q_{nk} \exp(\gamma_n l) = \sum_n E_n p_{nk} \exp(-\gamma_n l) \quad (3-3)$$

$$\sum_n C_n Y'_n q_{nk} \exp(-\gamma_n l) - \sum_n D_n Y'_n q_{nk} \exp(\gamma_n l) = \sum_n E_n Y_n p_{nk} \exp(-\gamma_n l) \quad (3-4)$$

이고,  $0 \leq x \leq c$ ,  $0 \leq y \leq b$ 에서

$$r_{1k} + \sum_n B_n r_{nk} = 0$$

$$\sum_n E_n Y_n r_{nk} \exp(-\gamma_n l) = 0 \quad (3-5)$$

이고,  $d \leq x \leq a$ ,  $0 \leq y \leq b$ 에서

$$t_{1k} + \sum_n B_n t_{nk} = 0$$

$$\sum_n E_n Y_n t_{nk} \exp(-\gamma_n l) = 0 \quad (3-6)$$

이 되며, 여기서

$$p_{nk} = \langle \phi_n, \phi'_k \rangle = \iint \phi_n \cdot \phi'_k dx dy \quad (4-1)$$

$$q_{nk} = \langle \phi'_n, \phi'_k \rangle = \iint \phi'_n \cdot \phi'_k dx dy \quad (4-2)$$

$$r_{nk} = \langle \phi_n, \phi''_k \rangle = \iint \phi_n \cdot \phi''_k dx dy \quad (4-3)$$

$$t_{nk} = \langle \phi_n, \phi'_k \rangle = \iint \phi_n \cdot \phi'_k dx dy \quad (4-4)$$

$$\phi''_k = \sqrt{\frac{2}{d-a}} \sin \frac{n\pi}{d-a} x$$

$$\phi'_k = \sqrt{\frac{2}{c}} \sin \frac{n\pi}{c} x$$

이다. 두 영역의 경계면인 개구면과 도체면에서의 방정식을 조합하여  $C_n$ 과  $D_n$ 을 소거하고 모드의 개수를  $N$ 으로 제한하면, 반사파의 진폭  $B_n$ 과 투과파의 진폭  $E_n$ 에 대한 행렬방정식을 아래와 같이 유도할 수 있

다.

$$\begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_n \\ \vdots \\ E_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 유도되는  $B_n$ 과  $E_n$ 으로부터 각각 TE<sub>10</sub>모드가 입사할 때 산란되는 각 모드의 일반화 된 산란계수  $S_{11}(n, 1)$ 과  $S_{21}(n, 1)$ 을 구하면,

$$S_{11}(n, 1) = \sqrt{\frac{Y_{n0}}{Y_{10}}} B_n, \quad S_{21}(n, 1) = \sqrt{\frac{Y_{n0}}{Y_{10}}} E_n \quad (6)$$

이다.<sup>[4]</sup> 따라서, 입사 전자파가 TE<sub>m0</sub>의 고차모드를 포함하는 경우에도 같은 방법으로 유도하여  $S_{11}(n, m)$ 과  $S_{21}(n, m)$ 을 구할 수 있다. 또한, 고차 모드는 멀리 전파되지 못하므로, 그림 1(b)의 평면도에서 불연속 양쪽으로 무한하다고 가정하고, 주 모드만의 산란 계수  $S_{11}(1, 1)$ 과  $S_{21}(1, 1)$ 만을 고려한다면, 그림 1의 계단형 불연속 구조는 그림 2와 같은 집중소자  $\pi$  등가회로가 되며, 등가회로의 소자 값  $Y_s$ 와  $Y_p$ 를 구할 수 있다.

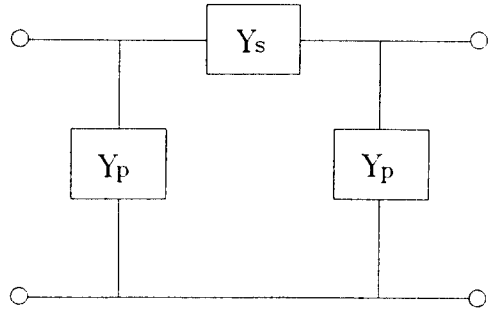


그림 2. 그림1의 집중소자 등가회로

Fig. 2. Lumped element equivalent circuit of Fig. 1.

즉,

$$Y_s = \frac{2S_{21}(1, 1)}{[1 + S_{11}(1, 1)]^2 - S_{21}(1, 1)^2} = jB_s \quad (7-1)$$

$$Y_p = \frac{1 - S_{11}(1, 1) - S_{21}(1, 1)}{1 + S_{11}(1, 1) + S_{21}(1, 1)} = jB_p \quad (7-2)$$

이다. 이 등가회로는 여파기 설계시 J-인버터로 사용할 수 있으므로, J-인버터의 크기와 위상은 아래 식을 이용하여 구할 수 있다.<sup>[5]</sup>

$$J = Y_0 \left| \tan \left( \frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \frac{B_p}{Y_0} \right) \right| \quad (8-1)$$

$$\phi = -\tan^{-1} \left( \frac{2B_s}{Y_0} + \frac{B_p}{Y_0} \right) - \tan^{-1} \frac{B_p}{Y_0} \quad (8-2)$$

Ⅲ. 여파기의 최적화 설계

도파관 대역통과 여파기 설계시 불연속에 의한 인버터 특성은 일반적으로 주파수의 함수이기 때문에 원하는 대역폭으로 정확히 설계하기는 어렵다. 따라서, 최적화 프로그램 램을 사용하여 원하는 대역폭에서 대역통과 여파기를 설계할 수 있도록 하였다. 일반적으로 도파관 대역통과 여파기는 불연속에 의한 인버터와 인버터 사이에 반파장 공진기가 연결되는 구조를 갖게 되므로 인버터 구조(윈도우의 폭 및 길이)와 공진기의 길이를 최적화하여야 한다.

본 논문에서 사용된 최적화 프로그램인 Razor Search Method [2] 는 최대 오차함수를 최소화하는 방법(Minimax response)으로 답사 변수  $\varphi$  는 도파관 개방면  $a'$ 과 두께  $t$ , 공진길이  $h$  ( $i=1,2,\dots,n$ )의 함수이다. 이 때 오차함수  $U(\varphi, f)$ 는 아래와 같이 정의한다.

$$U = \min \left[ \left\{ \max_{f_{min}} \omega_u |S_{21}(\phi, f) - REF|, \max_{f_{min}, f_{max}} \omega_l |L_{ur} - S_{21}(\phi, f)| \right\} \right]$$

여기서

$U$  : 오차 함수

$S_{21}(\varphi, f)$  : 응답 함수

$\omega_u$  : REF에 대한 Weighting factor

$\omega_l$  :  $L_{ur}$ 에 대한 Weighting factor

$f_{min}, f_{max}$  : 저지대역 주파수

$\varphi$  : 변수 (network parameters)

REF : 통과대역내의 원하는 삽입손실

$L_{ur}$  : 저지대역내의 원하는 저지특성

최적화시 설계 시간과 의사응답 특성을 고려하여  $a'=a/3$ 으로 하고, 집중소자 여파기 회로의 응답특성을 기준으로 사용하였다.

Ⅲ. 결과

위의 유도된 결과식들을 컴퓨터 프로그램화하여 수치해석하였다. 그림 1에서 도파관 크기는 X-Band용으로  $0.9" \times 0.4"$ 로 하였으며, 계단형 불연속의 크기는 대칭으로 하고,  $0.3"$  윈도우( $d-c=0.3"$ )를 갖도록 하였다. 이 구조의 경우 그림 2의 등가회로 소자값

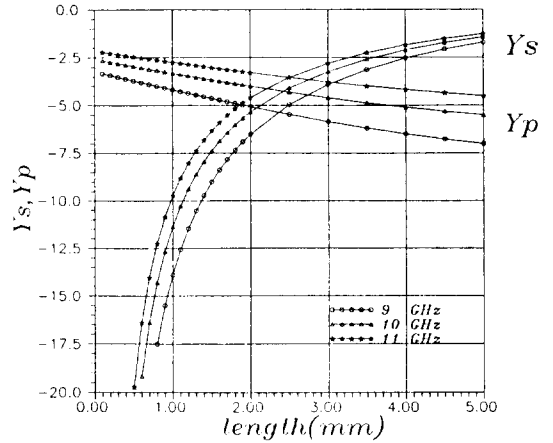


그림 3. 대칭형 불연속 구조의 등가회로 소자  $Y_s, Y_p$ 의 길이  $l$ 에 따른 크기(그림 1에서  $d-c=0.2"$ , 도파관 규격:  $0.9" \times 0.4"$ )

Fig. 3. Values of equivalent circuit elements as a function of length  $l$  for the symmetrical discontinuity structure. ( $d-c=0.3"$  in Fig. 1. Waveguide size:  $0.9 \times 0.4"$ )

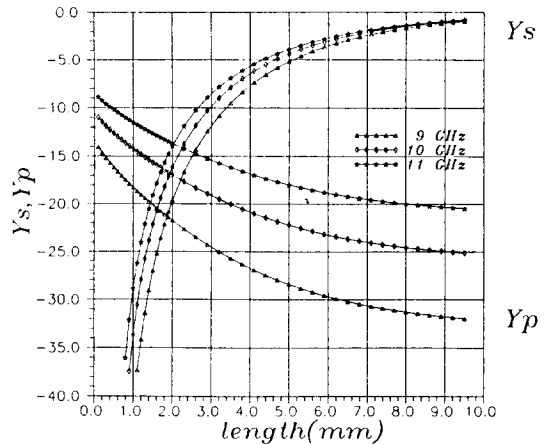


그림 4. 비대칭형 불연속 구조의 등가회로 소자  $Y_s, Y_p$ 의 길이  $l$ 에 따른 크기(그림 1에서  $c=0, d-c=0.3"$ , 도파관 규격:  $0.9" \times 0.4"$ )

Fig. 4. Values of equivalent circuit elements as a function of length  $l$  for the asymmetrical discontinuity structure. ( $c=0, d-c=0.3"$  in Fig. 1. Waveguide size:  $0.9 \times 0.4"$ )

$Y_s, Y_p$ 를 구한 것이 그림 3이며, 같은 크기의 윈도우를 한쪽 벽에 치우치게 한 경우 ( $c=0, d-c=0.3"$ )의

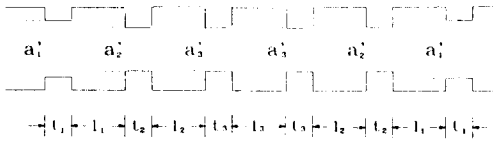


그림 5. 설계된 대역통과 여파기구조  
Fig. 5. Layout of the designed bandpass filters.

표 1. 설계된 여파기 치수

Table 1. Dimensions of designed bandpass filters.

	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$l_1$	$l_2$	$l_3$
3단 여파기 (X-Band)	10.16mm	7.62mm	x	5.10mm	2.40mm	x	36.43mm	37.72mm	x
5단 여파기 (X-Band)	10.16mm	6.86mm	5.33mm	3.71mm	2.86mm	2.51mm	36.90mm	38.70mm	38.80mm
5단 여파기 (Ka-Band)	3.37mm	2.26mm	2.26mm	1.70mm	1.72mm	2.00mm	9.74mm	10.50mm	10.50mm

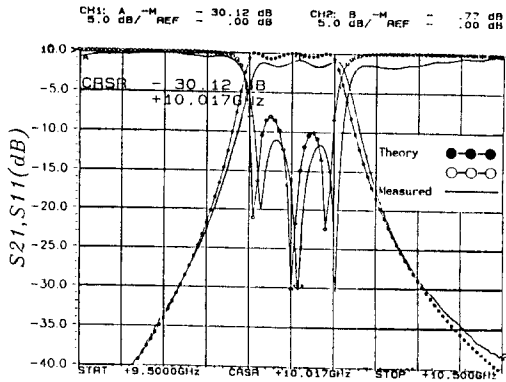


그림 6. 3단 여파기 (X-Band)의 계산 및 측정된 여파특성  
Fig. 6. Calculated and measured frequency responses of X-Band 3rd order bandpass filter.

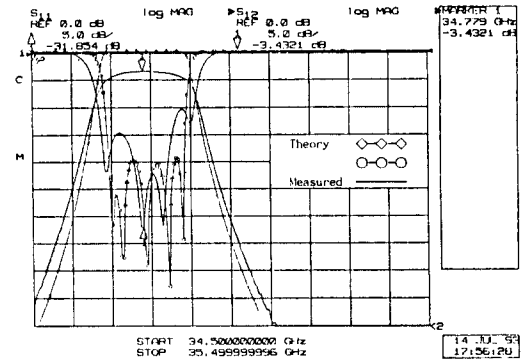


그림 8. 5단 여파기 (Ka-Band)의 계산 및 측정된 여파특성  
Fig. 8. Calculated and measured frequency responses of Ka-Band 5th order bandpass filter.

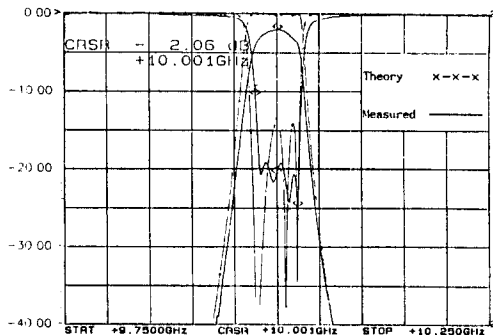


그림 7. 5단 여파기 (X-Band)의 계산 및 측정된 여파특성  
Fig. 7. Calculated and measured frequency responses of X-Band 5th order bandpass filter.

등가회로 소자값이 그림 4에 제시되어 있다. 두 결과 모두 Marcuvitz의 결과와 동일함을 확인하였다.

Razor search method를 이용하여 중심주파수 10GHz에서 4%의 대역폭을 갖는 0.1dB 리플 3단 Chebyshev 대역통과 여파기와 0.5% 대역 폭을 갖는 0.05dB 리플 5단 Chebyshev 대역통과 여파기를 설계하였다. 계산된 여파기의 치수는 그림 5 및 표 1에 각각 제시되어 있으며, 계산된 여파 특성은 측정된 여파특성과 함께 그림 6과 그림 7에 각각 제시되어 있다. 황동으로 제작된 여파기의 특성은 이론적인 결과와 비교적 잘 일치하였으며, 삽입손실이 다소 크게 나타났다. 공진기가 이상적인 경우 이론적인 삽입손실은 3 단 여파기는 0.2dB, 5 단 여파기는 1.1dB 이고 측정치는 각각 0.77dB 와 2.06dB로 이론치보다 다소 큰 값을 얻었다. 이는 여파기 제작시 치수의 오차와 도파관 면의 불균일성에 기인한 것으로 생각된다. 또한, Ka-Band(35GHz)에서 0.5% 대역폭을 갖는 0.05 dB 리플 5단 Chebyshev 대역통과 여파기를 설계하였다. 계산된 여파기 치수는 표 1에, 계산된 여파 특성은 측정된 여파특성과 함께 그림 8에 제시되어 있다. 황동으로 제작된 여파기의 이론적인

삽입손실은 2dB 이나, 측정된 삽입손실은 3.4 dB이었다. 이는 제작시 치수의 오차, 표면의 불균일성 및 Q-Band waveguide calibration kit를 사용하였기 때문에 발생한 부정합 손실 등을 고려하면 예측한 결과와 일치함을 알 수 있다.

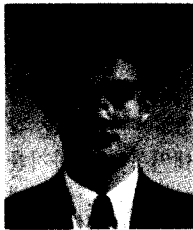
#### IV. 결론

도파관 H-면 계단형 불연속을 모드정합법을 이용하여 산란특성 및 등가회로 소자값을 구하였다. 이 결과는 Marcuvitz에 의해 제시된 등가회로 소자값과 일치하였으며, 제한조건 없이 적용할 수 있는 장점이 있다. 한편, 이 구조를 이용한 인버터의 특성이 주파수에 따라 일정하지 않아 대역통과 여파기를 원하는 대역폭에 맞추어 설계가 어려우므로 합성법 대신 최적화법을 택하였다. 여파기의 특성을 최적화하기 위해 Razor Search Method를 사용하여, 유도된 산란계수를 바탕으로 X-band 및 Ka-band에서 대역통과 여파기를 최적화 설계방법을 제시하였다.

#### 參考文獻

- [1] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, Chap.8, Boston Technical Publishers, Inc., 1964.
- [2] J.W. Bandler, "Optimization Methods for Computer Aided Design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-17, no.8, pp533-552, Aug. 1969.
- [3] 이 창세, 윤 상원, 장 익수, "도파관 H-면 계단형 불연속을 이용한 대역통과 여파기의 CAD 설계" 1992년 대한전자공학회 마이크로파 및 전파전파 연구회 춘계학술발표회 논문집, vol.15, no.1, pp.28-30, 1992년 5월.
- [4] R. Mittra and S.W. Lee, Analytical Techniques in the Theory of Guided Waves, Chap.4, The Macmillan Limited, 1971.
- [5] G. Matthaei, *et al.*, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Chap. 8, Artech House, 1980.

#### 著者紹介



南秀鉉(正會員)

1968年 10月 5日生. 1992年 2月 서강대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1994年 2月 서강대학교 대학원 전자공학과(공학석사) 졸업 예정. 주관심 분야는 초고주파 세라믹 여파기, 초고주파 해석 및 회로 설계 등임.

설계 등임.

金根永(正會員) 第27卷 第10號 參照

서강대학교 대학원 전자공학과 박사과정

安哲(正會員) 第27卷 第10號 參照

서강대학교 전자공학과 교수

尹相元(正會員) 第26卷 第8號 參照

서강대학교 전자공학과 교수