

論文97-34D-9-3

소형 도파관 대역통과 여파기의 CAD 설계

(Computer Aided Design of Miniaturized Waveguide Bandpass Filters)

成 珪 濟 * , 朴 廷 浩 ** , 尹 相 元 * , 張 益 洙 *

(Gyu Je Sung, Jung Ho Park, Sang Won Yun, and Ik Soo Chang)

요 약

E면이나 H면 불연속 구조를 이용한 도파관 대역통과 여파기는 위성통신 시스템 등에 많이 사용되어 왔고, 그 송수신기가 소형화 됨에 따라 대역통과 여파기와 같은 부품도 소형화가 요구되고 있다. 본 논문에서는 여파기를 구성하는 도파관 자체의 크기를 줄이기 위하여 이중 계단형 불연속 구조를 고려하였다. 이를 모드정합법을 이용하여 해석하고 두 개 이상의 불연속면이 연결된 구조의 일반화된 산란계수를 구하였다. 이중 계단형 불연속 구조를 갖는 소형의 도파관을 이용해 설계한 대역통과 여파기의 특성을 상용 소프트웨어 OSA90™을 통해 최적화 하였고, 그 크기를 E면이나 H면 불연속 구조를 이용한 도파관 대역통과 여파기보다 작게 할 수 있었다.

Abstract

Waveguide bandpass filters using E-plane or H-plane discontinuities have been used in many satellite communication systems. Since the transmitter and receiver of such systems tend to be getting smaller, components such as bandpass filters must also be reduced in size. In this paper, in order to reduce the waveguide, itself, of which bandpass filters consist, double plane step waveguide discontinuities are considered. They are analyzed using the mode matching method and the generalized scattering parameter of the cascaded structure is calculated. The characteristics of the bandpass filter which is designed using the reduced size waveguide is optimized by OSA90™. The bandpass filter has a good characteristics and smaller size than those made of the E-plane or H-plane step discontinuities.

I. 서 론

초고주파 대역에서 전형적인 전송선로로서 사용되어 온 도파관은 손실이나 신뢰도 면에서 타 전송선로 보다 우수한 특성을 갖고 있다. 따라서, 여파기 등 각종 소자가 개발되어 위성통신 시스템이나 레이더 시스템

에 널리 사용되고 있다. 특히 구형 도파관이 널리 사용되어 왔으며 경량화, 소형화를 추구하는 현재에도 안테나 급전 부품 등 대전력을 다루는 시스템에서는 필수적으로 사용하고 있다. 이와 같은 구형 도파관을 이용한 소자들 중에는 임피던스 정합기, 여파기, 방향성 결합기 등이 있으며 이들은 도파관 내에 불연속 구조를 삽입함으로써 설계가 가능하다. 그 중에서도 도파관을 이용한 여파기는 손실이 적기 때문에 많이 이용되어 왔다. 그러나 시스템이 소형화되어 간에 따라 이러한 여파기 역시 보다 작고 가벼운 형태로 제작할 필요를 느끼게 되었다. Fin-line 여파기나 E면 불연속

* 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Electro. Eng., Sogang Univ.)

** 正會員, LG 電子

(LG Electronics)

接受日字:1996年10月15日, 수정완료일:1997年8月19日

구조 여파기는 제작상의 용이함은 있으나 크기가 크고 [1,2,3] 감쇠모드 여파기는 크기는 작으나 불연속 구조의 고유치 해석이 필요하고 제작상의 어려움이 있다는 단점이 있다. [4] 이와 같이 기존의 방법에 의해 설계된 여파기는 그 크기가 크거나 해석 또는 제작이 쉽지 않으므로, 새로운 여파기의 설계 방법이 필요하게 되었다. [5]

본 논문에서는 기본적으로 대역통과 여파기를 구성하는 도파관 자체의 크기를 줄이기 위하여 이중 계단형 불연속 구조를 고려하였다. 이를 모드정합법으로 해석하고 두 개 이상의 불연속면이 연결된 구조의 일 반화된 산란계수를 구하였다. 기존의 E면 계단형 불연속 구조의 도파관 여파기는, 많은 안테나 시스템에서 송신기의 고조파를 제거하기 위한 저역통과 여파기로서 많이 사용되어 왔고 그 길이도 매우 짧다는 장점이 있다. [6] 이러한 E면 계단형 불연속 구조 도파관의 저역통과 특성을 이중 계단형 불연속 구조 도파관의 고역통과 특성과 결합하면 대역통과 특성을 얻을 수 있다. 이와 같은 형태의 여파기는 기존의 대역통과 여파기 설계 이론을 적용할 수 없기 때문에 모드정합법을 이용한 특성 해석 프로그램과 상용 소프트웨어 OSA90™을 이용하여 최적화 설계하고 제작하였다. 이렇게 설계한 대역통과 여파기는 이중 불연속 구조를 사용하여 단면의 크기를 작게 할 수 있었고, E면 계단형 불연속 구조의 저역통과 특성을 이용하므로 여파기 각 단의 길이가 $\lambda_w/4$ 이하가 된다. 따라서 $\lambda_w/2$ 공진기를 이용하는 E면이나 H면 불연속 구조의 대역통과 여파기보다 길이를 짧게 할 수 있었다.

II. 해석

그림 1과 같은 도파관 E면 및 H면 계단형 불연속 구조에서는 E면 계단형 또는 H면 계단형 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 벡터 포텐셜을 이용하는 것이 편리하다. [7] Hertzian 벡터 포텐셜 Π_h (TE 모드), Π_e (TM 모드)를 사용하여 도파관 내의 전자계를 일반적으로 나타내면

$$E = -j \omega \mu \nabla \times \Pi_h + \nabla \times \nabla \times \Pi_e \tag{1a}$$

$$H = j \omega \epsilon \nabla \times \Pi_e + \nabla \times \nabla \times \Pi_h \tag{1b}$$

가 되고 여기서

$$\Pi_{hz}^{(v)} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (a_{hmn}^{(v)} T_{hmn}^{(v)} \exp(-\gamma_{hmn}^{(v)} z) + b_{hmn}^{(v)} T_{hmn}^{(v)} \exp(\gamma_{hmn}^{(v)} z)) \tag{2a}$$

$$\Pi_{ez}^{(v)} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} (a_{emn}^{(v)} T_{emn}^{(v)} \exp(-\gamma_{emn}^{(v)} z) + b_{emn}^{(v)} T_{emn}^{(v)} \exp(\gamma_{emn}^{(v)} z)) \tag{2b}$$

이며, $v=1,2$ 로 각 도파관을 나타내고 a_{hmn} , a_{emn} 와 b_{hmn} , b_{emn} 는 미지의 상수로서 각각 TE 와 TM 모드의 입사파와 반사파의 크기 및 위상을 나타내며 γ_{hmn} , γ_{emn} 은 각 모드의 전파상수이다. 또한 각 모드의 전자계를 표시하는 정규화된 고유함수 T_{hkl} 및 T_{ekl} 은

$$T_{hkl}^{(1)} = \frac{2 \cos(k_x^{(1)}(x - c_2)) \cos(k_y^{(1)}(y - d_2))}{N_1 \sqrt{(1 + \delta_{0,k})} \sqrt{(1 + \delta_{0,l})}} \tag{3a}$$

$$T_{ekl}^{(1)} = \frac{2 \sin(k_x^{(1)}(x - c_2)) \sin(k_y^{(1)}(y - d_2))}{N_1} \tag{3b}$$

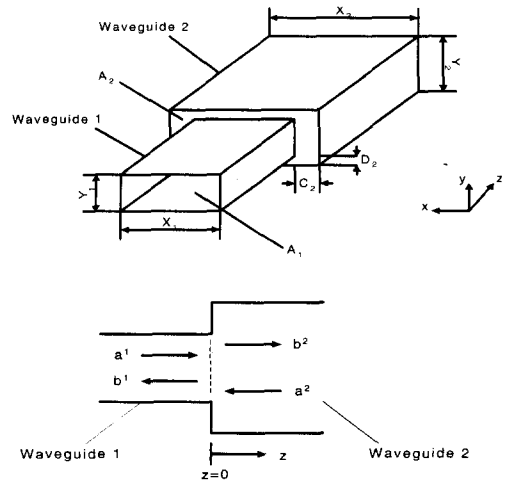


그림 1. 도파관 이중 계단형 불연속 구조
Fig. 1. Double plane step in the rectangular waveguide.

$$T_{hi}^{(2)} = \frac{2 \cos(k_x^{(2)} x) \cos(k_y^{(2)} y)}{N_2 \sqrt{(1 + \delta_{0,i})} \sqrt{(1 + \delta_{0,j})}} \tag{3c}$$

$$T_{ej}^{(2)} = \frac{2 \sin(k_x^{(2)} x) \sin(k_y^{(2)} y)}{N_2} \tag{3d}$$

$$N_1 = \sqrt{x_1 y_1} * \sqrt{k_x^{(1)^2} + k_y^{(1)^2}} \tag{4a}$$

$$N_2 = \sqrt{x_2 y_2} * \sqrt{k_x^{(2)^2} + k_y^{(2)^2}} \tag{4b}$$

줄어든 경우에도 적용이 가능하므로 그림 3과 같은 구조 전체에 대해 적용이 가능하다. 따라서 II절의 해석 방법은 고역통과와 저역통과의 두 가지 도파관 구조를 결합한 대역통과 여파기의 설계에 적용할 수 있다. 이 경우 여파기는 두 개의 다른 차단 주파수를 가진 도파관을 결합하여 설계하게 된다. E면 계단형 불연속 구조의 저역통과 여파기는 전파상수가 같은 즉, 차단 주파수가 같은 도파관 연결구조이므로 R. Levy나 J. D. Rhodes의 분포정수 저역통과 원형 여파기에 의해 설계할 수 있다.^[9,10] 그러나 고역통과 특성의 도파관 이중 계단형 불연속 구조를 연결하였을 때, 그 특성이 달라지게 된다. 따라서 본 논문에서는 분포정수 저역통과 원형 여파기로부터 초기값을 얻고, 이를 모드정합법을 이용한 도파관 불연속 구조의 특성 해석 프로그램과 상용 소프트웨어 OSA90TM로 최적화 하여 소형 도파관 대역통과 여파기를 설계하였다.

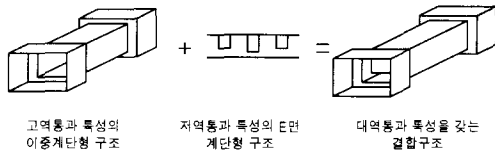


그림 3. 소형 도파관 대역통과 여파기
Fig. 3. Miniaturized waveguide bandpass filter.

E면 계단형 불연속 구조와 같이 차단 주파수가 일정한 도파관 저역통과 여파기의 특성을 전기적 길이 6축 상에서 보면 그림 4와 같다.

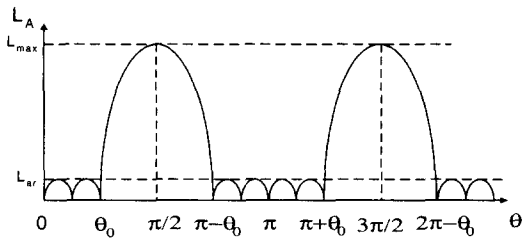


그림 4. 전기적 길이축 상의 도파관 저역통과 여파기 특성
Fig. 4. Waveguide lowpass filter characteristics on the electrical length plane.

$\theta=0$ 인 지점은 주파수축 상에서 차단 주파수가 된다. 따라서 그림 3과 같은 구조의 대역통과 여파기의 경우, θ 축 상의 저역통과 특성은 주파수축 상에서 보면 두 개 도파관의 차단 주파수 중에서 높은 차단 주파수를 아래쪽 대역 끝으로 하는 대역통과 특성으로

나타난다. 이 때 여파기 각 단의 물리적 길이는 $\lambda_g/4$ 이하가 된다. 이 같은 방법으로 대역통과 여파기를 설계하면 $\lambda_g/2$ 공진기를 사용하지 않게 되므로 여파기 각 단의 길이를 상당히 줄일 수 있다. 여파기 각 단의 길이가 줄어들면 의사유압 특성으로 나타나는 반파장 공진 주파수는 그만큼 멀어지게 된다.

IV. 결과

전체 여파기의 특성은 이중 계단형 불연속 구조를 모드정합법을 이용하여 산란행렬을 구한 뒤, 여파기를 구성하는 각 불연속 구조의 산란행렬을 식 11에 연속적으로 대입하여 구하였다.

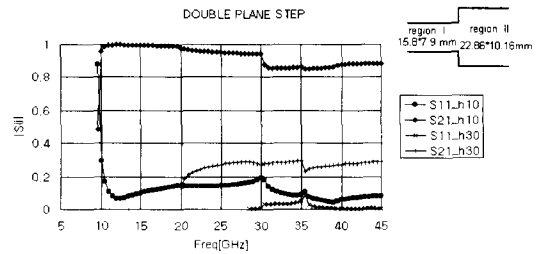


그림 5. 이중계단형 불연속 구조의 특성
Fig. 5. Scattering coefficients of the double plane step.

그림 5에 제시된 이중계단형 불연속 구조에 대한 해석 결과는 F. Arndt의 결과^[8]와 잘 일치하였다. III절의 설계방법에 의해 중심주파수 9.6GHz, 대역폭 300MHz의 5단 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다.(표 1) 그림 6은 설계특성이고 그림 7은 실험결과이다. 여파기 가공 상의 오차, 두 개로 나누어진 여파기 구조물의 접촉면에서의 불연속에 의한 영향 등으로 대역폭이 50MHz 가량 증가하였고, 또한 공진기의 물리적 크기가 매우 작아 삽입손실이 4.5dB 이상 나타났다. 공진기의 크기를 증가시키기 위해 대역폭을 넓혀 중심주파수 9.8GHz, 대역폭 600MHz로 설계하고(그림 8) 가공상의 오차를 보상하기 위해 미세조정나사로 조정하여 실험한 결과를 보면, 대역폭은 10MHz 가량 증가하였고 삽입손실을 1.7dB로 줄여 줄 수 있었다.(그림 9) 표 2는 몇 가지 도파관 대역통과 여파기의 크기를 비교한 것이다. 본 논문의 여파기가 $\lambda_g/2$ 공진기를 이용한 Fin-line 구조나 E면 불연속 구조의 여파기에 비해 상당히 작게 설계되었고 중심주파수와 대역폭을 고려

한다면 감쇠모드 여파기와 비슷한 크기로 설계되었음을 볼 수 있다

표 1. 도파관 대역통과 여파기의 설계 사양
Table 1. Design specification of waveguide bandpass filters.

항목	특성	
중심 주파수	9.6 GHz	9.8 GHz
대역폭	300MHz	600MHz
리플	0.01 dB 이하	0.01dB 이하
단수	5	5

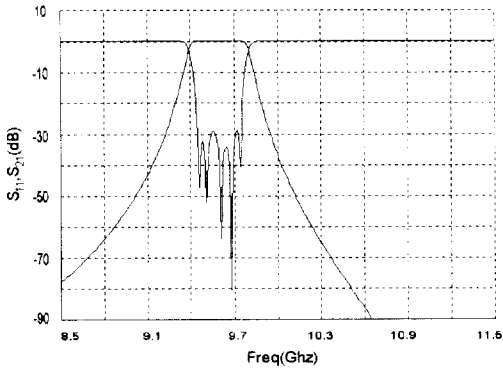


그림 6. 5단 대역통과 여파기의 설계특성(대역폭:300 MHz)
Fig. 6. Simulated characteristics of the 5 orders bandpass filter(BW:300MHz).

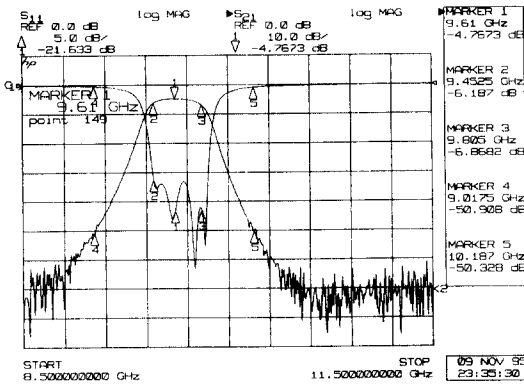


그림 7. 5단 대역통과 여파기의 실험결과(대역폭:300 MHz)
Fig. 7. Measured response of the 5 orders bandpass filter(BW:300MHz).

V. 결론

본 논문에서는 도파관 이중 계단형 불연속 구조를 모드정합법을 이용하여 해석하고, E면 계단형 불연속

구조 도파관의 저역통과 특성과 이중 계단형 불연속 구조 도파관의 고역통과 특성을 결합하여 소형의 도파관 대역통과 여파기를 설계하였다.

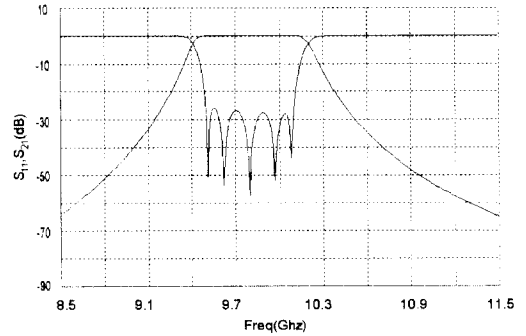


그림 8. 5단 대역통과 여파기의 설계특성(대역폭:600 MHz)
Fig. 8. Simulated characteristics of the 5 orders bandpass filter(BW:600MHz).

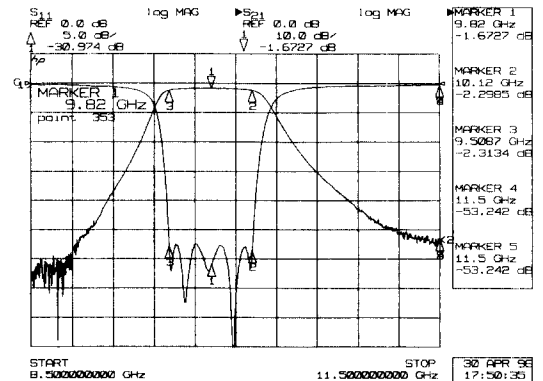


그림 9. 5단 대역통과 여파기의 실험결과(대역폭:600 MHz)
Fig. 9. Measured response of the 5 orders bandpass filter(BW:600MHz).

표 2. 도파관 대역통과 여파기의 크기 비교
Table 2. Size comparison of waveguide bandpass filters.

구조	중심주파수(GHz)	비대역폭(%)	전체 길이(mm)	단수
Fin-line [1]	15.0	3.0	100.2	3
	15.0	3.0	70.0	3
E-plane [3]	9.5	6.0	109.99	5
Ridge [4]	13.5	7.4	26.99	3
	12.0	8.4	53.05	5
본 논문	9.61	3.5	65.44	5
	9.82	6.0	76.1	5

이와 같이 설계된 대역통과 여파기는 감쇠모드 여파기에 비해 해석과 제작이 용이하고 여파기 각 단의

길이를 $\lambda_g/4$ 이하로 만들 수 있어 $\lambda_g/2$ 공진기를 이
 용한 H면이나 E면 불연속 구조의 여파기보다 그 크
 기를 상당히 줄일 수 있었다. 그러나 본 논문의 대역
 통과 여파기는 비대역폭 5% 이하의 협대역의 경우에
 서는 공진기의 물리적 크기가 매우 작아져서 삽입손실
 이 크게 나타나므로, 그 이상의 비대역폭을 갖는 대역
 통과 여파기의 설계에 적합할 것으로 판단된다. 따라
 서 이러한 여파기는 그 삽입손실이 허용되는 한도 내
 에서 크기의 소형화를 요하는 통신 시스템에 유용하게
 사용될 수 있을 것이다.

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, 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] J. Boremann, 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

[5] W. Hauth, R. Keller, and U. Rosenberg,
 "The corrugated-waveguide band pass
 filter - a new type of waveguide filter",
18th EUMC Proc., Stockholm 1988, pp.
 945-949

[6] R. Levy, "Tapered corrugated waveguide
 low-pass filters," *IEEE trans. Microwave
 Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 526-532,
 Aug., 1973

[7] R. E. Collin, *Field Theory of Guided
 Waves*, New York, IEEE press, 1990, pp.
 30-34

[8] H. Patzelt and F. Arndt, "Double plane
 steps in rectangular waveguides and their
 application for transformers, irises, and
 filters." *IEEE Trans. Microwave Theory
 and Tech.*, vol. MTT-30, pp 771-776,
 May, 1982

[9] 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

[10] J. D. Rhodes, "Design formulas for
 stepped impedance distributed and digital
 wave maximally flat and chebyshev
 low-pass prototype filters," *IEEE trans.,
 Circuit and Systems*, vol. CAS-22, pp.
 866-874, Nov., 1975

저 자 소 개



成珪濟(正會員)

1964년 6월 11일생. 1986년 2월 서
 강대학교 전자공학과 졸업(공학사).
 1988년 2월 서강대학교 대학원 전자
 공학과 졸업(공학석사). 1988년 3월
 ~ 1993년 7월 국방과학연구소 재직.
 1993년 3월 ~ 현재 서강대학교 대

학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 수치해석 및
 여파기 설계

尹相元(正會員) 第33卷 A編 第12號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수



朴廷浩(正會員)

1969년 2월 20일생. 1991년 2월 한
 국과학기술대학 전자공학과 졸업(공
 학사). 1994년 8월 서강대학교 대학
 원 전자공학과 졸업(공학석사). 1994
 년 7월 ~ 현재 (주) LG전자 근무.
 주관심분야는 수치해석 및 CDMA

시스템 설계

張益洙(正會員) 第33卷 A編 第12號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수