

論文99-36D-4-6

# 특성 임피던스의 주파수 의존성을 이용한 도파관 대역통과 여파기의 설계

(A Design of Rectangular Waveguide BPF by using Frequency Dependency of its Characteristic Impedance)

黃熙容\*, 尹相元\*, 張益洙\*

(Hee Yong Hwang, Sang Won Yun, and Ik Su Chang)

## 요약

통상의 마이크로웨이브 대역의 여파기는 전기적 길이의 주파수 의존성을 이용한 1/2파장 또는 1/4파장의 공진기를 널리 사용한다. 그러나 차단 주파수가 존재하는 도파관은 특성임피던스도 주파수에 의존적이므로 이를 이용한 공진기의 구현이 가능하다. 이를 이용하여 1/4파장 보다 짧은 도파관의 공진기 등가회로를 추출 하였고 상응하는 대역통과 여파기 설계법을 제시하였다. 이를 검증하기 위하여, 이 공진기와 집중소자 및 도파관 인버터를 이용한 대역통과 여파기를 각각 시뮬레이션하고, 후자에 대해서는 여러 가지 유전체로 채워진 도파관 4단 대역통과 여파기의 형태로 제작하였다. 본 논문의 여파기는 임의의 길이를 갖는 도파관을 공진부로 사용할 수 있다는 장점이 있다.

## Abstract

Based on characteristics of resonator in BPF, a resonant characteristic is obtained by using variation of characteristic impedance in rectangular waveguide. And we have designed and made a novel waveguide BPF with this phenomenon. This filter can be made with arbitrary lengths of rectangular waveguide resonators.

## I. 서론

도파관을 이용한 대역통과 여파기는 그 설계 방법과 구조에 따라 열거하기 힘들 정도로 다양한 방법들이 제안되어 널리 사용되고 있다. 이들 중 대표적인 '공진기와 인버터'의 개념을 이용한 여파기들은 길이가 1/4 파장이나 반파장일 때 도파관은 공진기로 근사될 수 있다는 사실에 그 기초를 두고 있다.<sup>[1] [2]</sup> 이에 따라 여파기의 크기를 줄이기 위해 Konish가 제안한 유전율이 높은 세라믹이 채워진 도파관<sup>[3]</sup>을 이용하거

나, Arndt등의 도파관 불연속들을 이용하여 수치해석과 최적화의 방법<sup>[4]</sup>에 의존하는 등 다양한 방법들이 제안되어 발전되어오고 있다. 그러나, 전자의 경우 높은 유전율에 의한 삽입손실의 증가가 필연적이고, 후자의 경우는 여파기의 설계에 많은 인적 노력과 CPU-TIME이 필요할 뿐 만 아니라 회로적 모델로 이해되기 어려운 점이 있다. 공진기의 길이를 줄이기 위하여, 본 논문에서는 도파관의 특성 임피던스가 주파수에 대해 의존적이라는 점에 착안한다.

일반적으로 마이크로웨이브 대역통과 여파기는 직렬과 병렬 두 종류의 공진기를 사용하는 것보다 인버터 개념을 이용한 단일 종류의 공진기를 사용하는 것이 편리하므로 인버터를 채용한 그림 1과 같은 회로를 널리 사용한다.<sup>[1] [2]</sup>

인버터는 90도 위상차를 주어 단일 종류의 공진기

\* 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of electronics Engineering, Sogang University)

接受日字:1998年10月23日, 수정완료일:1999年3月23日

로 두 종류 공진기의 효과를 나타내게 하며, 임피던스 스텝(Impedance step)으로도 작용하여 각 단의 임피던스 레벨을 적절하게 변화시켜 주고, 주파수에 독립적인 특성을 갖는다.

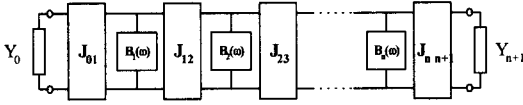


그림 1. 어드미턴스 인버터를 이용한 BPF  
Fig. 1. A BPF with admittance inverters.

공진기는 주파수 의존적인 이미턴스 변화에 따라 여파기에 적절한 주파수 특성을 제공하며 여파기내의 임피던스 레벨에는 영향을 주지 않는다. 또한 공진점에서 여파기내의 무손실 공진기는 없는 것과 동일한 회로적 특성( $|S_{11}|=0, |S_{21}|=1$ )을 보인다. 따라서, 공진 주파수에서만 보면 여파기내 공진기의 공진점 특성을 갖는 회로는 (1)임피던스가 개방되는 Null 회로나 (2) 임피던스가 정합된 전송선로가 될 수 있다.

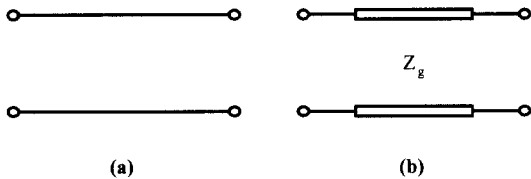


그림 2. 공진 주파수에서의 공진점 특성을 갖는 (a) Null 회로 및 (b) 정합된 선로 회로  
Fig. 2. A resonant characteristic of resonant point is found in (a) a 'Null circuit and (b) a matched transmission line.

통상의 공진기들은 (1)의 경우로 작용하고 특성 임피던스  $Z_g$ 가 주위의 임피던스 레벨과 동일한 전송선로는 (2)의 경우가 될 수 있다.

특성 임피던스가 주파수에 독립적인 이상적인 TEM 전송선로는 전기적 길이가 주파수의 함수이므로 특정 길이에서 LC-공진기와 같은 특성을 보인다. 또한 차단 주파수가 존재하는 도파관은 전기적 길이 뿐 만 아니라 특성 임피던스도 주파수의 함수가 되므로 이 또한 공진기의 역할을 할 것으로 기대할 수 있다. 더욱이, 특성 임피던스의 크기는 도파관의 전기적 길이에 독립적이므로 임의의 길이로도 도파관을 공진기로 근사시킬 수 있다.

II. 특정 부하( $Z_L$ )에서의 도파관 특성

특정한 부하 임피던스  $Z_L$ 로 종단된 짧은 도파관(wave-guide section: WS)에 대해서, 구동점 임피던스는 다음 식과 같다.

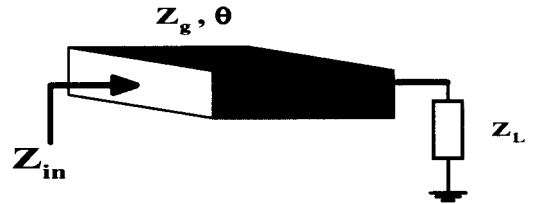


그림 3. 부하  $Z_L$ 로 종단된 도파관  
Fig. 3. A waveguide section terminated with  $Z_L$ .

$$Z_{in} = Z_g \frac{Z_L + jZ_g \tan \theta}{Z_g + jZ_L \tan \theta} \tag{1}$$

여기서, 임피던스 정합(Impedance matching:  $Z_{in}=Z_L$ )은 다음 두 가지 경우에 가능하다.

1)  $\tan \theta=0$  and  $Z_g \rightarrow \infty$  :  $\theta = k\pi$  ( $k=1, 2, \dots$ ) (2)

2)  $Z_g = Z_L$  (3)

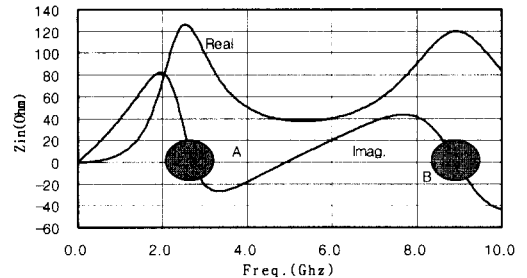


그림 4.  $Z_L=120\Omega$ 으로 종단된 짧은 도파관( $\epsilon_r=10$ ,  $a=20.0\text{mm}$ ,  $b=5.0\text{mm}$ ,  $l=5.5\text{mm}$ )의  $Z_{in}$  특성  
Fig. 4. The  $Z_{in}$  characteristic of a waveguide section( $\epsilon_r=10$ ,  $a=20.0\text{mm}$ ,  $b=5.0\text{mm}$ ,  $l=5.5\text{mm}$ ) terminated with  $Z_L=120\Omega$ .

첫째 조건을 만족하는 지점은  $\lambda/2$  공진모드를 의미하고 부하 임피던스와는 무관하게 그림 4의 B지점의 '이미턴스의 영교차 특성'으로 관찰 할 수 있으나, 이와 유사한 A지점은 특정한 임피던스 조건하에서만 보여지는 공진 특성으로서 그 위치는 부하 임피던스 레벨에 따라 차단 주파수 위의 어느 지점에서나 존재할 수 있다.

이의 특성을 전형적인 LC공진기와 등가시키기 위해 그림5와 같이 동일한 임피던스 조건하에서 산란계수법<sup>[5]</sup>을 이용한다.

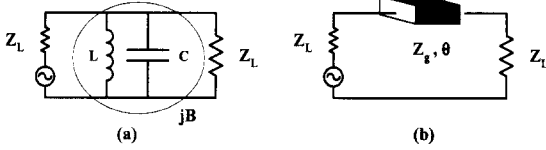


그림 5. 부하가 달린 (a) LC공진기와 (b) 도파관  
Fig. 5. (a) An LC resonator and (b) a waveguide section with a load.

$$S_{11}|_{LC} = \frac{-jZ_L B}{2 + jBZ_L}, S_{21}|_{LC} = \frac{2}{2 + jBZ_L} \quad (4)$$

$$S_{11}|_{WG} = \frac{j\left(\frac{Z_g}{Z_L} - \frac{Z_L}{Z_g}\right)\sin\theta}{2\cos\theta + j\left(\frac{Z_g}{Z_L} + \frac{Z_L}{Z_g}\right)\sin\theta} \quad (5)$$

$$S_{21}|_{WG} = \frac{2}{2\cos\theta + j\left(\frac{Z_g}{Z_L} + \frac{Z_L}{Z_g}\right)\sin\theta} \quad (6)$$

도파관의 특성 임피던스는, 전압-전류, 전력-전압, 전력-전류의 관계에 따라 세 가지 정의를 사용할 수 있으며 일관되게 동일한 정의식을 이용하는 것이 요구된다.<sup>[6]-[8]</sup>

본 논문에서는, 상수  $d_z$ 을 이용하여, 이 세 가지 정의식을 간단히 처리하고, 필요할 때는 전력-전압 정의식( $d_z = d \cdot b/a = 2b/a$ )을 사용한다.

$$Z_g = \frac{-\omega\mu}{\beta} d_z \quad (7)$$

여기서, a, b는 도파관 단면의 가로와 세로의 길이이다.

중심주파수를 구하기 위해 식(8)을 이용하면, 식(9)를 얻을 수 있다.

$$|S_{11}|_{WG}^2 = 0 \text{ 또는 } Z_g = Z_L \quad (8)$$

$$\omega_0 = \frac{K_c}{\sqrt{\mu\epsilon - (Y_L \mu d_z)^2}} \quad (9)$$

여기서,  $K_c$ 는  $TE_{10}$ 에 대해  $K_c = \frac{\pi}{a}$  이다.

식(9)는 도파관의 특성 임피던스의 주파수 의존성에 기인한 임피던스 정합점을 나타낸다. 통상의 공진기는 부하 임피던스 레벨에 무관하게 자신의 이미턴스가

주파수에 따라 변화하여 공진 주파수에서는 영이 되는데 비해, 이 경우는 자신의 특성 임피던스가 주파수의 함수가 되는 특수한 상황에서 공진 주파수에서 등가 이미턴스가 영이 되는 경우로서, 일반적인 공진모드라기보다는 ‘ $TE_{10}$  Pseudo-resonator mode: P- $TE_{10}$ ’의사 공진모드’ 또는 ‘ $TE_{10}$  Characteristic impedance matching mode : 특성 임피던스 정합모드: Z- $TE_{10}$ ’ 등의 개념으로 생각할 수 있다.

Z- $TE_{10}$ 공진 주파수식 (9)에서, 공진 주파수에 실수 조건을 가하면 Z- $TE_{10}$  공진모드가 나타나기 위한 물리적인 제한조건이 존재할 것이라는 것은 자명하다.

$$\mu\epsilon > (Y_L \mu d_z)^2 \text{ 또는 } \frac{a}{b} > Y_L \eta_0 \frac{d_z}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (10)$$

이는 그림 6에서 알 수 있듯이 부하 임피던스는 도파관의 특성 임피던스의 최소값보다는 커야함을 의미한다.

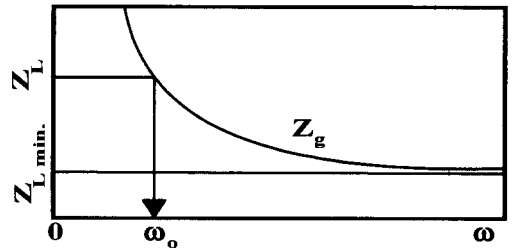


그림 6. Z- $TE_{mn}$ 의 중심주파수와 제한 조건  
Fig. 6. The center frequency of Z- $TE_{mn}$  mode and its restriction.

$$Z_g|_{\omega \rightarrow \infty} < Z_L \quad (11)$$

산란계수 비교를 통해 등가회로값을 구하면,

$$|S_{21}|_{WG}^2 = |S_{21}|_{LC}^2 \quad (12)$$

$$B = Y_L \left( \frac{Y_g}{Y_L} - \frac{Y_L}{Y_g} \right) \sin\theta \quad (13)$$

여기서, 모든 주파수에서 다음 식을 가정하였다.

$$Y_g = \frac{\beta}{\omega\mu d_z}, \beta = \sqrt{K^2 - K_c^2}, \theta = \beta l \quad (14)$$

따라서, Susceptance Slope Parameter  $\beta$  는,

$$\beta = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB}{d\omega} \Big|_{\omega = \omega_0} = \frac{\omega_0 \epsilon}{d_z \beta} \left( \frac{K_c}{K} \right)^2 \sin\theta \quad (15)$$

와 같이 얻을 수 있다.

### III. 여파기 설계

어드미턴스 인버터와 도파관(Waveguide Section: WS)을 이용한 여파기의 등가 회로는 그림 7과 같다.

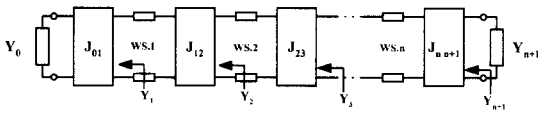


그림 7. J-인버터와 도파관(WS)을 이용한 BPF  
Fig. 7. A BPF made with J-inverters and waveguide sections(WS).

여파기내에서 공진기는 (1)그 이미턴스가 공진 주파수에서 영교차를 하고, (2)공진 주파수에서 주변의 임피던스 레벨에 영향을 주지 않는다. Z-TE<sub>10</sub>의 경우, 자신의 특성 임피던스를 그 위치의 임피던스 레벨에 일치시킴으로서 이 조건을 만족시킨다. 즉 특성 임피던스가 주파수에 대해 가변인 도파관은, 중심주파수에서 그 특성 임피던스를 주위의 임피던스 레벨에 맞추어 주어야(Y<sub>j</sub>=Y<sub>gi</sub>) 공진기와 동일한 기능을 할 수 있다. 이때의 여파기 설계식은 다음과 같이 된다.

$$Y_j = \frac{J_{j,j-1}^2}{Y_{j-1}} = Y_{gj}, \text{ where } j=0,1,\dots,n+1 \quad (16)$$

각 공진기의 Slope parameter :

$$b_j = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_j}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{d_{zj}} \left( \frac{K_{cj}}{K_j} \right)^2 \frac{\epsilon_j}{\beta_j} \sin \theta_j \quad (17)$$

각단의 인버터값 :

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 W b_1}{\omega_1' g_0 g_1}}$$

$$J_{j,j+1} = \frac{W}{\omega_1'} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad j=1,2,3,\dots,n$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_{n+1} W b_n}{\omega_1' g_n g_{n+1}}} \quad (18)$$

이상적인 인버터는 주파수에 대해 독립적인 J값을 가진다. 실제적인 인버터들은 그 성질이 주파수에 의존적이다. 거의 이상적인 특성을 나타내는 그림 8의 집중소자 인버터를 이용하여 표1과 같이 설계한 4단 BPF의 주파수 특성은 그림 9와 같이 약 6%의 대역

폭에 대해서도 정확한 결과를 준다.

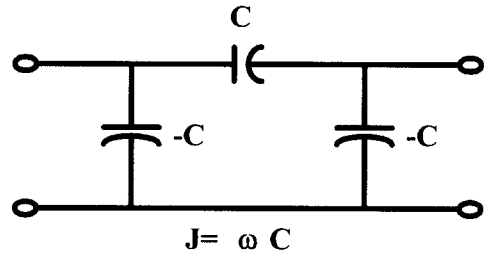


그림 8. 집중소자 C를 이용한 J-인버터  
Fig. 8. A J-inverter made with lumped Capacitors.

표 1. N=4 fo=5.173GHz BW=300MHz ripple =0.01dB a=20mm b=5mm Zo=50Ω b=0.00193

Table 1. N=4 fo=5.173GHz BW=300MHz ripple =0.01dB a=20mm b=5mm Zo=50Ω b=0.00193

		공진기	인버터(C)
$\epsilon_r$		2.1	-
각 단의 길이(mm) 또는 C값(pF)	1st	$l_1 = 1.6$	$C_{01} = 0.0546$
	2nd	$l_2 = "$	$C_{12} = 0.00373$
	3rd	$l_3 = "$	$C_{23} = 0.00274$
	4th	$l_4 = "$	$C_{34} = 0.00373$
	5th	-	$C_{45} = 0.0546$

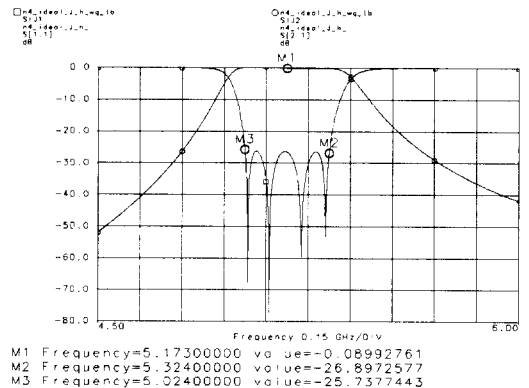
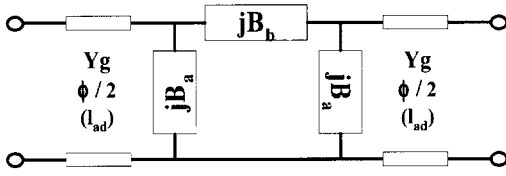


그림 9. 집중소자 인버터를 사용한 4단 BPF의 특성  
Fig. 9. A 4-pole BPF with lumped element inverters.

그림 10과 같은 인버터에서 Evanescent 도파관을 wave guide discontinuities로 사용한 여파기는 실질적으로 도파관의 단면, a, b를 동일하게 설계할 수 있

고 고차 모드의 발생이 없어 TE<sub>10</sub>모드만 고려하면 된다<sup>19)</sup>.

이를 이용한 BPF의 설계치는 표 2 및 그림 11과 같고 그림 12-13은 실제 구현된 BPF의 단면도와 측정치이다. 여기서는 그림 10의 인버터가 주파수에 상당히 의존적이므로 정확한 대역폭을 얻기 위해 인버터 값의 최적화를 수행하였다.



$$J = Y_g | \tan(\phi/2 + \tan^{-1}(B_a/Y_g)) |$$

$$\phi = -\tan^{-1}(2B_b/Y_g + B_a/Y_g) - \tan^{-1}(B_a/Y_g)$$

그림 10. 선로 불연속을 이용한 인버터. ; B<sub>a</sub>=Z<sub>0</sub>coth(a l<sub>y</sub>/2), B<sub>b</sub>=Z<sub>0</sub>sinh(a l<sub>y</sub>)

Fig. 10. An inverter consists of lines and its discontinuities.

표 2. N= 4 fo=5.173GHz BW=230MHz ripple =0.01dB a=20mm b=5mm Zo=50 Ω δ=0.00193

Table 2. N= 4 fo=5.173GHz BW=230MHz ripple =0.01dB a=20mm b=5mm Zo=50 Ω δ=0.00193.

		공진기	인버터(Φ/2)	인버터(B <sub>x</sub> )
ε <sub>r</sub>		2.1	6.0	1.0
각 단의 길이 (mm)	1st	l <sub>1</sub> =1.6	l <sub>ad1</sub> = 3.12	l <sub>j1</sub> = 6.36
	2nd	l <sub>2</sub> = "	l <sub>ad2</sub> = 2.31	l <sub>j2</sub> =19.16
	3rd	l <sub>3</sub> = "	l <sub>ad3</sub> = 2.29	l <sub>j3</sub> =21.94
	4th	l <sub>4</sub> = "	l <sub>ad4</sub> = 2.31	l <sub>j4</sub> =19.16
	5th	-	l <sub>ad5</sub> = 3.12	l <sub>j5</sub> = 6.36

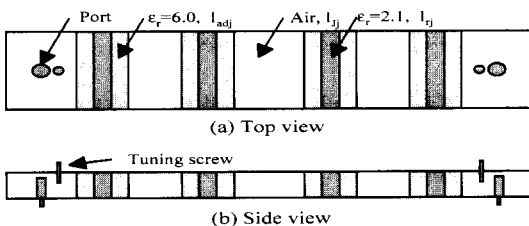


그림 11. 4단 BPF의 단면도  
Fig. 11. A crosscut of the four-pole BPF.

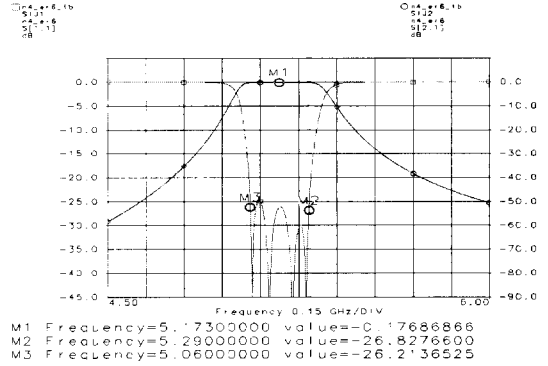


그림 12. 도파관형 인버터를 사용하고 최적화된 BPF.  
Fig. 12. The characteristic of the optimized BPF made with the waveguide inverters.

IV. 결론

차단 주파수가 존재하는 구형 도파관은 전기적 길이 뿐만 아니라 특성 임피던스도 주파수의 함수가 되는데 이에 따라 기존의 1/4파장이나 반파장을 기초로 하는 공진 특성뿐 만 아니라, 특성 임피던스의 정합에 의한 유사한 공진 특성도 보인다.

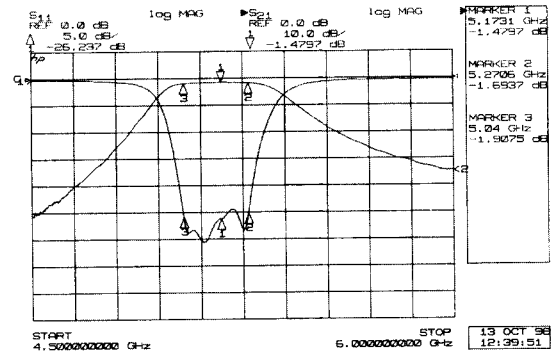


그림 13. 실측한 4단 Z-TE<sub>10</sub> BPF 특성  
Fig. 13. A measured characteristic of the 4-pole Z-TE<sub>10</sub> BPF.

이를 이용하는 '도파관 특성 임피던스 변화를 이용한 여파기'는 인버터를 이용한 표준적인 설계법의 응용으로 간단히 설계가 가능하다. 기존의 도파관형 여파기와 유사한 형태로 설계 및 제작한 4단 대역통과 여파기는 이 'Z-TE<sub>10</sub>' 여파기가 실제로 잘 구현될 수 있음을 보여준다. 또한, 여파기의 주파수는 도파관 공진기의 차단주파수 근처에서 설계가 용이하며, 공진기들의 길이를 1/4파장보다도 짧은 '임의의 길이'로 할

수 있어서 도파관 여파기의 공진기 길이를 혁신적으로 줄일 수 있다.

참 고 문 헌

[ 1 ] G. Matthaei, et.al., *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House, 1980.

[ 2 ] Robert E. Collin, *Foundations for microwave engineering 2nd Editon*. McGraw-Hill, 1992.

[ 3 ] Y. Konishi Novel dielectric waveguide components, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 79, No. 6, June 1991, pp726-740.

[ 4 ] Hartmust Patzelt, Fritz Aritz, "Double-Plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers, Irises, and Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. MTT-30, No. 5, May, 1982, pp.771-776.

[ 5 ] 황희용, 윤상원, 장익수, "새로운 형태의 도파관 형 세라믹 대역통과 여파기의 설계," 1996年度 春季 마이크로파 및 電波傳播 學術發表大會 論文集 vol. 19, No.1 PP81-85

[ 6 ] Jamal S. Izadian, Shahin M. Izadian, *Microwave Transition Design*. Artech House, 1988, p.1-p.8.

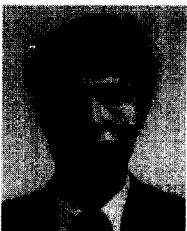
[ 7 ] Peter A. Rizzi, *Microwave engineering Passive Circuits*. Prentice Hall, 1988.

[ 8 ] John R. Brews, "Characteristic Impedance of Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. MTT-35, No.1, January p.30-p.34, 1987.

[ 9 ] Amr Abdelmonem, et.al., "Full-wave design of spurious free D.R. TE mode band pass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 43, No. 4, April, 1995, p.744.

[ 10 ] George F. Craven & Richard F. Skedo, *Evanescent mode microwave components*. Artech House, 1987.

저 자 소개



黃 熙 容(正會員)

1965년 9월 20일생. 1992년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1995년 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1995년 9월 ~ 현재 동 대학원 박사 과정. 주 관심 분야는 마이크로파와 밀리미터

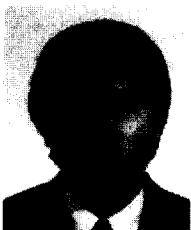
파 통신대역의 필터 디자인임



張 益 洙(正會員)

1967년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업. 1970년 2월 동 대학원 마이크로파공학 전공 석사 졸업. 1979년 2월 동 대학원 마이크로파 전공 박사 졸업. 1977년 ~ 현재 서강대학교 교수 재임. 1982년

9월 Univ. of Wisconsin at Madison 방문교수. 1997년 3월 ~ 1998년 2월 서강대학교 공과대학장. 주 관심분야는 RF 회로 디자인임



尹 相 元(正會員)

1954년 11월 9일생. 1977년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1979년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 9월 University of Texas, Austin 졸업(박사). 1984년 9월 ~ 현재 서강대학교

전자공학과 교수. 주 관심분야는 마이크로파와 밀리미터 파 통신대역의 수동, 능동 소자 및 회로임