한국정보전자통신기술학회논문지(jkiiect)'18-06, Vol.11 No.3
논문 18-11-03-313 http://dx.doi.org/10.17661/jkiiect.2018.11.3.313

4분의 1 파장 초크 구조를 이용한 동축형 대역억제필터

한대현*

A Coaxial Band Rejection Filter using a Quarter Wavelength Choke Structure

Dae Hyun Han*

요 약 전자빔과 상호작용하는 공동공진기를 위한 동축형 대역억제필터를 설계하고 제작하였다. 제안한 필터는 공동공진기의 기본모드에 대해 4분의 1 파장 길이의 초크를 가진다. 동축형 대역억제필터의 등가회로를 제시하고 각 부분의 ABCD 파라미터를 구하여 필터 전체의 ABCD 행렬을 구했다. ABCD 행렬로부터 산란행렬을 구하여 MATLAB으로 필터를 시뮬레이션하였다... 동축형 대역억제필터 구조를 HFSS를 이용하여 시뮬레이션을 수행하여 등가회로로 시뮬레이션이 유용함을 확인하였다. 설계한 동축형 대역억제필터는 6-1/8 플랜지를 가지는 필터를 제작하였다. 제작한 필터는 6-1/8 플랜지에서 N 형 플랜지로 변환하는 변환기를 사용하여 측정하였다. 제작된 필터의 삽입손실은 공동공진기의 기본모드에서 25 dB 이상이고 1차 고차모드에서 0.25 dB 보다 작다. 측정측정 결과는 시뮬레이션한 결과와 잘 일치하며 설계 규격을 만족한다.

Abstract A coaxial band rejection filter is designed and fabricated for a beam interacting cavity. The proposed filter has a quarter wavelength choke for the dominant mode of the cavity. The equivalent circuit of the coaxial band rejection filter is presented and the ABCD parameter os each part is derived to obtain the ABCD parameter of the entire filter. The scattering matrix was obtained from the ABCD matrix and the was simulated by MATLAB using the obtained scattering matrix. The coaxial band rejection filter structure was simulated using HFSS, and the results confirmed the simulation using the equivalent circuit was useful. The designed coaxial band rejection filter was fabricated with 6-1/8 flange. The fabricated filter was measured using a transition from 6-1/8 flange to N-type flange. The insertion loss of the fabricated filter is greater than 25 dB in the dominant mode of the cavity and less than 0.25 dB in the first higher order mode. The measurement results are in good agreement with the simulated results and meet the design specification.

Key Words : Cavity, Choke, Coaxial Band Rejection Filter, Dominant Mode, Higher Order Mode

1. 서론

전자빔(electron beam)을 가속시키는 RF 공동공진기(cavity)에서 기본모드(dominant mode)는 전자빔을 가속시키는 데 사용되지만 고차모드(higher order mode)는 전자빔을 불안정하게 만드는 주요한 요인 중의 하나이다[1]. 포항방사광 가속기의 RF 시스템의 대전력은 클라이스트론에서 증폭된 신호가 전자빔을 가속시키기 위해서 RF 공동에 인가된다. 동축형 밴드억제필터가 설치되기 전의 고출력 시험을 위한 RF공동 시스템이 그림 1에 보였다. 기존의 클라이스트론의 출력은 동축선에 연결되어 T자 어댑터를 거쳐 공동공진기의 입력 결합기(input coupler)에 결합되어 공동공진기에 전달된다. 그림 1에서 보듯이 T자 어댑터는 한 쪽이 단락되어 있다. T자 어댑터 단락되어 있는 쪽에 단락을 제거하고 동축형 필터를 설치하여 RF 공동의 기본 모드의 신호는 공동공진기로 반사시키고 전자빔의 안

This work was supported by Dong-eui University Foundation Grant(2011)
*Corresponding Author : Department of Electronic Engineering, Dongeui University (dhan@deu.ac.krr)
Received May 8, 2018 Revised May 04, 2018 Accepted June 26, 2018

정도에 좋지 않은 영향을 주는 고차 모드는 통과시켜서 RF 공동공진기를 통과하는 전자빔의 안정도를 높이려고 한다. 동축형 밴드억제필터를 개발 후에 설치할 시스템의 구성도를 그림 2에 보였다.

설계 및 제작하고자 하는 동축형 필터의 전기적인 규격은 표 1과 같이 삽입손실이 기본모드인 500 MHz에서 25 dB 이상이며, 1차 고조파 모드인 750 MHz에서 0.4 dB 이하이며, 기구적으로는 6-1/8" 플랜지를 가진다.

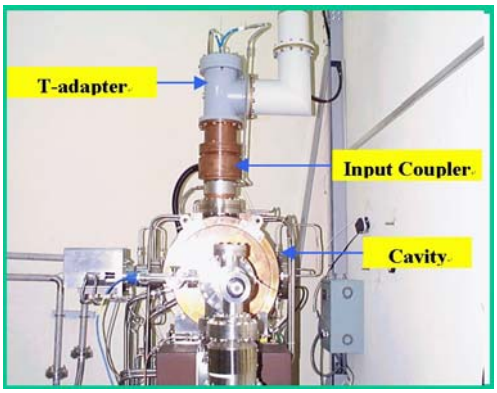

그림 1. 동축형 필터가 설치되지 않은 고출력 시험을 위한 RF 공동 시스템
Fig. 1. RF cavity system for high power test without a coaxial filter

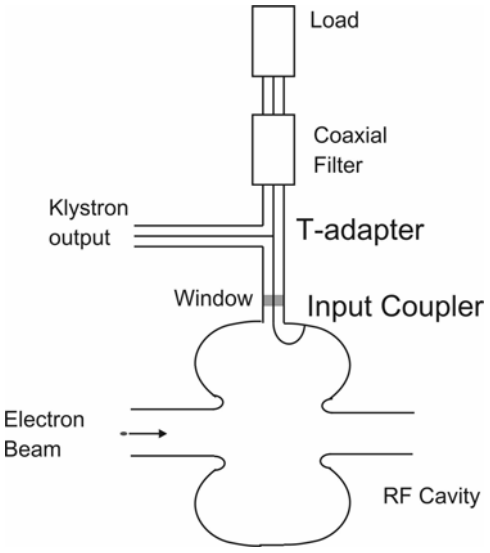

그림 2 동축형 필터를 설치했을 때 시스템 구성도
Fig. 2 System diagram after installing the coaxal filter

표 1. 동축형 필터의 전기적인 규격
Table 1. Electrical specifications of the coaxial filter

Frequency	Insertion Loss
500 MHz +/− 1 MHz (Dominant Mode)	25 dB 이상
750 MHz +/− 10 MHz (First Higher Order Mode)	0.4 dB 이하

2. 동축형 필터

일반적으로 많이 사용되는 동축형 필터는 주로 중심도체의 반지름을 조절하는 형태가 많이 사용된다[2, 3]. 동축형 필터는 이동통신의 발달로 주파수 선택도가 높은 필터가 필요하게 되어 동축 공진기를 사요한 대역통과 필터가 많이 사용되고 있다[4, 5, 6]. 동축형 대역억제필터를 저역통과필터의 기본형(prototype)을 이용하여 구현할 수도 있다[7, 8]. 그러나 직렬 커패시터를 중심도체의 갭으로 구현하면 고전력에서는 아크가 발생할 가능성이 많아 고전력용으로는 적합하지 않다. 고전력에서도 동작이 가능한 동축형 대역억제필터를 설계할 필요가 있다. $\lambda/4$ 초크 구조는 RF 대역에서 널리 사용되는 구조중의 하나이다[9]. 고전력에서도 동작이 가능한 동축형 대역억제필터를 구현하기 위해서 기본모드에 해당하는 $\lambda/4$ 초크 구조를 이용하였다.

동축선에서 대역억제필터를 구현하기 위해서 $\lambda/4$ 초크를 그림 3과 같이 외부도체에 붙이는 구조를 제안했다.

그림 3의 초크를 이용한 대역억제필터 구조의 등가 회로는 그림 4로 나타낼 수 있다. 등가회로의 해석은 각 부분을 나누어서 각 부분의 ABCD 파라미터로 나타내어서 전체 회로에 대한 ABCD파라미터를 구한 후 산란 행렬(scattering parameter)로 변환하여 구할 수 있다.

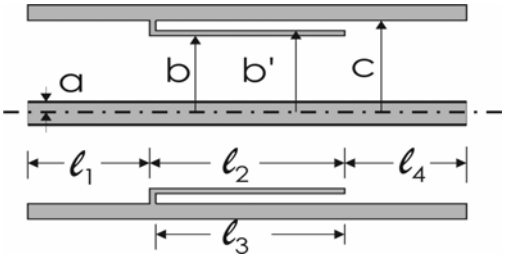

그림 3. $\lambda/4$ 초크를 이용한 대역억제필터 구조
Fig. 3. Coaxial band rejection filter using $\lambda/4$ choke

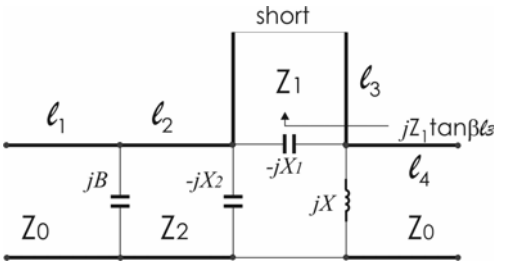

그림 4. $\lambda/4$ 초크를 이용한 대역억제필터의 등가회로
Fig. 4. Equivalent circuit of coaxial band rejection filter using $\lambda/4$ choke

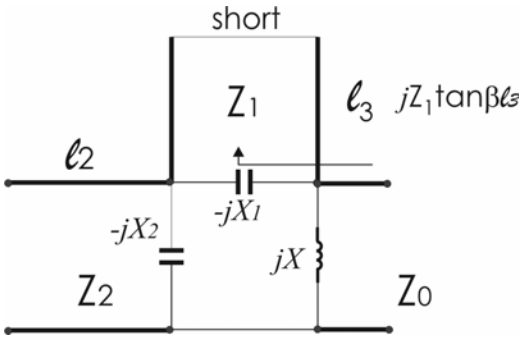

그림 5. 초크 부분의 등가회로
Fig. 5. Equivalent circuit of choke

길이 ℓ_1이고 특성임피던스가 Z_0인 전송선의 ABCD 파라미터는

$$\begin{bmatrix} A\,B \\ C\,D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos\beta\ell_1 & jZ_0\sin\beta\ell_1 \\ \dfrac{j\sin\beta\ell_1}{Z_0} & \cos\beta\ell_1 \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

이며, $Z_0 = \dfrac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} ln\left(\dfrac{c}{a}\right)$ 이다[10]. 동축선의 외부 도체가 줄어드는 천이 영역의 등가회로는 병렬로 커패시터가 추가된 것으로 볼 수 있으며, 병렬로 연결된 커패시터의 ABCD 파라미터는[11]

$$\begin{bmatrix} A\,B \\ C\,D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \qquad (2)$$

$$B = \omega C_{d2}$$

$$C_{d2} = 2\epsilon_r \pi a C_{d2}'$$

$$C_{d2}' = \frac{\epsilon}{100\pi}\left(\frac{\alpha^2+1}{\alpha} ln\frac{1+\alpha}{1-\alpha} - 2\ln\frac{4\alpha}{1-\alpha^2}\right) + 4.12\times10^{-15}(0.8-\alpha)(\tau-1.4)\ F/cm$$

$$\alpha = \frac{b-a}{c-a}$$

$$\tau = \frac{c}{a}$$

이다.

길이 ℓ_3 의 초크 부분의 등가 회로는 그림 5와 같으며[12] 각 파라미터의 값은

$$\frac{X}{Z_0} = \cot\frac{2\pi d}{\lambda} \qquad (3)$$

$$\frac{X_1}{Z_0} = \frac{b_1}{b_0} cot\frac{2\pi d}{\lambda}$$

$$\frac{X_2}{Z_0} = \frac{b_2}{b_0} cot\frac{2\pi d}{\lambda}$$

$$b_0 = c-a,\ b_1 = c-b,\ b_2 = b-a$$

$$\frac{\pi d}{b_0} \approx \frac{b_1}{b_0} ln\frac{b_0}{b_1} + \frac{b_2}{b_0} ln\frac{b_0}{b_2}$$

$$Z_1 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} ln\left(\frac{c}{b'}\right)$$

$$Z_2 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

이며, d는 초크 구조의 가장자리 효과 때문에 초크의 길이가 등가적으로 늘어나는 정도를 나타낸다. 따라서 초크의 길이를 설정할 따라서 $\lambda/4$ 보다 d 만큼 짧게 설계해야 한다.

초크 부분은 특성 임피던스가 Z2이고 길이가 ℓ_2인 전송선인 부분과 π회로로 나누어서 계산하는 것이 편리하다. 특성임피던스가 Z2이고 길이가 ℓ_2인 전송선인 부분의 ABCD 파라미터는

$$\begin{bmatrix} A\,B \\ C\,D \end{bmatrix}_3 = \begin{bmatrix} \cos\beta\ell_2 & jZ_2\sin\beta\ell_2 \\ \dfrac{j\sin\beta\ell_2}{Z_2} & \cos\beta\ell_2 \end{bmatrix} \qquad (4)$$

이다. π형 회로 부분의 ABCD 파라미터를 구하기 위해서는 Y 파라미터를 먼저 구하여 ABCD 파라미터로 변환하는 것이 용이하다.

그림 6에 나타나 있는 π형 어드미턴스 회로의 ABCD 파라미터는

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_4 = \begin{bmatrix} 1+\frac{Y_b}{Y_c} & \frac{1}{Y_c} \\ Y_a+Y_b+\frac{Y_aY_b}{Y_c} & 1+\frac{Y_a}{Y_c} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Y_a = \frac{j}{X_2},$$

$$Y_b = -\frac{j}{X},$$

$$Y_c = \frac{j}{X_1} - \frac{j}{Z_1 \tan\beta\ell_3}$$

이다.

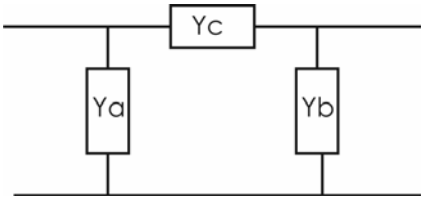

그림 6. 어드미턴스로 나타낸 π 형 등가회로
Fig. 6. π equivalent circuit using admittance

마지막으로 초크의 뒤 단에 있는 특성임피던스 Z_0이고 길이 ℓ_4의 전송선의 ABCD 파라미터는

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_5 = \begin{bmatrix} \cos\beta\ell_4 & jZ_0\sin\beta\ell_4 \\ \frac{j\sin\beta\ell_4}{Z_0} & \cos\beta\ell_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

이다. 초크 구조의 동축형 밴드억제필터의 전체 ABCD 파라미터는 각 회로망이 케스케이드로 연결된 구조이므로 각 ABCD 파라미터 행렬을 곱하면 된다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_3 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_4 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_5 \quad (7)$$

ABCD 파라미터로부터 산란행렬은 다음의 변환식으로 구할 수 있다[10].

$$S_{11} = \frac{A+B/Z_0-CZ_0-D}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \quad (8a)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \quad (8b)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \quad (8c)$$

$$S_{22} = \frac{-A+B/Z_0-CZ_0+D}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \quad (8d)$$

3. 필터 제작 및 실험

제작에 앞서 등가회로를 이용한 시뮬레이션을 실행하였으며 결과를 그림 7에 보였으며 시뮬레이션 결과는 제시된 규격을 만족한다. 시뮬레이션에서 사용된 치수는 그림 3의 기호를 사용하여 a = 3.381, b = 6.48, b' = 6.78, c = 7.78(cm), Z0 = 50.0, Z1 = 8.25, Z2 = 39.03 (ohm) 이고 ℓ_1= 5.0, ℓ_2= 14.82, ℓ_3= 14.52, ℓ_4= 5.0 (cm) 이다. 즉 초크의 두께가 3 mm 이다.

초크의 길이 ℓ_2에 따른 중심주파수의 변화를 표 3에 나타내었다. 초크의 길이가 1 mm 변할 때 중심 주파수는 약 3.5 MHz 변한다. 즉 초크의 길이에 따라서 중심 주파수가 민감하게 변한다. 따라서 고전력이 대역억제필터에 인가되면 열팽창에 의해서 초크의 길이가 달라지면 필터의 중심주파수도 변할 수 있다. 이런 경우의 문제를 해결하는 방법으로써 외부에 튜너를 다는 방법을 생각해볼 수 있으나 사용하는 소자가 고출력용이기 때문에 튜너를 다는 것은 적합하지 않은 방법이다. 다른 대안으로는 중심주파수를 기준으로 초크를 하나는 짧게 또 다른 하나는 길게 2개를 달면 길이에 대한 의존성을 상당히 줄일 수 있다. 중심주파수가 500MHz로 계산된 초크의 길이(14.82cm)에서 초크의 길이를 하나는 1mm길게 하고 다른 하나는 1mm 짧게 하여 계산한 결과를 그림 8에 보였다.

HFSS로 시뮬레이션을 하여 중심 주파수를 500 MHz로 맞추면 초크의 길이 14.32 cm 로 등가회로를 이용하여 구한 길이보다 5 mm 짧아 졌다. 이는 등가회로는 초크의 두께를 완전하게 나타내지 못했기 때문으로 추측된다. 시뮬레이션을 바탕으로 첫 번째 초크의 길이를 14.22 cm, 두 번째 초크의 길이는 14.42 cm로 설계하였으나 제작 중의 실수로 13.6 cm, 14.36 cm 로 제작되었다. 제작한 대역억제필터는 HP8753 회로망 분석기(network analyzer)를 이용하여 측정한 결과를 그림 9~11에 보였다.

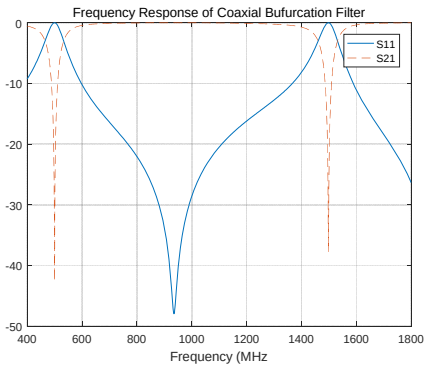

그림 7. 초크 구조의 대역억제필터의 등가 모델 시뮬레이션 결과

Fig. 7. Simulation results of coaxial band rejection filter using choke

표 2. 초크 길이에 따른 중심 주파수 변화

Table 2. Center frequency shift as choke length

초크의 길이 ℓ_2 (cm)	14.62	14.72	14.82	14.92	15.02
중심주파수 (MHz)	507.0	503.5	500.0	497.0	493.5

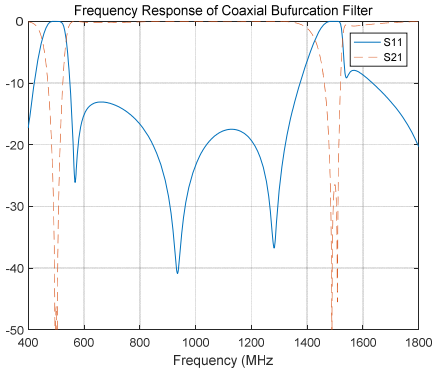

그림 8. 두 초크의 길이가 각각 14.92 cm, 14.72 cm인 구조를 갖는 대역억제필터의 등가 모델 시뮬레이션 결과

Fig. 8. Simulation results of coaxial band rejection filter using two chokes 14.92 cm, 14.72 cm each

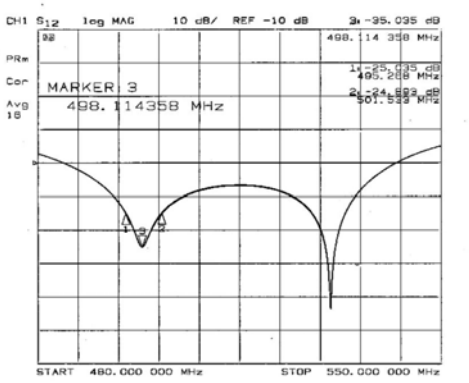

그림 9. 공동공진기의 기본 모드 주파수 대역에서 대역억제필터의 S21 측정치

Fig. 9 S21 measurement results of the coaxial band rejection filter in the dominant resonant frequency.

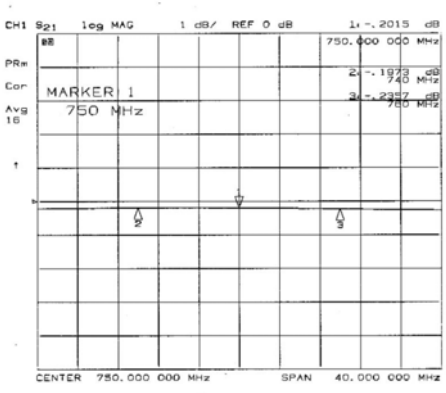

그림 10. 공동공진기의 1차 고조파 모드인 750 MHz 대역에서 동축형 대역억제필터의 S21 측정치

Fig. 10 S21 measurement results of the coaxial band rejection filter in the first higher order mode resonant frequency.

회로망 분석기로 측정할 때 6-1/8" 동축선 교정 키트(calibration kit)가 없어 6-1/8" - N형 천이(transition)를 필터의 양단에 연결하여 N형 커넥터로 교정하여 측정하였다. 그림 9는 공동공진기의 기본모드인 500 MHz 대역에서 측정한 결과이며, 두 개의 초크에 의한 대역 억제 주파수가 498 MHz 와 531 MHz로 보였다. 제작상의 오차로 초크가 짧게 제작된 영향으로 531 MHz 대역에서 삽입손실이 크게 나오는 것이 보인다. 기본 공진 모드 주파수 근처에서는 삽입손실이 25 dB 이상인 대역은 498 MHz ~

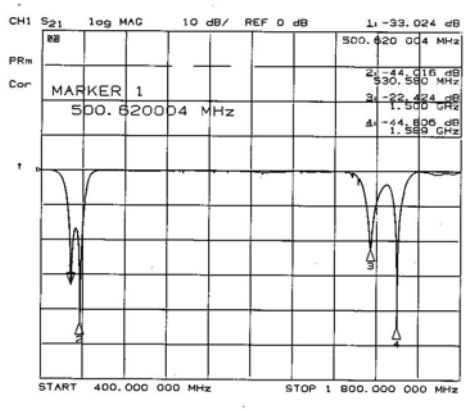

그림 11. 광대역에서 동축형 대역억제필터의 S21 측정치
Fig. 11. S21 measurement results of the coaxial band rejection filter in the wideband frequency range.

501 MHz 이다. 그림 10은 공동공진기의 1차 고조파 모드인 750 MHz 대역에서 측정한 결과이며 삽입손실이 0.25 dB 보다 작다. 그림 11은 공동공진기의 기본모드와 1차 고조파 모드를 포함한 넓은 대역에서 삽입손실을 측정한 결과이다. 4분의 1파장 초크 구조의 특징인 기본주파수의 홀수 배의 주파수에서 대역억제 특성을 보이고 있다. 기대한 바와 같이 기본모드(500MHz)는 차단을 하고 1차 고조파 모드(750MHz)는 통과를 시키는 대역억제 필터의 특성을 보이고 있으며 설계한 규격을 만족한다.

4. 결 론

6-1/8" 동축선에서 RF 공동의 기본 모드인 500 MHz는 반사시키고 고차 모드인 750 MHz 이상의 주파수를 통과시키는 고전력용 대역 억제 필터는 $\lambda/4$ 길이의 초크 구조를 갖는 형태가 적합하다. 초크 구조의 대역 제한 필터는 구조가 간단해서 제작이 용이하면서 대역 억제 기능이 우수하다. 하지만 초크 구조의 대역 억제 필터는 초크의 길이에 따라서 대역 억제 중심 주파수가 민감하게 변하여 프로토타입을 제작하여 초크의 길이를 확정할 필요가 있다.

REFERENCES

[1] K. Umemori; M. Izawa; K. Saito; S. Sakanaka, "Higher-Order-Mode Damping of L-Band Superconducting Cavity Using A Radial-Line HOM Damper", Proceedings of the 2005 Particle Accelerator Conference, pp. 3606-3608, 2005.
[2] Ralph Levy, Tullio E. Rozzi, "Precise Design of Coaxial Low-Pass Filters", IEEE Trans. Microwave Theory and Techn., vol. MTT-16, no. 3, pp 142-147, March 1968.
[3] W. Alan Davis, Peter J. Khan, "Coaxial Bandpass Filter Design", IEEE Trans. Microwave Theory and Techn., vol. MTT-19, no. 4, pp 373-380, April 1971.
[4] E. Doumanis, S. Bulja, D. Kozlov, "Compact Coaxial Filters for BTS Applications", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 12, pp. 1077 - 1079, Dec. 2017
[5] F. Chen, J. Qiu, S. Wong, Q. Chu, "Dual-Band Coaxial Cavity Bandpass Filter With Helical Feeding Structure and Mixed Coupling", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 25, no. 1, pp. 31-33, Jan. 2015
[6] Q. Lu, W. Qin, J. Chen, "A Novel Balanced Bandpass Filter Based on Twin-Coaxial Resonator", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 2, pp. 114-116, Feb. 2017
[7] G. Matthaei, Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures, Artech House, 1980.
[8] Peter A. Rizzi, Microwave Engineering Passive Circuits, Prentice Hall, 1988.
[9] J. M. Osepchuk, J. E. Simpson, and R. A. Foerstner, "Advances in Choke Design for Microwave Oven Door Seal", Journal of Microwave Power, vol 8, no 3/4, 1773.
[10] David M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons Inc.

저자약력

한 대 현(Dae Hyun Han) **[종신회원]**

- 1986년 8월 경북대학교 전자공학과(공학사)
- 1990년 2월 포항공대 전자전기공학과(공학석사)
- 1996년 8월 포항공대 전자전기공학과(공학박사)
- 1999년 3월 ~ 현재 동의대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 무선통신 소자 및 시스템