

Y₁Ba₂Cu₃O_{7-x} 박막을 이용한 Ku-밴드 HTS 마이크로스트립 대역통과 필터의 전산모사 특성

박경국, 정동철, 임성훈, 임성우, *정용채, 한병성
전북대학교 전기공학과, *정보통신공학과

Characteristic Simulation of the High Temperature Superconducting Microstrip Bandpass Filters using Y₁Ba₂Cu₃O_{7-x} Films

Kyung-Kuk Park, Dong-Chul Chung, Sung-Hun Lim, Seong-Woo Yim,
*Yong-Chae Jeong, Byoung-Sung Han

Chonbuk National Univ., Dept. of electrical eng., *Dept. of information & communication eng.

Abstract -This paper described design and simulation of the high-T_c superconducting (HTS) microstrip bandpass filter (BPF) on MgO substrate using Y₁Ba₂Cu₃O_{7-x} films that show superconductivity at ≈90 K. Design parameters for the characteristic of the bandpass filter in Ku-band were obtained by approximate design formulas. It used parallel coupled stripline stepped impedance resonators (SIR). Microwave design system, MDS(EESorf S/W) was used to derive the optimal pattern of the filters and to simulate frequency response. In computer-aided results, optimally designed HTS filters got good performance compared with the gold counterparts on frequency response S₂₁, S₁₁.

1. 서 론

1986년 George Bednorz와 Alex Muller의 산화물 고온초전도체의 발견⁽¹⁾ 이후 상대적으로 유전손실이 적은 특성을 갖는 기판 위에 고온초전도체 박막을 증착시키는 박막 성장기술의 발전은 매우 성공적이라고 볼 수 있다. 고온초전도체는 기존의 구리나 금에 비하면 약 10 GHz의 주파수에서 ≈1/100 이하로 낮은 표면 저항을 가지며, 침투깊이가 주파수에 무관하다는 특징을 지니어 높은 양호도를 갖는 초전도 초고주파 소자로 응용하려는 연구가 급속히 발전하고 있다. 현재 추세로 보아 가까운 장래에 고온초전도체를 이용한 초고주파 소자들은 실제의 초고주파 시스템에서의 응용 가능성이 크다.

본 논문은 고온초전도체의 초고주파 소자 응용의 일환으로 우수한 특성을 가진 양질의 Y₁Ba₂Cu₃O_{7-x} 박막을 이용한 Ku-밴드용 대역통과 필터의 구현에 앞서 선행되어야 할 필터 설계의 최적화 및 전산모사에 의한 특성에 관하여 기술하였다.

2. 본 론

2.1 HTS 마이크로스트립 대역통과 필터의 설계

본 논문에서 설계한 마이크로스트립 대역통과 필터는 사이스시변에 의해 설계된 대역통과 필터의 전산모사 특성에 대해 기술하였다.

2.1.1 대역통과 필터의 설계 이론

체비셰프 다항식을 이용한 대역통과 필터는 식 (1)의 각 소자값을 이용한 그림 1. (a)와 같은 저역통과 필터의 기본형을 구현한다. 이로부터 식 (2)에서의 주파수 맵핑함수에 의한 주파수 변환에 의해 그림 1. (b)처럼 원하는 주파수 대역에서의 필터를 얻을 수 있다⁽³⁾. 저역통과 필터의 기본형에 대한 응답 특성은 식 (1)'와 같이 나타낼 수 있다. 식 (1)'에서 ε은 통과대역 안에서 감쇠를 결정하는 변수이다. 실제의 적용에 있어서는 마이크로스트립과 같은 분포정수소자로서 이뤄진 필터는 집중정수소자의 등가회로로 구현된 그림 1. (b)와 같이 직·병렬 공진기를 같이 구현하기가 어려우므로 그림 1. (c)처럼 임피던스 및 어드미턴스 인버터를 이용한 등가회로로 변환하여야 한다.

$$g_0 = 1, g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, 4, \dots, n.$$

$$g_{n+1} = 1, \quad n \text{이 홀수}$$

$$= \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right), \quad n \text{이 짝수} \quad (1)$$

(여기서 β, γ, a_k, b_k는

$$\beta = \ln\left(\coth\frac{A_r}{17.37}\right), \quad A_r \text{은 dB, } \gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

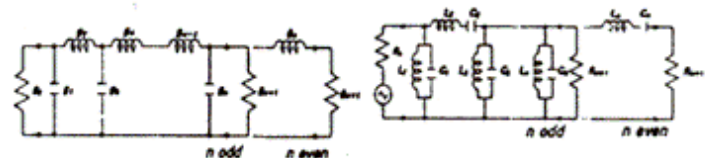
$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \quad b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)$$

$$k = 1, 2, \dots, n)$$

$$A(\omega') = 10 \log_{10}\left(1 + \epsilon \cos^2\left[n \cos^{-1}\left(\frac{\omega'}{\omega'_1}\right)\right]\right), \quad \omega' \leq \omega'_1$$

$$A(\omega') = 10 \log_{10}\left(1 + \epsilon \cosh^2\left[n \cosh^{-1}\left(\frac{\omega'}{\omega'_1}\right)\right]\right), \quad \omega' \geq \omega'_1 \quad (1)'$$

(여기서 ε = √(10^{A_r/10} - 1))



비균일 임피던스에 설계된 체비셰프(Tchebyscheff) 명으로 Ku 밴드의 대역 내에서 0.01dB의 통과대역 내 균일 리플(Ar)과 함께 대역통과 특성을 갖도록 하였다. 설계된 대역통과 필터의 구성은 임피던스비(K)를 0.5, 1.5로 하여 공진기의 구조를 변화한 비균일 임피던스를 갖는 스텝임피던스 공진기 3개의 평행결합에 의한 것이고, 격자정합이 우수하고 비교적 유전상수(≈ 9.6)가 낮으며 유전상수의 등방성을 유지하는 MgO 기판 위에 필터의 패턴이 $Y_1Ba_2Cu_3O_{7-x}$ 박막으로 이뤄지도록 한 것이다. 기판으로 쓰이는 MgO는 결정강도가 약하고 높은 흡습성을 갖지만 저렴한 가격으로 10 GHz 주파수 대역에 적절한 기판으로 알려져 있다⁽²⁾.

1332-1

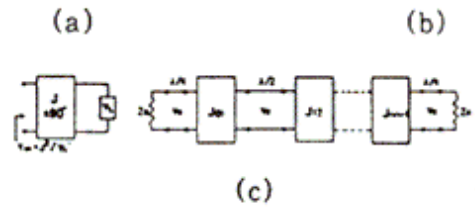


그림 1. (a) 저역통과 필터의 기본형
 (b) 주파수 맵핑에 의한 BPF
 (c) 어드미턴스 인버터에 의한 BPF 동가회로

[UÀ½](#)

$$\omega' = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2)$$

($\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ 은 통과대역의 부분 대역폭)

$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ 는 차단주파수로 ω_1, ω_2 의 기하학적 평균인 중심주파수)

2.1.2 필터의 설계

본 논문에서 설계된 대역통과 필터는 그림 2의 구조를 가진 스텝 임피던스 공진기 이용한 평행결합에 의한 것으로 먼저, 식 (3), (4)의 기본 공진조건 ($Y_{in} = 0$)과 서셉턴스 슬롭계수(b)를 구하여 임의의 전기적 길이(θ)를 가지는 결합회로에 대한 어드미턴스 인버터 계수를 식(5)에 의해 구하였다^[4]. 이로부터 그림 3에서의 결합선로에 대한 even-odd 모드 임피던스를 식 (6)에 적용하여 구하고 이를 이용한 평행결합선로의 패턴 크기를 정하여^[5], 최적화 과정을 거치므로서, 표 2와 같은 최적 설계된 HTS 마이크로스트립 대역통과 필터의 패턴 치수를 구하였다. 표 1은 필터의 설계를 위한 파라미터를 나타내고 있다.

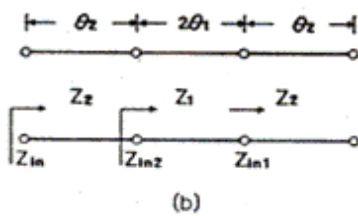
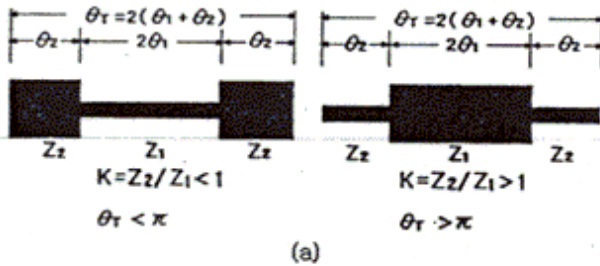


그림 2. 스텝 임피던스 공진기
(a) 공진기의 구조 (b) 전송선 등가모델

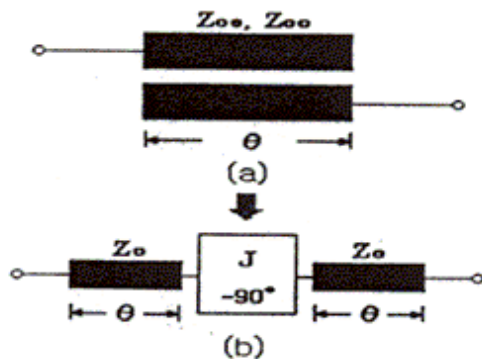


그림 3. 평행결합선로와 인버터를 이용한 등가회로

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 w}{g_0 g_1}} = Y_0 \sqrt{\frac{2w\theta_0}{g_0 g_1}}$$

$$J_{i,i+1} = w \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} = Y_0 \frac{2w\theta_0}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (j=1 \sim n-1)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 w}{g_n g_{n+1}}} = Y_0 \sqrt{\frac{2w\theta_0}{g_n g_{n+1}}} \quad (5)$$

$$Z_{oe} = \frac{1}{Y_0} \cdot \frac{1 + (J/Y_0) \csc \theta + (J/Y_0)^2}{1 - (J/Y_0)^2 \cot^2 \theta}$$

$$Z_{oo} = \frac{1}{Y_0} \cdot \frac{1 - (J/Y_0) \csc \theta + (J/Y_0)^2}{1 - (J/Y_0)^2 \cot^2 \theta} \quad (6)$$

표 1. 대역통과 필터의 설계 파라미터

설계 파라미터		
어드미턴스 인버터 $J_{i,i+1}$	J_{01}, J_{34} J_{12}, J_{23}	0.0048 0.0009
선로 임피던스 $Z [\Omega]$	Z_1 Z_2	100 50
공진기의 길이 i [deg.]	θ_1 θ_0	141.058 35.264
서셉턴스 슬롭계수 $b [\sigma]$		0.02462
Even-odd 임피던스 $(Z_{oe})_{i,i+1}$ $(Z_{oo})_{i,i+1} [\Omega]$	$(Z_{oe})_{01} (Z_{oe})_{34}$	82.85540
	$(Z_{oo})_{01} (Z_{oo})_{34}$	36.33314
	$(Z_{oe})_{12} (Z_{oe})_{23}$	54.28535
	$(Z_{oo})_{12} (Z_{oo})_{23}$	46.34285

(a) K = 0.5

설계 파라미터		
어드미턴스 인버터 $J_{i,i+1}$	J_{01}, J_{34} J_{12}, J_{23}	0.0057 0.0013
선로 임피던스 $Z [\Omega]$	Z_1 Z_2	33.33 50
공진기의 길이 i [deg.]	θ_1 θ_0	203.074 50.768
서셉턴스 슬롭계수 $b [\sigma]$		0.03544
Even-odd 임피던스 $(Z_{oe})_{i,i+1}$ $(Z_{oo})_{i,i+1} [\Omega]$	$(Z_{oe})_{01} (Z_{oe})_{34}$	76.69996
	$(Z_{oo})_{01} (Z_{oo})_{34}$	37.68975
	$(Z_{oe})_{12} (Z_{oe})_{23}$	54.61706
	$(Z_{oo})_{12} (Z_{oo})_{23}$	46.10535

(b) K = 1.5

표 2. HTS 마이크로스트립 BPF의 패턴치수

(a) 평행결합선로 (b) 등가회로

(단위: mm)

$$Y_{in} = j Y_2 \frac{2(K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)(\tan \theta_2 + K \tan \theta_1)}{K(1 - \tan^2 \theta_2)(1 - \tan^2 \theta_1) - 2(1 + K^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2}$$

$$Y_{in} = 0$$

$$K = \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \quad (3)$$

$$b = \frac{\theta_0}{2} \cdot 2(1+K) \cdot \frac{2}{1+K} \cdot Y_2 = 2\theta_0 Y_2 \quad [\text{S}] \quad (4)$$

	선 폭	결합간격	길이
Z_0	0.49780		
Z_1	0.07811		1.16883
$(Z_{oe}, Z_{oo})_{01} (Z_{oe}, Z_{oo})_{34}$	0.29728	0.06149	0.64445
$(Z_{oe}, Z_{oo})_{12} (Z_{oe}, Z_{oo})_{23}$	0.40953	0.55682	0.64334

(a) $K = 0.5$

[ÀÀü](#) [ÙÀ½](#)

	선 폭	열합간격	길이
Z_0	0.49780		
Z_1	0.80282		1.67370
$(Z_{oe}, Z_{oo})_{01} (Z_{oe}, Z_{oo})_{34}$	0.32453	0.05593	0.70360
$(Z_{oe}, Z_{oo})_{12} (Z_{oe}, Z_{oo})_{23}$	0.35303	0.65358	0.86421

(b) $K = 1.5$

표 2에서의 최적 설계된 대역통과 필터의 패턴치수로부터 실제 구현될 HTS 필터의 패턴을 CAD 프로그램 Cadence에 의해 형상화 시킨 것을 그림 4에 나타내었다.

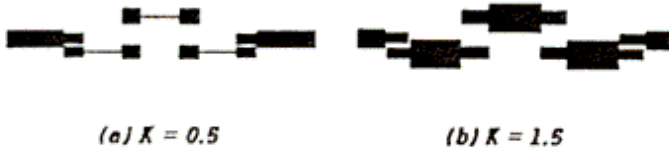
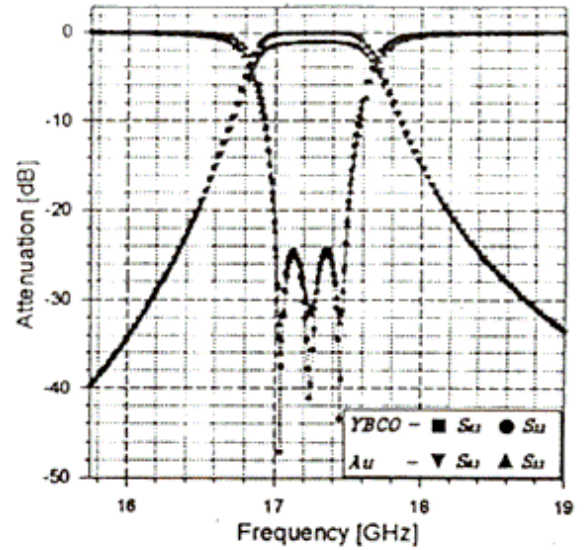
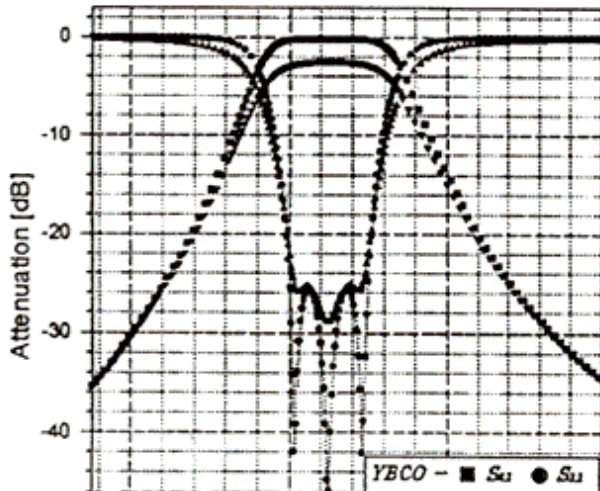


그림 4. HTS 마이크로스트립 대역통과 필터의 형태

2.2 전산모사에 의한 필터 특성

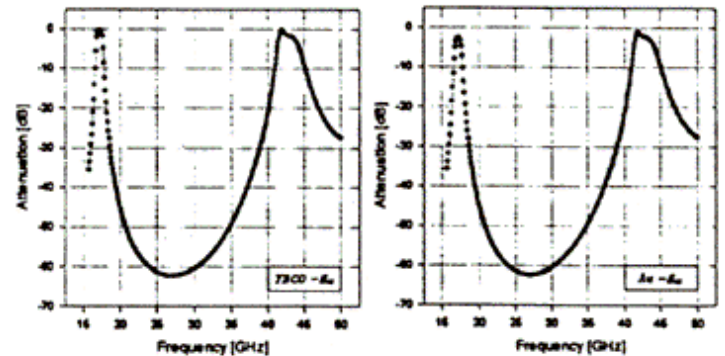
고온초전도체인 $Y_1Ba_2Cu_3O_{7-x}$ (YBCO)박막을 스트립 도체로 한 대역통과 필터를 비유전율이 9.6이고 $10mm \times 10mm \times 0.5mm(t)$ 크기를 갖는 MgO 기판위에 제작하기 위한 최적설계된 HTS 마이크로스트립 3극 BPF의 전산모사에 의한 필터의 주파수 응답을 Au를 스트립 도체로한 필터와 비교하여 그림 5에 나타내었다.



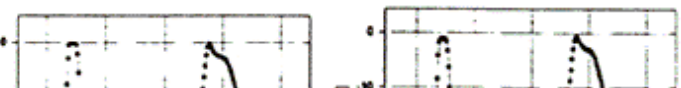
(b) $K = 1.5$

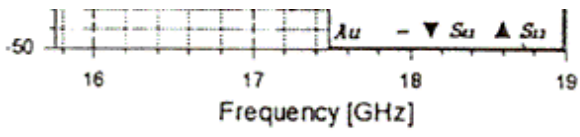
그림 5. HTS 대역통과 필터의 기본 주파수 응답

그림 5의 (a)와 (b)를 살펴보면 Ku밴드내의 통과 대역(500 MHz)에서의 삽입손실 S_{21} 이 각각 K 가 0.5 (그림 5. (a))인 필터에서는 YBCO $\approx -0.249dB$, Au $\approx -2.475dB$ 이고 K 가 1.5 (그림 5. (b))일 때는 YBCO $\approx -0.104dB$, Au $\approx -1.03dB$ 로 나타나고 있다. YBCO박막에 의해 이뤄진 HTS 필터의 전산모사된 특성을 Au에 의한 필터와 비교해보면 주파수 응답이 삽입손실과 반사손실이 개선되어 HTS 대역통과 필터가 월등히 우수한 특성을 나타냄을 알 수 있다. 그리고 공진기 구조의 변화에 따른 HTS 필터의 기본 주파수 응답과 spurious 응답을 살펴보면 Au 필터와 같이 삽입손실 값이 K 가 0.5인 경우보다 1.5인 경우 더 크게 나타나며, spurious 주파수 응답은 그림 6에서와 같이 첫 번째 spurious 응답이 K 가 0.5인 경우 기본 주파수 응답의 ≈ 2.55 배, K 가 1.5인 경우는 ≈ 1.77 배로 K 가 0.5일 때 제 1, 2 고조파가 더 멀리 이동됨을 알 수 있다.

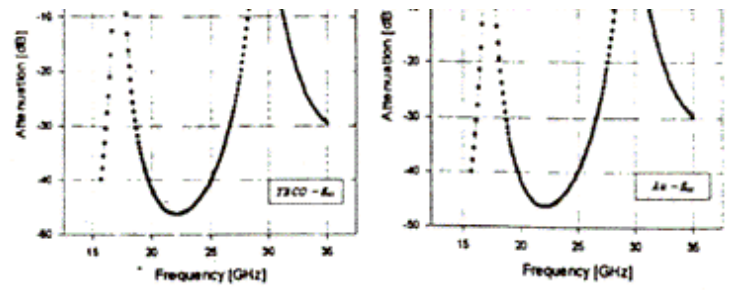


(a) $K = 0.5$





(a) $K = 0.5$



(b) $K = 1.5$

그림 6. HTS 대역통과 필터의 spurious 응답

1332-3

[ÀÀü](#) [ÜÀ½](#)

(2) J. Talvacchio, R. G. Wagner, and S. H. Talisa.
"High-Tc film development for electronic applications". *Microwave J.*, pp105-114, July, 1991.

(1) J. G. Bednorz, K. A. Müller. "Possible high-Tc superconductivity in the Ba-La-Cu-O system". *J. Phys.*, Vol. 64, pp. 189, 1986.

(2) J. Talvacchio, R. G. Wagner, and S. H. Talisa.
"High-Tc film development for electronic applications". *Microwave J.*, pp105-114, July, 1991.

(3) G. L. Mattahaei, L. Young, E. M. T. Jones.
Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures, Artech House Books, 1980.

(4) M. Makimoto and S. Yamashita. "Bandpass filters using pararell coupled stripline stepped impedance resonators", *IEEE Trans., Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-28, pp. 1413-1417, Dec., 1980.

(5) Terry Edwards. *Foundations for microstrip circuit design*, Jhon Wiley & Sons, Inc., 1991.