

論文2001-38TC-5-4

## 다중 결합 선로 공진기를 이용한 고온초전도 마이크로스트립 여파기의 설계

(The Design of High-Temperature Superconducting  
Microstrip Filter Using Multiple Coupled Line Resonators)

朴熙燦\*, 尹錫舜\*, 朴益模\*, 金泰壹\*\*, 金相均\*\*, 閔丙喆\*\*,  
張正弼\*\*, 李行善\*\*, 崔榮煥\*\*, 吳炳斗\*\*

(Hee-Chan Park, Seok-Sun Yun, Ikmo Park, Tae-Il Kim, Sang-Kyoon Kim,  
Byoung-Chul Min, Jeong-Pil Jang, Haeng-Seon Lee, Young-Hwan Choi,  
and Byung-Du Oh)

### 요 약

본 논문에서는 제한된 웨이퍼 공간을 효율적으로 사용하기 위해서, 여파기의 크기를 소형화시키고 스킨트 특성을 향상시킨 다중 결합 선로 공진기를 제안하였다. 다중 결합 선로 공진기는 반 파장 개방 선로를 여러 번 구부린 형태로써 공진기의 크기를 소형화시키고, 각 선로의 상호 인덕턴스 성분에 의해서 공진기와 공진기 사이의 결합력을 감소시킬 수 있었다. 다중 결합 선로 공진기를 이용하여 공진기 사이 거리에 따른 결합 계수와 급전 위치에 따른 external Q를 구해서 12 폴 여파기를 설계하였다. 중심 주파수 1.79 GHz, 3 dB 대역폭 7.62 MHz로 제작된 고온초전도 여파기는 통과 대역의 아래쪽에서 70 dB/MHz, 위쪽에서 41 dB/MHz의 가파른 스킨트 특성을 보이고 있다.

### Abstract

A very compact narrowband high-temperature superconducting microstrip filter using multiple coupled line resonators is designed and fabricated to effectively use the limited space of the wafer. The fabricated 12 pole filter has a center frequency of 1.79 GHz and a 3dB bandwidth of 7.63 MHz(0.43% fractional bandwidth). The filter also shows sharp skirt characteristics of 71 dB/MHz and 41dB/MHz below and above the passband, respectively, and has an insertion loss of less than 0.5dB and a return loss of more than 15dB in the passband.

### I. 서 론

통신의 발달은 현대 사회를 정보화 사회로 발전시켰

\* 正會員, 亞洲大學校 電子工學部

(School of Electronics Engineering Ajou University)

\*\* 正會員, LG 電子技術院

(LG Elite)

接受日字:2001年3月12日, 수정완료일:2001年4月30日

으며, 장소에 제약이 없고 이동 중에 사용이 가능한 무선 통신은 현재 가장 효과적인 통신 도구로 사용되고 있다. 그러나 무선 통신 가입자의 기하 급수적 증가와 이동 통신, 위성 통신 등과 같은 여러 통신 서비스의 개발로 인하여 가용 주파수 대역의 효율적 사용과 주파수 대역간의 독립성을 유지시키기 위하여 협대역이면서 스킨트 특성이 우수한 여파기의 필요성이 대두되었다.

지금까지 무선 통신에서는 주로 공동(cavity) 여파기

나 마이크로스트립 여파기가 사용되었지만 공동 여파기는 매우 크고 중량이므로 사용에 제약이 있고, 일반적인 마이크로스트립 여파기는 가볍고 소형화할 수 있으나 도체 손실이 크다는 단점을 가진다. 이에 비해서 고온초전도 마이크로스트립 여파기는 고온초전도체의 낮은 표면 저항으로 인하여 통과 대역내의 작은 삽입 손실, 높은 Q 등 우수한 특성과 소형화할 수 있다는 장점을 지니어 많은 연구가 있어왔다<sup>[1-4]</sup>. 그러나 고온초전도 마이크로스트립 여파기는 고온초전도 박막의 웨이퍼(wafer) 내에서 구현하므로 공간적인 제약이 뒤따른다. 특히, 무선 통신 시장에서 요구하는 협대역이며 가파른 스퀘트 특성을 지닌 여파기를 설계하고자 할 때 이 문제는 더욱 심각하다. 일반적으로 협대역 여파기를 설계하기 위해서는 공진기들 사이의 결합력이 작아야 하므로 공진기들 사이의 거리가 충분히 떨어져 있어야 한다. 또한 가파른 스퀘트 특성을 얻기 위해서 많은 수의 공진기를 배열해야하기 때문에 한정된 웨이퍼 공간에서 원하는 특성을 갖는 여파기를 구현하기란 매우 어렵다<sup>[1-2, 5]</sup>. 이러한 고온초전도 마이크로스트립 여파기의 단점을 보완하기 위해서 적은 수의 공진기 배열만으로도 우수한 스퀘트 특성을 가질 수 있고, 공진기들 사이의 결합력을 감소시킬 수 있는 새로운 구조의 공진기가 필요하므로 반 파장 선로를 여러 번 구부린 W자 형태의 다중 결합 선로 공진기를 제안하였다. 다중 결합 선로 공진기를 이용한 여파기의 설계는 Hey-Shipton<sup>[6]</sup>, Reppel *et al.*<sup>[14]</sup>에 제시되어 있는데, [5]는 집중 정수 소자를 등가화한 여파기이고, [14]는 W자 공진기를 이용하여 elliptic 여파기로 설계하였다. 그러나 이와 같은 여파기 구현 방법은 설계 과정이 복잡하고 본 논문에서 설계하고자 하는 Chebyshev 여파기에 비하여 여파기의 크기나 스퀘트에 있어서 특성이 뛰어나지 못하다.

본 논문에서는 다중 결합 선로 공진기인 W자 공진기를 기존의 헤어핀 공진기와의 비교를 통해서 그 구조적 특징을 분석하고, 공진기의 선로 간격과 선로 수에 따른 결합 계수와 급전 방법에 따른 external Q를 계산하여 여파기 특성을 살펴보았다. 최적의 설계를 위해서 시뮬레이션을 통하여 W자 공진기를 이용한 12 폴 여파기를 설계하였다. 직경 50 mm, 두께 0.508 mm 인 하나의 LaAlO<sub>3</sub> 기판 위에 증착한 양면 고온초전도 YBCO 박막을 이용하여 중심 주파수 1.79 GHz, 대역폭 7.63 MHz의 여파기를 제작하였다.

## II. 구조와 특징

그림 1(a)는 헤어핀 공진기이다. 헤어핀 공진기는 반 파장 개방 선로로 구현하므로 1/4파장 선로를 사용한 공진기와는 달리 따로 접지를 위해서 구멍을 뚫지 않아도 되며 반 파장 선로를 구부려 놓음으로서 세로 길이는 1/4 파장보다 짧게 구성되어 진다<sup>[1-3, 6]</sup>. 다중 결합 선로 공진기는 그림 1(b)에서 보듯이 반 파장 선로를 여러 번 구부림으로서 공진기의 세로 길이는 1/6, 1/8 파장으로 줄어들었으며 공진기 내부의 선로 간격  $d_r$ 을 헤어핀 공진기보다 매우 좁게 하여 전체적으로 공진기가 차지하는 면적을 감소시켰다.

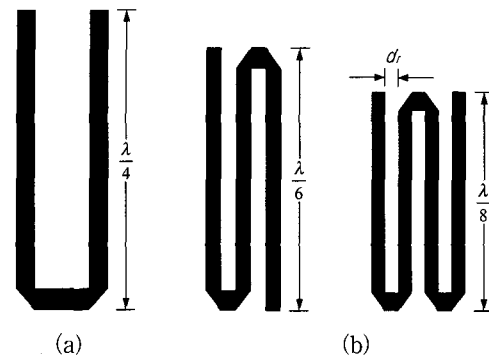


그림 1. (a) 헤어핀 공진기 (b) 다중 결합 선로 공진기들  
Fig. 1. (a) Hairpin resonator. (b) Multiple coupled lines resonators.

다중 결합 선로 공진기의 특징은 크게 2가지로 요약될 수 있는데 첫번째는 공진기와 공진기 사이 거리의 증가에 따라 결합력이 급속하게 감소한다는 것이고, 두번째는 이 공진기의 unloaded Q가 매우 높다는 것이다. 일반적으로 부분 대역폭 0.5% 미만의 협대역 여파기를 설계하고자할 때 공진기들 사이 거리는 좁은 주파수 대역에서 신호의 결합을 필요로 하므로 매우 멀어진다. 이러한 공진기 사이 거리는 공진기들 사이의 결합력에 의해 결정되어진다. 일렬로 배열한 헤어핀 공진기나 다중 결합 선로 공진기의 경우, 서로 마주보고 있는 양끝단 선로에 흐르는 전류에 의해서 자기 유도현상이 일어나고 유도된 인덕턴스 성분이 공진기와 공진기 사이의 주된 결합 성분이 된다<sup>[1-2]</sup>. 그림 2에 다중 결합 선로 공진기인 W자 공진기의 전류 분포와 방향 그리고 상호 인덕턴스에 대하여 나타내었다. 그림에서 보듯이

W자 공진기의 전류 분포는 반 파장 개방 선로의 특징으로서 선로의 중앙에서 가장 큰 값을 가지며 양끝으로 갈수록 그 크기는 줄어든다. 그리고 각 선로의 표면에 흐르는 전류는 인접한 선로마다 반대의 위상을 띄는데, 인접한 선로들 사이에서 상반된 전류의 위상은 상호 인덕턴스 성분이 음수 값을 가지게 하므로 공진기와 공진기 사이의 자기적 성분이 줄어들어 결합력은 감소한다<sup>[5]</sup>. 이밖에도 W자 공진기의 선로 길이는 1/8 파장으로 짧은 세로 길이를 가지므로 헤어핀 공진기에 비하여 인덕턴스 성분이 매우 작음을 알 수 있다.

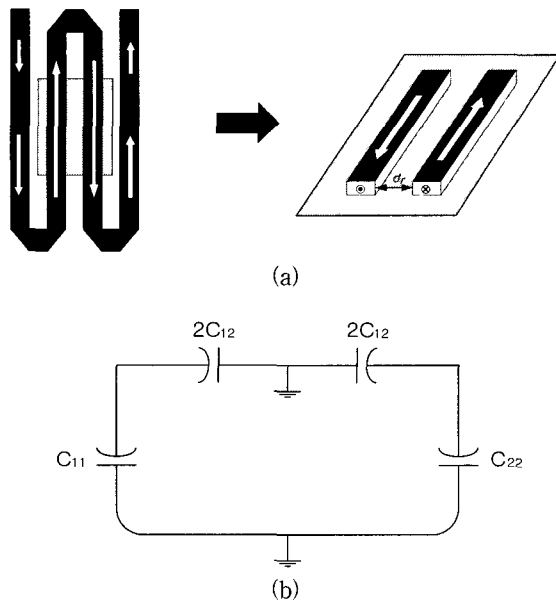


그림 2. (a) W자 공진기의 전류 분포 및 방향 (b) 결합 선로의 등가 회로

Fig. 2. (a) The current distribution and direction of W-shape resonator. (b) The equivalent circuit of the coupled lines.

W자 공진기의 구조는 반 파장 선로의 중심에서 완전한 좌우 대칭 구조이다. 중심부의 두 선로에서는 방향이 다르고 같은 크기의 전류 분포를 가짐으로서 결합 선로 이론 중 기모드 해석 방법을 취할 수 있을 것이다. 그림 2(b)에서 보듯이 중심부의 선로들간의 결합을 고려할 때 선로와 선로 사이에 전압 영점이 존재하므로 등가 회로에서 나타낸 것처럼 상호 캐패시턴스 C<sub>12</sub>의 중점을 통하여 접지가 되는 것으로 가정할 수 있다. 여기서 공진기 내의 선로 간격 d<sub>r</sub>이 점점 좁아짐에 따라 상호 캐패시턴스 C<sub>12</sub>는 점점 커져서 전체 캐패시턴스는 증가하고, 음수 값을 가진 상호 인덕턴스가

증가하므로 전체적인 인덕턴스는 감소한다<sup>[5, 7]</sup>. 개방된 선로에서 캐패시턴스의 증가와 인덕턴스의 감소는 공진기의 unloaded Q를 증가시키므로 여파기의 스킨트 특성을 향상시킬 수 있고 감소된 인덕턴스는 공진기와 공진기 사이의 결합력을 약화시키므로 여파기의 크기를 소형화할 수 있다. 그러나 일반 도체를 이용하여 다중 결합 선로 공진기를 구현하고자 할 때 선로 간격 d<sub>r</sub>이 좁아지면 감소된 인덕턴스 성분을 보상하기 위해서 전류의 크기가 커지므로 도체 손실이 증가되어 삽입 손실이 커지는 특성으로 나타난다. 물론, 고온초전도체는 도체 손실이 매우 작아서 unloaded Q의 감소는 발생하지 않으나 지나친 선로 간격의 축소는 여파기의 비선형적 결과를 초래할 수 있다<sup>[1]</sup>.

### III. 여파기의 설계

협대역이며 가파른 스킨트 특성을 요구하는 여파기를 설계하고자 할 때 많은 수의 공진기가 필요하며 공진기 사이 거리나 급전 위치에 따라 결합 계수와 external Q가 크게 변화함으로 각각의 공진기를 임피던스 값으로 등가화하고, 공진기 사이 거리와 급전의 위치를 반복적인 계산에 의해서 알아내는 것은 비효율적이다. 그러므로 본 논문에서는 참고 문헌<sup>[2]</sup>에 제시되어 있는 EM 시뮬레이션을 통하여 공진기 사이 거리에 따른 결합 계수와 급전 위치에 따른 external Q를 구하였다.

#### 1. 결합 계수

그림 3은 다중 결합 선로 공진기인 S자, W자 공진기와 헤어핀 공진기를 참고 문헌<sup>[2]</sup>에 제시된 방법을 사용하여 각각의 결합 계수를 구하고 비교하였다. S, W자 공진기의 결합 계수는 헤어핀 공진기에 비해서 공진기 사이 거리가 가까울 때 큰 값을 가지나 사이 거리가 증가함에 따라서 급격히 감소함을 알 수 있다. 이는 앞서 다중 결합 선로 공진기의 특성에서 설명한 바와 같이 결합 선로에 흐르는 전류의 위상이 반대가 되어 선로간의 자기적 성분이 감소하므로 공진기들 사이의 결합력이 작아지는 현상으로 나타난다<sup>[5, 7]</sup>. 본 논문에서 설계하고자 하는 여파기는 부분 대역폭이 0.5% 미만이고 스킨트 특성은 40 dB 이상의 협대역 여파기로서 계산된 결합 계수는 0.002~0.007 범위를 갖게 된다. 여기서 계산된 결합 계수를 이용하여 세 공진기의 공진기

사이 거리를 비교해 볼 때 헤어핀 공진기의 사이 거리는 1.8 mm~2.6 mm 이며, S자 공진기는 0.95 mm~1.35 mm, W자 공진기는 1 mm~1.4 mm 사이의 거리를 가진다. 다중 결합 선로 공진기의 사이 거리가 헤어핀 공진기의 사이 거리에 비하여 약 1/2배 작음을 알 수 있다. 이러한 결과들은 10 폴 이상의 여파기 설계시 여파기의 크기에 많은 영향을 미친다. 그러므로 다중 결합 선로 공진기를 이용한 여파기는 헤어핀 콤 여파기에 비하여 여파기의 크기를 소형화할 수 있다. 물론, 그림 3에서처럼 헤어핀 공진기의 경우 사이 거리가 0.6 mm 이내에서 위의 범위의 결합 계수 값을 가질 수 있다. 그러나 공진기들 사이의 거리가 너무 가까워지므로 인접한 공진기들 사이의 신호 결합뿐만 아니라 이웃하지 않는 공진기와의 신호 결합이 발생하여 원하는 특성을 갖는 여파기의 설계가 불가능하다.

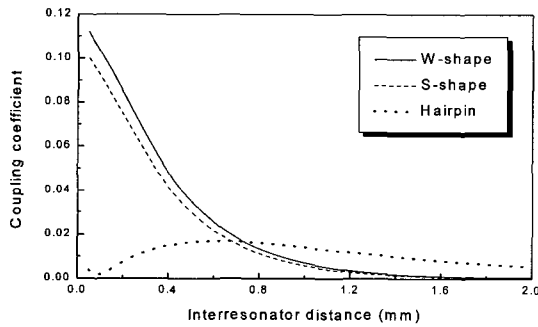


그림 3. 헤어핀 공진기와 S자, W자 공진기의 결합 계수

Fig. 3. The coupling coefficient of hairpin resonator, S-shape resonator and W-shape resonator.

2. External Q

여파기의 설계에 있어서 external Q는 결합 계수와 마찬가지로 급전 구조와 대역폭에 영향을 미치는 중요한 변수이다. 특히, 가파른 스킵트 특성을 갖는 협대역 여파기를 설계할 때 external Q값은 대역폭에 반비례하므로 큰 값이 요구될 뿐만 아니라, 급전선의 위치에 따라서 민감하게 작용하므로 여파기의 입출력 단의 구성에 중요한 역할을 한다<sup>[2, 4, 6, 9, 12]</sup>.

External Q는 급전 방법에 따라서 급전선을 직접 공진기에 연결하는 직접 결합 방법과 공진기와 급전선 사이의 간격을 두어 전자기적 결합을 유도하는 사이 결합 방법으로 나눌 수 있으며 그림 4에 W자 공진기의 직접 결합 방법과 사이 결합 방법에 의한 external

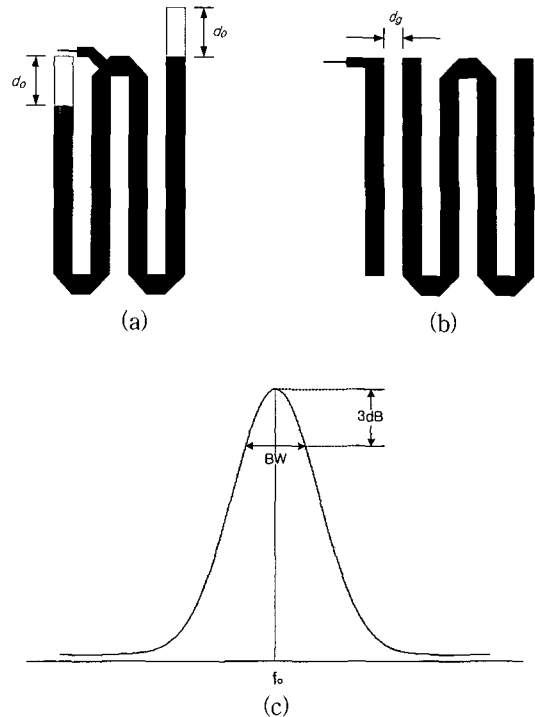


그림 4. (a) 직접 결합 방법에 의한 external Q (b) 사이 결합 방법에 의한 external Q (c) External Q의 주파수 응답 곡선

Fig. 4. (a) A configuration of the gap-coupled resonator to determine an external Q. (b) A configuration of the direct-coupled resonator to determine an external Q. (c) A frequency response to determine an external Q.

Q의 시뮬레이션 구조가 제시되어 있다<sup>[2, 4]</sup>. 그러나 W자 공진기를 이용하여 급전선을 직접 공진기에 연결하는 직접 결합 방법은 매우 어렵다. 이것은 협대역 여파기의 설계시 매우 높은 external Q를 필요로 하므로 급전선의 위치는 공진기의 중심 부근에 위치해야 하는데 W자 공진기는 선로 간격  $d_g$ 이 매우 협소하여 급전선을 공진기내의 선로 사이에 위치시키는 것이 불가능하기 때문이다. 그러므로 본 논문에서는 그림 4(a)에서와 같이 급전선을 W자 공진기의 중심 부근에 위치시키고 공진기의 전체 길이를 반 파장으로 일정하게 유지하며 공진기 양끝의 선로 길이를 서로 반대 방향으로 조절함으로써 공진기의 급전 위치를 바꾸는 것과 같은 결과를 갖도록 하였다<sup>[11]</sup>. 사이 결합 방법은 급전선과 공진기 사이의 offset거리( $d_g$ )를 두고  $d_g$ 의 변화에 따라 급전선과 공진기 사이의 신호 결합을 조절하는 것이다. Offset거리( $d_g$ )가 증가하면 external Q도 커진다<sup>[2, 9]</sup>.

External Q의 주파수 응답은 직접 결합과 사이 결합 모두 그림 4(c)에 나타난 바와 같이 위로 블록한 곡선의 형태를 가진다. 급전선의 위치에 따라서 3 dB 대역 폭은 달라지고 external Q는 식 1과 같이 계산할 수 있다.

$$Q_{ex} = \frac{f_0}{BW} \quad (1)$$

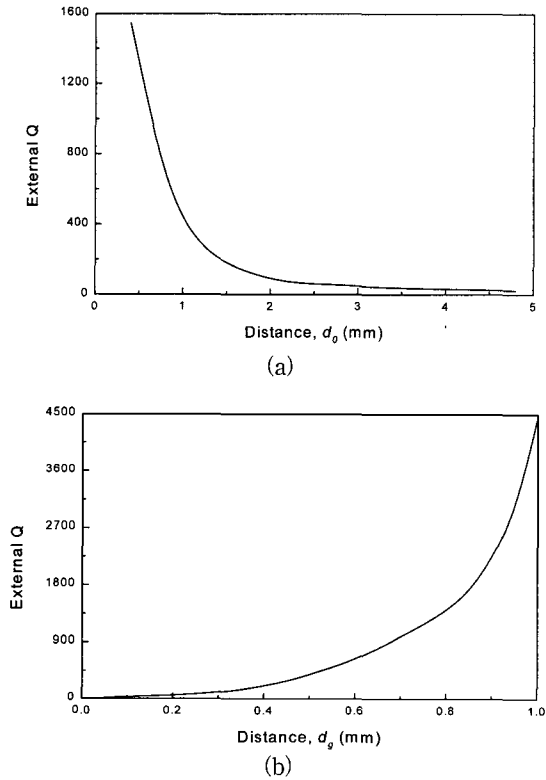


그림 5. (a) 직접 결합 방법으로 구한 external Q (b) 사이 결합 방법으로 구한 external Q  
 Fig. 5. (a) The external Q of the direct-coupled resonator. (b) The external Q of the gap-coupled resonator.

여기서 BW는 3 dB 대역폭이며  $f_0$ 는 주파수 응답 곡선의 중심 주파수로서 일반적으로 여파기의 공진 주파수와 유사한 값을 갖는다. 그림 5(a), (b)는 직접 결합 방법과 사이 결합 방법으로 급전선의 위치변화 offset 거리( $d_o$ ,  $d_g$ )를 변화시키며 구한 external Q이다. 이때 공진기의 선로 폭은 0.18 mm로 제작 가능한 최소의 크기를 선택하였으며, 선로 간격은 0.23 mm, 여파기의 중심 주파수는 1.775 GHz가 되도록 공진기의 길이를 조

절하였다. 급전 방법에 따른 external Q의 변화율을 비교해 볼 때 직접 결합 방법은 offset거리( $d_o$ )가 0.5 mm~5 mm 변할 때 external Q는 0~1600 사이의 값을 갖는 반면에, 사이 결합 방법은 offset거리( $d_g$ )가 0 mm~1 mm 변할 때 external Q는 0~4500 사이의 값을 가지므로 상당한 차이를 보이고 있다. 사이 결합 방법과 같이 급전 위치에 따라서 external Q의 변화가 크게 나타나면 급전 위치의 작은 오차에도 Q 값이 크게 달라질 수 있으므로 여파기의 정합에 많은 어려움이 있다. 그러나 직접 결합 방법은 완만한 external Q 변화율을 가지므로 여파기의 정합이 용이하다는 장점을 가진다. 급전선을 직접 공진기에 연결하면 급전선의 위치에서 결합되는 반 파장 개방 공진기는 병렬 개방 스텐브로 볼 수 있다. 급전선의 위치가 공진기의 중심 부근에 위치한다면 선로의 길이가 1/4 파장보다 조금 긴 쪽에서는 중심 주파수의 아래쪽에서, 선로의 길이가 짧은 쪽에서는 중심 주파수의 위쪽에 비공진 현상이 발생하여 전송 영점을 생성시키므로 이를 적절히 조절한다면 저지 대역에서의 스퀘트 향상을 가져올 수 있을 것이다<sup>[11]</sup>.

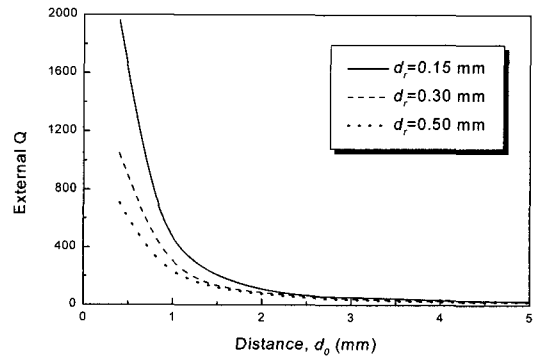


그림 6. W자 공진기의 선로 간격 변화에 따른 external Q  
 Fig. 6. The external Q of W-shape resonator for the various gap ( $d_g = 0.15$  mm, 0.3 mm, 0.5 mm) between coupled lines in the resonator.

그림 6은 W자 공진기의 선로 간격  $d_g$ 을 0.15 mm, 0.3 mm, 0.5 mm로 변화할 때 직접 결합 방법을 이용하여 external Q를 구한 것이다. 공진기의 크기에 있어서 선로 간격이 좁을 수록 여파기는 소형화 할 수 있으나 선로 간격이 줄어들수록 external Q의 변화율은 급격히 증가하여 여파기의 정합이 어려워진다. 그러므

로 다중 결합 선로 공진기의 선로 간격은 여파기의 크기와 구현 가능성을 고려하여 선택해야한다. 이렇게 구현된 공진기의 선로 간격과 입출력 단의 급전 위치에 따른 external Q는 결합 계수와 마찬가지로 식 2의 저역 통과 여파기의 원형과 부분 대역폭을 이용한 external Q식을 사용하여 급전의 위치를 결정할 수 있다<sup>[2, 9-10]</sup>.

$$Q_{ex} = \frac{\omega_1 g_n g_{n+1}}{W} \quad (2)$$

IV. 제작 및 측정 결과

본 논문에서는 여파기의 설계 변수인 공진기 사이 거리와 급전 위치를 구하고, 이러한 설계 변수들을 바탕으로 중심 주파수 1.775 GHz, 통과 대역 8.9 MHz인 Chebyshev형 12 폴 대역 통과 여파기를 설계하였다. 최적화된 여파기 설계를 위해서 MoM(method of moment)에 근거한 full wave 시뮬레이터인 IE3D를 이용하여 시뮬레이션을 수행함으로써 원하는 특성을 갖는 여파기를 설계할 수 있었다. 그림 7은 W자 공진기를 이용한 12 폴 여파기이다. 여파기의 가로 길이 30.8 mm, 세로 길이 7.68 mm, 면적 236.544 mm<sup>2</sup>이다. 공진기의 선로 폭은 0.18 mm이고 선로 간격은 0.23 mm로 설계하였다.

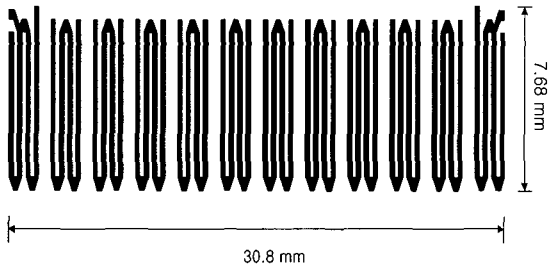


그림 7. 다중 결합 선로 공진기를 이용한 12 폴 여파기  
Fig. 7. Schematics of the 12 pole filter using w-shape resonator.

여파기의 제작은 시뮬레이션을 통한 최적화된 설계를 바탕으로 하였고 참고 문헌 [2], [4]에 제시된 방법을 사용하였다. 그림 8은 W자 공진기를 이용한 12 폴 여파기를 위의 공정에 의해 제작하여 패키지(package)한 그림이고 그림 9는 여파기의 측정 결과와 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 9에서 시뮬레이션 결과는

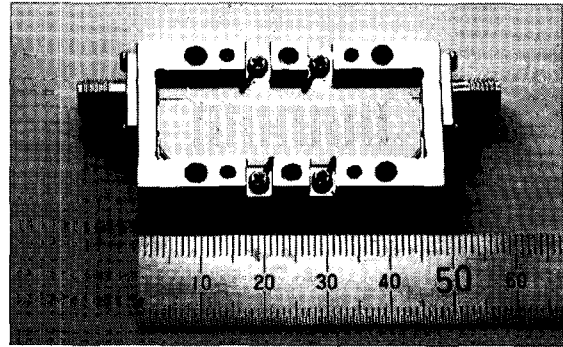
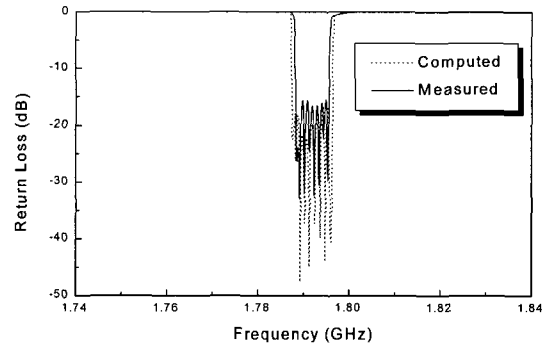
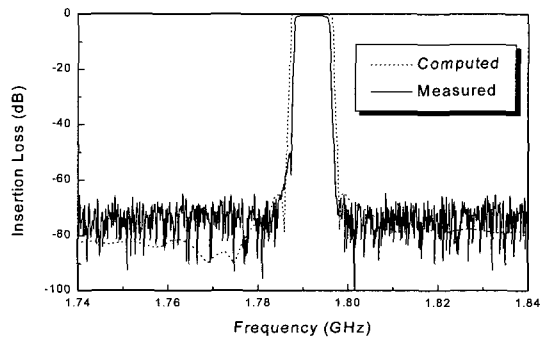


그림 8. 패키징한 여파기의 사진  
Fig. 8. A photograph of a packaged filter.



(a)



(b)

그림 9. (a) W자 공진기를 이용한 12 폴 여파기의 반사 손실 (b) W자 공진기를 이용한 12 폴 여파기의 삽입 손실

Fig. 9. (a) Measured and computed return loss for a 12-pole filter using W-shape resonator (b) Measured and computed insertion loss for a 12-pole filter using W-shape resonator.

측정결과와의 비교를 위해서 주파수를 이동시켰다. 그리고 이 측정결과는 최소한의 튜닝 작업을 통해서 얻은 결과이다. 여파기의 주파수 특성은 60 K에서 측정

한 결과로서 중심 주파수 1.792 GHz, 3 dB 통과 대역 7.63 MHz, 통과 대역 내의 최소 삽입 손실은 0.5 dB로 평균 리플은 0.1 dB 이었다. 반사 손실 특성은 15 dB 이하의 특성을 보이고 있다. 스킨트 특성은 통과 대역의 낮은 주파수에서는 70 dB/MHz 이고, 통과 대역의 높은 주파수에서는 41 dB/MHz 정도의 기울기를 갖는 가파른 스킨트 특성을 가지고 있다. 통과 대역의 낮은 주파수에서는 감쇠 폭이 존재하여 매우 가파른 특성을 보이고 있다. 여파기의 측정 결과와 시뮬레이션 결과는 표 1에 요약하였다. 측정 결과와 시뮬레이션 결과를 비교해 볼 때 공진 주파수의 이동과 대역폭의 감소는 시뮬레이션과 제작상의 차이로 설명할 수 있다. 시뮬레이션과 제작시 사용된 기판의 유전율에서 23.7과 23.4로 차이가 있었고 박막의 두께에서도 약간의 차이가 있었다.

표 1. 여파기 특성 요약  
Table 1. Summarized filter characteristics.

종류 \ 특성	시뮬레이션 결과	측정 결과
중심 주파수	1.775 GHz	1.79 GHz
대역폭 (3 dB)	8.9 MHz	7.63 MHz
스킨트 특성	-40 dB/MHz	-41 dB/MHz
삽입 손실	0.1 dB min	0.5 dB min
반사 손실	16 dB min	15 dB min

### V. 결론

본 논문에서는 고온초전도체와 협대역 여파기의 특성을 고려하여 새로운 구조의 다중 결합 선로 공진기를 연구하였다. 다중 결합 선로 공진기는 선로 간격과 수에 따라 다양한 특성이 나타날 수 있는데 설계하고자 하는 여파기의 특성과 크기를 고려하여 4개의 결합 선로를 갖는 W자 공진기를 제안하였다. W자 공진기의 특성을 알아보기 위하여 공진기 사이 거리 변화에 따른 결합 계수와 입출력 단의 급전 위치와 방법에 따라서 external Q를 구하였다. W자 공진기는 공진기 사이 거리가 증가하면서 결합력이 급격히 감소하므로 여파기의 크기를 소형화시킬 수 있었다. 그리고 W자 공진기는 급전 방법에 있어서도 external Q의 변화가 작은 직접 결합 방법을 사용할 수 있으므로 여파기 설계에

매우 유리함을 알 수 있다.

직경 50 mm의 웨이퍼에 제작한 W자 공진기를 이용한 12 폴 고온초전도 여파기는 중심 주파수 1.79 GHz, 3 dB 대역폭 7.63 MHz, 통과 대역내 최소 삽입 손실은 0.5 dB, 평균 리플은 0.1 dB이었다. 통과 대역의 아래쪽에서 70 dB/MHz, 위쪽에서 41 dB/MHz의 가파른 스킨트 특성과 소형화된 크기는 기존의 여파기에 비하여 훨씬 더 우수한 특성을 보이고 있다.

### 참고 문헌

- [1] G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. J. Forse, and S. M. Rohlffing, "Hairpin-comb filters for HTS and other narrow-band applications," *IEEE Trans. Microwaves Theory Tech*, vol. 45, pp. 1226 -1231, Aug. 1997.
- [2] 윤석순, 박익모, 민병철, 최영환, 문승현, 이승민, 오병두, "고온 초전도 헤어핀 콤 여파기의 급전 구조에 관한 연구," *전자공학회 논문지*, 제 36권 D편 제 12호, 1999년 12월.
- [3] M. J. Lancaster, *Passive Microwave Device Applications of High Temperature Superconductors*, U.K.: Cambridge University Press, 1997
- [4] H. T. Kim, B. C. Min, Y. H. Choi, S. H. Moon, S. M. Lee, B. Oh, J. T. Lee, I. Park, and C. C. Shin. "A compact narrowband HTS microstrip filter for PCS applications", *IEEE Trans. Applied Superconduct.*, vol. 9, pp. 3909-3912, June 1999.
- [5] G. L. Hey-Shipton, "Efficient computer design of compact planar band-pass filters using electrically short multiple coupled lines," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1547-1550, June 1999.
- [6] M. Sagawa, K. Takahashi, and M. Makimoto, "Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 37, pp. 1991-1997, Dec. 1989.
- [7] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Hand-*

- book, Norwood, MA: Artech House, 1991.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.
- [9] P. Pramnck, "Compact 900-MHz hairpin-line filters using high dielectric constant microstrip," *Int. J. of Microwave and Millimeter-Wave Comp.-Aided Eng.*, vol. 4, pp. 272-281, 1994.
- [10] G. Matthaei, L. Young, and E. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [11] K. Wada and I. Awai, "A new concept of a bandpass filter with transmission zero based tap-connected half-wave length resonators," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, 1998, pp. 89-92.
- [12] J. S. Wong, "Micro tapped-line filter design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, pp. 44-50, Jan. 1979.
- [13] B. C. Min, Y. H. Choi, S. H. Moon, H. T. Kim, and B. Oh, "Double-sided  $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$  thin films deposited on 2-inch  $LaAlO_3$  wafers by pulsed laser deposition," *Kor. Appl. Phys. (Ungyoung Mulli)*, vol. 11, pp. 423-427, 1998.
- [14] M. Reppel, and J. -C. Mage, "Superconducting microstrip bandpass filter on  $LaAlO_3$  with high out-of-band rejection," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 180-182, May 2000.

## 저 자 소 개



朴熙燦(正會員)

1999년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사). 2001년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사). 2001년~현재: 삼성전기 연구원 [주 관심분야] 초고주파 능·수동 소자,



朴益模(正會員)

1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학과 (공학사). 1989년: 일리노이 대학교 전기전자공학과 (공학석사). 1994년: 일리노이 대학교 전기전자공학과 (공학박사). 1994년~1996년: LG전자기술원 선임연구원. 1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 부교수. [주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치해석, 마이크로웨이브 필터

尹錫舜(正會員)

1998년 2월: 아주대학교 전자공학부 (공학사). 2000년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사). 2000년 3월~현재: 삼성전자 연구원. [주 관심분야] 초고주파 능·수동 소자 및 전파 전파



金泰壹(正會員)

1998년 2월: 아주대학교 전자공학과 공학사. 2000년 8월: 아주대학교 전자공학과 공학석사. 2000년~현재: LG전자기술원 연구원. [주 관심분야] 초고주파 능·수동 소자



## 金 相 均(正會員)

1999년 2월 연암공업대학 전자과. 1999년 4월~ 현재  
LG전자기술원 소자재료연구소 [주 관심분야] 반도체  
공정

## 閔 丙 喆(正會員)

1992년 2월: KAIST 물리학과 학사. 1996년 2월:  
KAIST 물리학과 석사. 1996년 2월~현재: LG 종합기  
술원 연구원. [주 관심분야] 고온 초전도 마이크로파 소  
자, 자기박막소자, 조셉슨 접합, SQUID

## 張 正 弼(正會員)

1994년 2월 연세대학교 전자공학과 공학사. 1996년 2월  
연세대학교 전자공학과 대학원 공학석사. 1996년 2월~  
현재 LG전자기술원 소자재료연구소 [주 관심분야] 이  
동통신, 초고주파 회로 설계, 초전도

## 李 行 善(正會員)

1995년 2월 서울대학교 전자공학과 학사. 1997년 2월  
한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사. 2000년 8월  
한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사. 2000년 8  
월~현재 LG전자기술원 소자재료연구소  
[주 관심분야] 전자파 산란 해석, 안테나.

## 崔 榮 煥(正會員)

1982년 2월: 연세대학교 물리학과 학사. 1984년 2월: 연  
세대학교 물리학과 석사. 1996년 8월: 연세대학교 물리  
학과 (고체물리학 전공) 이학박사. 1988년 8월~현재:  
LG 종합기술원 소자재료 연구실 책임연구원. [주 관심  
분야] 산화물 기능성 박막을 이용한 전자소자, 초전도  
전자소자, 고온 초전도체를 이용한 고주파 응용소자

## 吳 炳 斗(正會員)

1981년: 서울대학교 물리학과 이학사. 1988년: 스탠포드  
대학교 응용물리학 박사. 1988년~1991년: IBM 왓슨  
연구소. 1991년~현재: LG 종합기술원 책임연구원. [주  
관심분야] 초전도 M/W device, SQUID, 조셉슨 접합,  
자기박막소자, PDP (Plasma Display Panel)