

고온초전도 헤어핀 콤 여파기의 급전 구조에 관한 연구

(A Study on the Feeding Structure of the High-Temperature Superconducting Hairpin-comb Filter)

尹錫舜*, 朴益模**, 閔丙喆***,

崔榮煥***, 文勝鉉***, 李昇敏***, 吳炳斗***

(Seok-Sun Yun, Ikmo Park, Byoung-Chul Min, Young-Hwan Choi, Seung-Hyun Moon, Seung-Min Lee, and Byungdu Oh)

요약

직접 결합과 사이 결합을 이용하여 신호를 인가하는 두 가지 경우의 마이크로스트립 헤어핀 콤 여파기를 직경 50 mm, 두께 0.5 mm인 하나의 LaAlO₃ 기판 위에 양면 증착한 YBCO 박막을 이용하여 설계 제작하였다. 두 가지 헤어핀 콤 여파기 모두 중심 주파수가 1.773 GHz 이었고, 대역폭이 12 MHz 이었으며, 통과 대역에서 최소 삽입 손실이 0.5 dB 이었고, 저지 대역에서는 매우 강한 반사 손실 특성을 지니고 있었다. 직접 결합 헤어핀 콤 여파기는 통과 대역 아래쪽과 위쪽에 감쇠 폴이 생겼으나, 사이 결합 헤어핀 콤 여파기는 통과 대역 아래쪽에서만 감쇠 폴이 존재하였다. 따라서 직접 결합 헤어핀 콤 여파기가 사이 결합 헤어핀 콤 여파기에 비해서 더 좋은 스킨트 특성을 보여주었다.

Abstract

We have designed and fabricated direct-and gap-coupled microstrip hairpin-comb filters by patterning double-sided YBCO films on a single 50-mm-diameter, 0.5-mm-thick LaAlO₃ wafer. Both filters have a center frequency at 1.773 GHz, 12 MHz bandwidth, 0.5 dB minimum insertion loss in the passband, and very strong out-of-band rejection. Due to two attenuation poles below and above the passband, the direct-coupled hairpin-comb filter showed a better skirt characteristic than the gap-coupled hairpin-comb filter which had only one attenuation pole below the passband.

I. 서론

최근 이동 통신의 수요가 급증함에 따라서 한정된

주파수 대역의 효율적인 사용이 필요하게 되었고, 이를 위하여 주변 다른 주파수 영역과의 간섭을 배제할 수 있는 가파른 스킨트, 낮은 삽입 손실, 저지 대역에서 강한 반사 손실 특성을 가진 협대역 통과 여파기의 개발이 절실히 요구되고 있다. 고온초전도 마이크로스트립 여파기는 고온초전도 박막의 낮은 표면 저항으로 인하여 기존의 마이크로스트립 여파기나 공동 (cavity) 여파기에 비하여 매우 우수한 특성을 지니고 있어서, 최근 이동 통신용 협대역 통과 여파기로 사용하기 위한 많은 연구가 진행되고 있다^[1-6]. 이동 통신에서 요구되는 특성을 만족하는 여파기를 설계하기 위해서는 많은

* 學生會員 ** 正會員, 亞洲大學校 電子工學部
(School of Electronics Engineering Ajou University)

*** 正會員, LG 綜合技術院
(LG Corporate Institute of Technology)

※ 이 논문의 일부는 아주대학교 1996년도 연구용 기자재 지원에 의해서 수행되었습니다.

接受日字: 1999年6月15日, 수정완료일: 1999年11月18日

수의 공진기가 필요하며, 이를 한정된 크기의 고온초전도 박막을 가진 웨이퍼 안에서 구현해야 한다. 그러나 평행 결합선 방식의 여파기, 끝 결합선 방식의 여파기, 콤라인 (comblin) 여파기 등 기존의 여파기들은 공진기 사이의 결합이 강해서 1% 미만의 협대역 여파기를 설계하려면 공진기 사이의 거리를 멀게 해야 한다. 이로 인해서 한정된 크기의 웨이퍼 안에 들어가는 공진기 수는 줄어들게 되고, 결국 가파른 스킨트 특성을 가진 여파기를 설계하는 것이 어렵게 된다¹⁻³⁾. 헤어핀 콤 (hairpin-comb) 여파기¹¹⁾는 1/2 파장의 마이크로스트립 라인이 반으로 접힌 약 1/4 파장의 크기인 헤어핀 (hairpin) 공진기를 같은 방향으로 배열한 형태를 띠고 있다. 이 여파기는 공진기의 크기가 작을 뿐만 아니라 기존의 여파기들과는 다르게 공진기 사이의 결합이 약해서 한정된 크기의 웨이퍼 안에 가파른 스킨트 특성을 가진 1% 미만의 협대역 여파기를 설계하는 것이 용이하다.

헤어핀 콤 여파기에서는 일반적으로 직접 결합^{8, 10)} 또는 사이 결합^{4, 5, 7)}을 이용해서 신호를 인가하는데 지금까지는 두 가지 급전 구조가 여파기 특성에 미치는 영향에 대한 연구가 미흡했다. 본 논문에서는 두 가지 급전 구조가 여파기의 특성에 주는 영향에 대해서 연구하였고, 각각의 경우에 중심 주파수가 1.775 GHz 이고 대역폭이 12 MHz인 PCS 기지국용 9 폴 헤어핀 콤 여파기를 설계하였다. 직경 50 mm, 두께 0.5 mm인 하나의 LaAlO₃ 기판위에 증착한 양면 고온초전도 YBa₂Cu₃O_{7-δ} (YBCO) 박막을 이용하여 여파기를 제작하고 측정하였다. 그 결과 직접 결합 여파기가 사이 결합 여파기에 비해서 같은 수의 공진기에 대해서 더 좋은 스킨트 특성을 보여주고 있었다.

II. 구조와 특징

그림 1(a)는 헤어핀 콤 여파기의 구조를 나타내고 있다¹¹⁾. 헤어핀 콤 여파기를 구성하는 헤어핀 공진기는 1/2 파장 마이크로스트립 라인이 반으로 접힌 길이가 1/4 파장보다 조금 짧은 마이크로스트립 라인으로 구성되어 있다. 헤어핀 콤 여파기의 경우에는 그림 1(a)에서 보는 바와 같이 공진기의 방향이 모두 동일하게 배열되어 있다. 이는 헤어핀 공진기를 서로 엇갈리게 배열하여 여파기를 구성한 기존의 헤어핀 라인 (hairpin-line) 여파기와는 구조적으로 다른 점이다¹¹⁾.

이러한 공진기 배열의 차이 때문에 헤어핀 콤 여파기와 헤어핀 라인 여파기는 여파기의 특성에 많은 차이점이 있다.

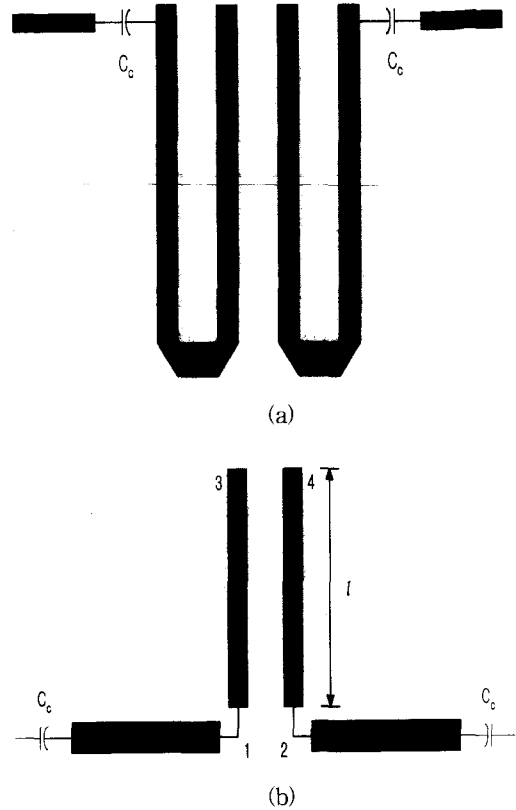


그림 1. (a) 헤어핀 콤 여파기의 모형
(b) 간략화된 헤어핀 콤 여파기

Fig. 1. (a) A model for the hairpin-comb filter.
(b) A simplified model of the hairpin-comb filter.

헤어핀 라인 여파기의 경우에는 그 구조적 특징 때문에 공진기 사이에 강한 결합이 생기고 이런 강한 결합으로 인해서 협대역 여파기를 설계하기 위해서는 공진기 사이의 거리를 멀리 해야 하는 단점이 있다. 이와 다르게 헤어핀 콤 여파기의 경우에는 동일한 방향으로 공진기를 배열하기 때문에 공진기 사이의 약한 결합을 얻을 수 있고 협대역 여파기를 설계하기가 용이하다¹¹⁾.

헤어핀 콤 여파기는 헤어핀 공진기를 구성하는 두 개의 서로 다른 마이크로스트립 라인들이 각각 반대의 전위를 가짐으로써 공진기의 중간인 가장 밑 부분이 가상적으로 접지가 된다. 따라서 헤어핀 콤 여파기는 1/4 파장 길이의 공진기에 접지가 되어있는 콤 라인 여

파기와 유사한 특징을 지닌다^[1].

그림 1(b)는 헤어핀 콤 여파기의 동작을 해석하기 위해서 그림 1(a)를 간단히 한 것이다. 만약 우 모드(even mode)와 기 모드(odd mode)의 전파 속도가 같다고 가정하면 세로로 결합된 마이크로스트립 라인 사이의 전장은 노드(node) 3과 4가 개방되어 있기 때문에 공진 주파수에서 노드 1과 2가 임피던스 단락된다. 따라서 두 개의 공진기 사이에 직접 연결을 유도하고 공진기 사이의 매우 강한 전송이 있게 된다. 그러나 같은 주파수에서 두 개의 마이크로스트립 라인으로부터 접지로의 전장은 이 두 개의 마이크로스트립 라인을 노드 1과 2에 병렬로 연결된 1/4 파장 개방 스텐브(stub)처럼 동작시킴으로써 공진시 이 두 개의 노드를 가상적으로 접지 시키게 된다. 따라서 이 경우에는 전혀 통과 대역이 없는 것처럼 보이고 감쇠 풀이 생기게 된다. 실제로 공진기의 세로로 된 마이크로스트립 라인의 길이 l 은 1/4 파장보다 조금 짧기 때문에 이 감쇠 풀은 공진기의 공진 주파수보다 조금 위쪽에 형성된다. 그러나 우 모드와 기 모드의 전파 속도가 같지 않은 마이크로스트립 라인의 경우에는 이 감쇠 풀이 공진 주파수보다 조금 아래쪽에 형성되고 유전체의 유전율이 높아질수록 우 모드와 기 모드의 전파 속도 차이가 점점 커지게 되는데 이에 따라서 감쇠 풀이 점점 더 아래쪽에 형성된다^[1]. 헤어핀 콤 여파기는 이러한 구조적 특성 때문에 공진기 사이를 가깝게 하여도 좁은 대역폭을 얻기 위해서 필요한 약한 결합을 얻을 수 있고 여파기의 크기를 줄일 수 있다^[1].

그림 2는 본 논문에서 사용한 여파기의 구조로서 신호를 인가하는 방법을 다르게 해서 두 가지 경우의 여파기를 설계하였다. 그림 2(a)는 사이 결합 여파기로서 급전선과 공진기 사이에 약간의 거리를 두어서 신호를 인가하였다. 이 구조는 그림 1(a)와 같이 기존의 제안된 구조에서 결합 커패시터(coupling capacitor)를 급전선과 공진기 사이의 커패시티브 결합(capacitive coupling)으로 대체한 것이다. 이 경우에는 급전선과 공진기 사이의 거리가 변함에 따라서 공진기의 external Q 값이 많이 변하기 때문에 급전선과 공진기 사이의 변화에 따라서 여파기의 특성이 매우 민감하게 변한다. 또한 원하는 여파기의 특성을 얻기 위해서는 첫 번째와 두 번째 공진기 사이의 거리가 결합 계수 계산에 의해서 예상했던 것보다 짧아지는데 이는 급전선과 첫 번째 공진기 사이를 전파하는 신호가 감쇠되는 것을

보상하기 위한 것이다.

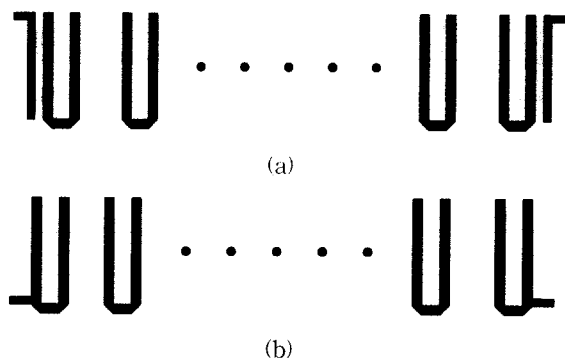


그림 2. (a) 사이 결합을 이용한 헤어핀 콤 여파기
(b) 직접 결합을 이용한 헤어핀 콤 여파기
Fig. 2. (a) Gap-coupled hairpin-comb filter.
(b) Direct-coupled hairpin-comb filter.

그림 2(b)는 공진기에 직접 결합된 급전선을 이용해서 신호를 인가하는 경우의 여파기 구조이다. 신호를 입출력하기 위해서 직접 결합된 급전선을 사용할 경우에는 공진기의 공진 주파수가 직접 결합된 급전선의 로딩(loading) 효과로 인해서 조금 낮아진다. 그러나 직접 결합된 급전선을 지닌 공진기와 그것에 가장 근접한 공진기 사이의 결합된 두 개의 마이크로스트립 라인의 길이는 변하지 않았기 때문에 직접 결합된 공진기의 공진 주파수보다 높은 곳에서 가상적으로 접지된다. 따라서 통과 대역의 위쪽에 감쇠 풀이 생긴다. 그러나 여파기를 구성하는 공진기의 개수 늘어남에 따라서 사이 결합 여파기와 마찬가지로 여파기 내부에 있는 공진기들의 영향으로 인해서 통과 대역의 아래쪽에 감쇠 풀이 발생하게 된다. 따라서 직접 결합 여파기의 경우에는 통과 대역 아래쪽의 감쇠 풀과 아래쪽에 비해서 조금 약한 감쇠 풀이 위쪽에도 형성된다. 그림 3은 공진기의 개수가 늘어남에 따라서 변하는 직접 결합 헤어핀 콤 여파기의 스퀈트 특성이다. 그림에서 보듯이 공진기의 개수가 적을 때에는 통과 대역의 위쪽에, 공진기의 개수가 늘어남에 따라서 통과 대역의 아래쪽에 강한 감쇠 풀이 발생하는 것을 알 수 있다. 공진기의 직접 결합된 급전선의 위치가 변함에 따라서 공진기의 external Q가 변하게 되는데 이로 인해서 여파기의 특성도 변하게 된다. 그러나 그 변화는 사이 결합 여파기에 비해서 매우 작은 편이다. 따라서 직접 결합된 급전선의 위치가 조금 변하게 되더라도 거의 같

은 특성의 여파기를 설계할 수 있다. 사이 결합 여파기는 기존의 제안된 헤어핀 콤 여파기와 같이 통과 대역의 아래쪽에 감쇠 폴이 발생하는 것을 알 수 있는 반면에 직접 결합을 이용한 여파기는 입출력단 공진기의 직접 결합된 급전선의 로딩 효과 때문에 감쇠 폴이 통과 대역의 위쪽에도 형성되는 것을 알 수 있다. 따라서 통과 대역의 아래쪽과 위쪽에 형성된 감쇠 폴로 인해서 사이 결합을 이용한 여파기에 비해서 더 가파른 스퀘어 특성을 지니게 된다.

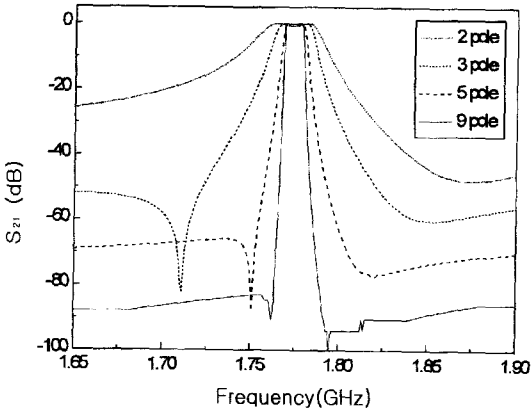


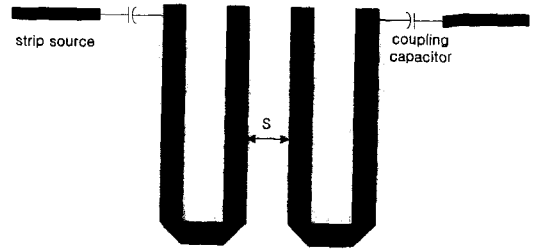
그림 3. 직접 결합을 이용한 헤어핀 콤 여파기에서 공진기 수에 따른 감쇠 폴의 변화

Fig. 3. The variation of the attenuation pole according to the number of resonator in the direct-coupled hairpin-comb filter.

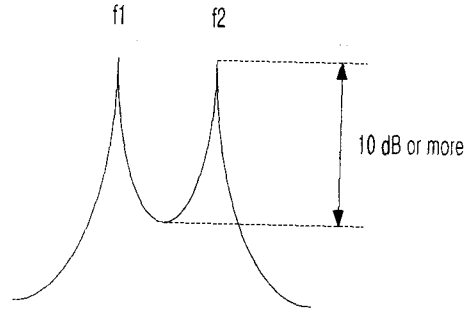
III. 여파기의 설계

대역 통과 여파기를 설계하는데 있어서 공진기 사이의 결합 계수와 입출력단에서 여파기 내부와 급전선 사이의 결합 정도를 나타낸 공진기의 external Q를 알아내는 것은 매우 중요한 일이다^[3, 8-10]. 이는 여파기를 구성하는 공진기의 구조와 그 배열이 점점 더 복잡할수록 등가 회로를 이용하여 여파기를 설계하는 것보다 공진기 사이의 결합 계수와 공진기의 external Q를 이용해서 여파기를 설계하는 것이 훨씬 효율적이기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 공진기 사이의 결합 계수와 입출력단 공진기의 external Q에 대해서 연구하였고 이것을 이용해서 여파기를 설계하였다.

공진기 사이의 결합 계수를 구하기 위해서는 그림 4(a)에서 보는 바와 같이 공진기 사이에 거리 s 를 두어서 공진기를 배열하고 공진기의 끝에 매우 작은 값의



(a)



(b)

그림 4. (a) 결합 계수를 구하기 위한 구조

(b) 결합 계수를 구하기 위한 주파수 응답

Fig. 4. (a) A configuration to determine the coupling coefficient.

(b) A frequency response to determine a coupling coefficient.

커패시터를 연결시킨 구조를 이용한다^[8]. 이것은 신호원을 공진기에 직접 연결하였을 경우에 공진기 사이의 정확한 결합 계수를 얻을 수 없게 하는 신호원의 불필요한 영향을 줄이고 신호원이 공진기에 아무런 영향을 주지 않고 신호를 인가하기 위해서이다. 이때 주의해야 할 사항은 공진기에 연결된 커패시터의 값에 따라서 공진기의 공진 주파수가 변한다는 것이다. 따라서 몇 번의 반복 시뮬레이션 (simulation)을 통해 공진기의 공진 주파수가 변하지 않는 커패시터의 값을 찾아야 하는데 이때 커패시터의 값은 매우 작은 값이다^[8]. 결합 계수를 구하려면 위에서 설명한 방법과 같이 공진기를 배열하고 중심 주파수를 포함하는 범위의 주파수 영역에서 신호를 인가해서 그림 4(b)와 같은 주파수 응답을 얻어야 한다^[8-10]. 주파수 응답은 그림 4(b)에서 보는 바와 같이 두 번의 공진을 가지고 있어야 하며, 또한 f_1, f_2 에서의 신호 값이 중심 주파수인 $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ 의 신호 값에 비해서 약 10 dB 이상의 큰 값이어야 한다. 공진기 사이의 결합 계수는 그림 4(b)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다^[8-10].

$$K = 2 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (1)$$

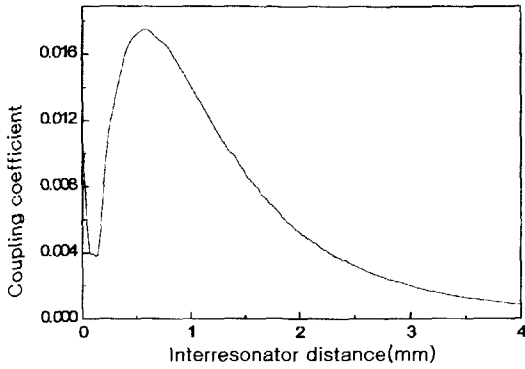


그림 5. 헤어핀 공진기 사이의 결합 계수
Fig. 5. The coupling coefficient between hairpin resonators.

그림 5는 위에서 설명한 방법으로 공진기 사이의 거리 s 를 변화시키면서 결합 계수를 구한 것이다. 이 시뮬레이션에서 사용한 기판의 비유전율은 23.5 이었고 기판의 두께는 0.5 mm 이며, 마이크로스트립을 구성하는 금속은 완전도체 (perfect conductor)로 가정하였다. 기판의 공진기 사이의 결합 계수는 공진기 사이의 거리 s 가 약 0.6 mm 정도일 때 가장 큰 값을 갖고 있었고 거리 s 가 가까워지면 결합 계수의 값이 커지고 거리가 멀어짐에 따라서 결합 계수의 값이 작아지는 것을 알 수 있었다. 그러나 모든 경우에 공진기 사이의 결합 계수를 구할 수 있는 것은 아니다. 이는 일반적으로 일정한 거리 이상에서는 f_1, f_2 에서의 신호 값이 f_0 에서의 신호 값에 비해 그리 크지 않아서 그림 4(b)와 같은 주파수 응답을 얻을 수 없기 때문이다. 본 논문에서는 공진기 사이의 거리가 약 4 mm 정도였을 때까지 결합 계수를 구하는 것이 가능했고 그 이상의 거리에서는 원하는 주파수 응답을 얻을 수 없었다. 공진기 사이의 결합 계수는 그림 5에서 보듯이 공진기 사이의 거리 s 가 0.6 mm 이하일 경우에도 작은 것을 볼 수 있다. 그러나 이 경우에는 여파기를 설계했을 때 가장 근접한 공진기 사이의 결합뿐만 아니라, 그 외의 거리가 가까운 공진기와도 결합이 생기는데 이때 이 결합들은 무시할 수 없을 정도가 된다^{1), 7)}. 따라서 공진기 사이의 거리 s 가 0.6 mm 이하에서의 결합 계수를 이

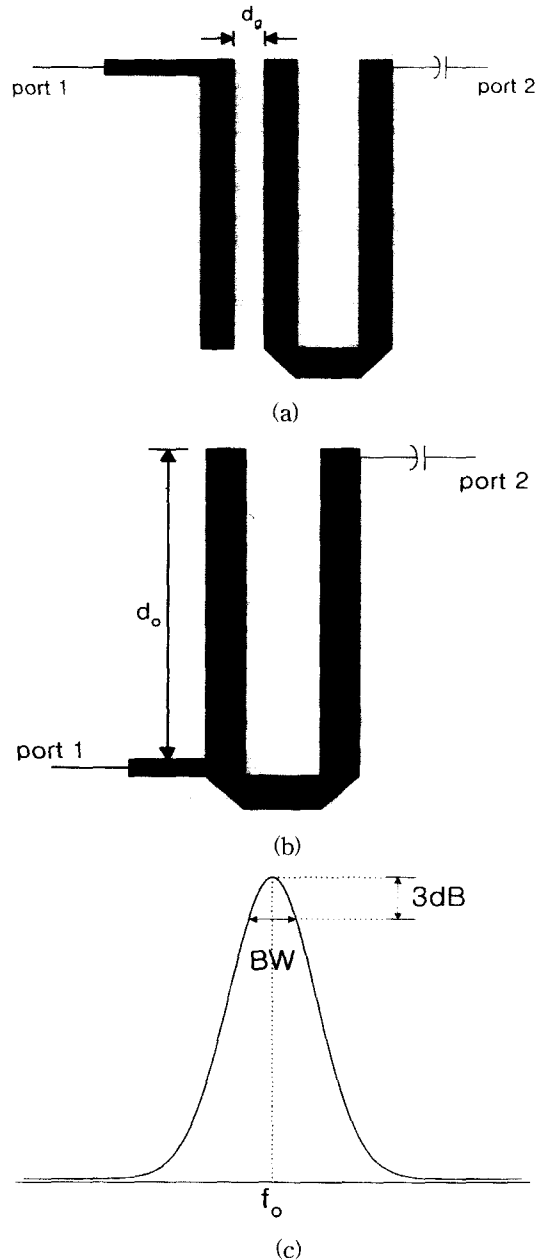


그림 6. (a) external Q를 구하기 위한 사이 결합된 공진기의 구조
(b) external Q를 구하기 위한 직접 결합된 공진기의 구조
(c) external Q를 구하기 위한 주파수 응답
Fig. 6. (a) A configuration of the gap-coupled resonator to determine a external Q
(b) A frequency response to determine a coupling coefficient.
(c) A frequency response to determine a external Q.

용해서 여파기를 설계할 경우에는 가장 근접한 공진기 사이의 결합이외의 다른 결합들로 인해서 결합이 원하는 것 이상으로 강해지고 결과적으로 여파기의 대역폭이 넓어지게 된다. 그러므로 본 논문에서는 0.6 mm 이상에서의 결합 계수를 이용해서 협대역 여파기를 설계하였다.

입출력단 공진기의 external Q는 공진기 사이의 결합 계수와 함께 여파기를 설계할 때 매우 중요한 변수이다. 여파기의 내부에서는 결합 계수를 이용해서 공진기 사이의 거리를 결정하지만 여파기의 입출력단에서는 공진기의 external Q를 이용해서 여파기 내부와 급전선의 결합 정도를 알 수 있고 여파기 입출력단의 구조를 설계하기 때문이다^[8-11].

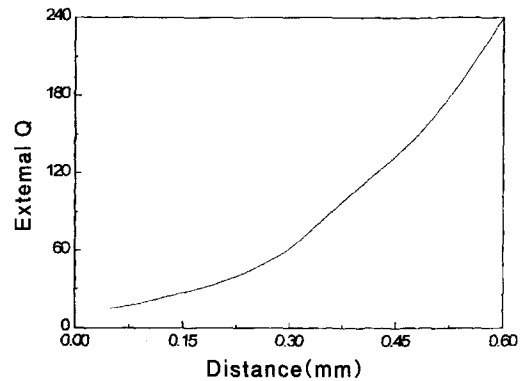
본 논문에서는 헤어핀 콤 여파기에 신호를 인가하기 위해서 그림 6(a), (b)에서와 같이 두 가지 경우의 여파기 구조에 대한 external Q를 연구하였다. 입출력단 공진기의 external Q는 시뮬레이션을 통한 입출력단의 로딩된 공진기(load resonator)의 주파수 응답을 구한 후 식 2를 이용해서 얻을 수 있다. 그림 6(a)는 사이 결합을 이용해서 신호를 인가하는 방법인데 이는 그림 1(a)에서의 커플링 커패시터 C_c 를 사이 결합으로 대체한 경우이다. 또한 그림 6(b)는 직접 결합을 이용해서 여파기에 신호를 인가하는 방법을 보여주고 있다. 입출력단 공진기의 external Q를 구하는 경우에도 그림 6(a), (b)에서 보는 바와 같이 공진기의 한쪽 끝에 작은 값의 커패시터를 연결하여 주는데 이는 앞에서 설명한 결합 계수를 구할 때와 동일한 이유이다^[8].

입출력단 공진기의 external Q를 얻기 위해서는 그림 6(a), (b)의 구조에 공진 주파수를 포함하는 주파수 범위에서 신호를 인가하여 그림 6(c)와 같은 주파수 응답을 얻어야 한다. 이러한 주파수 응답으로부터 공진기의 external Q는 f_0 와 3 dB 대역폭인 BW로 식 2와 같이 표현된다^[8].

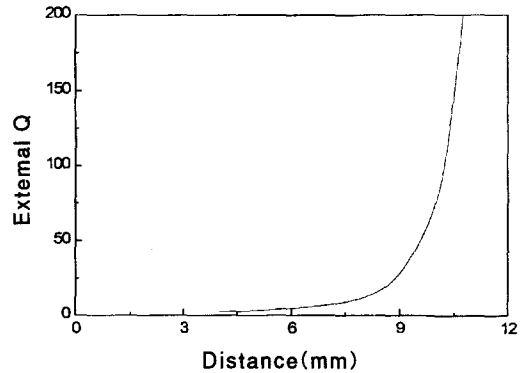
$$Q_e = \frac{f_0}{BW} \quad (2)$$

그림 7(a)는 그림 6(a)와 같이 사이 결합을 이용해서 신호를 인가할 경우에 급전선과 공진기 사이의 거리 d_g 를 변화시키면서 external Q를 구한 것이다. 이 경우 거리 d_g 가 증가함에 따라서 공진기의 external Q가 증가하는 것을 볼 수 있다. 이는 거리가 먼 경우 신

호를 인가하기 위해서 더 많은 신호가 손실됨을 의미한다. 그림 7(b)는 그림 6(b)와 같이 직접 결합을 이용해서 신호를 인가할 경우에 공진기의 개방부로부터 직접 결합된 급전선의 위치인 offset d_0 를 변화시키면서 공진기의 external Q를 구한 것이다. 이 경우에는 직접 결합된 급전선이 공진기의 중심으로 갈수록 external Q 값이 점점 증가하는 것을 알 수 있었다. 본 논문에서는 위의 결과를 토대로 해서 필요한 external Q를 갖는 공진기로 여파기의 입출력단을 구성하였다.



(a)



(b)

그림 7. (a) 사이 결합된 공진기의 external Q

(b) 직접 결합된 공진기의 external Q

Fig. 7. (a) The external Q of the gap-coupled resonator.

(b) The external Q of the direct-coupled resonator.

본 논문에서는 효율적인 공간 사용이나 전력 용량, 공진기의 Q 등을 고려하여 공진기를 설계하였는데 공진기를 이루는 라인의 폭은 0.3 mm 이었고 공진기를 이루는 두 개의 평행한 라인의 간격은 1.3 mm 이었다. 또

한 여파기의 중심 주파수가 1.775 GHz가 되도록 공진기의 길이를 정했다. 공진기의 개수가 늘어날수록 여파기의 스퀘트가 더 가파르게 되는데 본 논문에서는 직경 50mm의 웨이퍼 안에 최대한 많은 공진기를 넣기 위해서 공진기의 개수를 9개로 선택했다. 원하는 특성의 여파기를 설계하기 위해서는 공진기 사이의 거리와 입출력단의 공진기 구조를 적절히 선택해야 한다. 본 논문에서는 앞에서 설명한 시물레이션을 통해서 얻어진 결합 계수와 external Q를 저역 통과 여파기의 원형과 주파수 변환을 통해서 얻어진 결합 계수와 external Q를 나타내는 식 3과 비교하는 방법을 이용하였다^[11].

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{w} \tag{3a}$$

$$K_{i,i+1} = \frac{w}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1, 2, \dots, n \tag{3b}$$

여기서 $K_{i,i+1}$ 는 결합 계수, g_i 는 저역 통과 여파기의 원형 값, w 는 부분 대역폭을 나타낸다.

본 논문에서는 지금까지 설명한 방법으로 중심 주파수가 1.775 GHz 이고 통과 대역이 12 MHz 인 Chebyshev 형 9 폴 대역 통과 여파기를 초기 설계하였다. 또한 여파기를 최적화하기 위해서 모멘트 법 (method of moments)에 근거한 full wave 시물레이터 (simulator)인 ENSEMBLE을 이용해서 몇 번의 반복 시물레이션을 수행함으로써 원하는 사양의 여파기를 설계하였다.

IV. 여파기의 제작 및 측정결과

여파기의 특성은 여파기 제작에 사용된 유전체의 유전율에 의해서 많이 변화한다. 본 논문에서는 여파기 입출력단의 공진기 구조가 다른 두 가지 경우의 여파기를 동일한 조건하에서 비교하기 위하여 기판유전율에 의한 차이나 제작 공정 상에서 차이가 발생하지 않도록 한 웨이퍼 안에 두 경우의 9 폴 여파기를 함께 제작하였다. 직경 50 mm, 두께 0.5 mm인 하나의 LaAlO₃ 기판위에 양면 증착한 YBCO 박막을 이용하여 여파기를 제작하였다. 여파기를 제작하는 순서는 대략 다음과 같다. 먼저 90° off-axis 펄스 레이저 증착법을 이용하여, YBCO 고온초전도 박막을 기판 양면에 동시에 증착하였다^[12]. 이 증착법은 박막이 증착되는 기판 면과 플룸 (plume)이 방출되는 타겟 면이 서로 수직인

구조를 갖고 있다. 제작한 YBCO 박막의 두께는 0.3 μm이었고 전이 온도는 87.5~88K, 임계 전류 밀도는 2~3×10⁶ A/cm² 이었다. 다음으로 일반적인 포토 리소그래피 (photo-lithography)와 아르곤 이온 밀링 (Ar ion-milling)을 이용하여 패턴 (pattern)을 형성하였다. SMA 커넥터 (connector)와 연결되는 입출력 급전선에는 전기적 접촉을 위해 리프트 오프 (lift-off) 방법을 사용하여 Au 전극을 형성하였다. 마찬가지로 패키지와 전기적 접촉을 위해 접지면의 YBCO 박막에 Au를 1 μm 정도 증착하였다. Au 증착 후에 YBCO 박막과의 접촉을 향상시키기 위해 산소분위기 및 480°C의 온도에서 여파기를 열처리하였다.

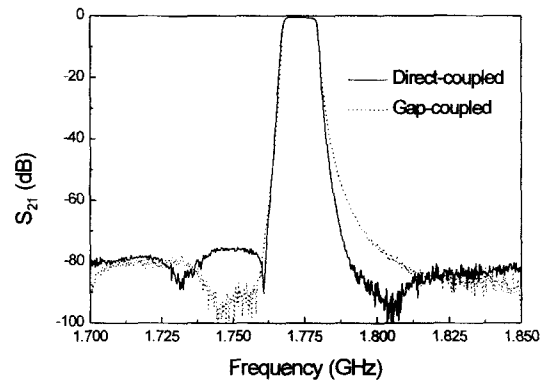


그림 8. 헤어핀 콤 여파기의 삽입 손실 특성
Fig. 8. The insertion loss characteristics of 9 pole hairpin-comb filters.

그림 8과 9는 사이 결합과 직접 결합 여파기의 측정 결과를 보이고 있다. 그림 3의 시물레이션 결과와 비교하였을 때 가장 큰 차이점은 여파기의 중심 주파수가 1.775 GHz에서 1.773 GHz로 바뀐 것이다. 이는 여파기를 설계할 때에는 무한 접지면을 이용하여 시물레이션 하였고 여파기를 제작할 때에는 유한 접지면을 이용하였기 때문이다. 실제로 여파기를 제작할 경우 유한 접지면에서는 실효 유전율이 조금 낮아지는 데 이러한 영향으로 인해서 제작된 여파기의 중심 주파수는 시물레이션 결과 보다 조금 낮아지게 된다. 그러나 그 외의 다른 주파수 특성들은 시물레이션 결과와 측정 결과가 매우 유사한 것을 알 수 있고 따라서 앞에서 설명한 여파기의 설계 방법이 매우 정확한 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 사이 결합 여파기의 경우 40 K, 직접 결합

여파기의 경우 27 K에서 측정된 9 폴 여파기의 삽입 손실 특성이다. 그림 8에서 점선으로 나타낸 사이 결합 여파기는 중심 주파수가 1.773 GHz 이었고 3 dB 통과 대역이 12 MHz 이었으며 통과 대역 내의 최소 삽입 손실은 0.5 dB 이었고 평균 리플은 0.1 dB 이었다. 또한 통과 대역의 앞에서는 약 10 dB/MHz, 통과 대역의 뒤에서는 약 4 dB/MHz 정도의 기울기로 신호가 감소하는 스킨트 특성을 보여주고 있었다. 저지 대역에서의 삽입 손실은 80 dB 이상으로 나타났다. 그림 8에서 실선으로 나타낸 직접 결합 여파기는 중심 주파수가 1.773 GHz 이었고 3 dB 통과 대역이 12 MHz 이었으며 통과 대역 내의 최소 삽입 손실은 0.5 dB 이었고 평균 리플은 0.1 dB 이었다. 또한 통과 대역의 앞에서는 12 dB/MHz, 통과 대역의 뒤에서는 8 dB/MHz 정도로 감소하는 스킨트 특성을 지니고 있었는데 사이 결합 여파기보다 더 좋은 특성을 보여주고 있었다. 저지 대역에서는 삽입 손실이 80 dB 이상으로 나타났다.

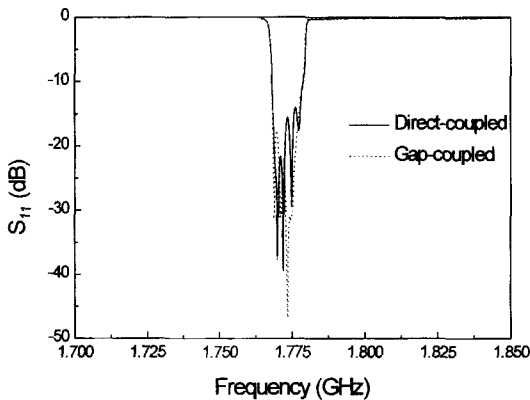


그림 9. 폴 헤어핀 콤 여파기의 반사 손실 특성
Fig. 9. The return loss characteristics of 9 pole hairpin-comb filters.

그림 9는 제작 측정된 9 폴 여파기의 반사 손실 특성이다. 그림 9에서 보는 바와 같이 사이 결합 여파기의 경우 20 dB, 직접 결합 여파기의 경우 15 dB 정도의 반사 손실 특성을 보이고 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 PCS용 협대역 고온초전도 소형 마이크로스트립 여파기를 설계하기 위해서 신호를 인가하는 방법이 다른 두 가지 경우의 헤어핀 콤 여파기에

대해서 연구하였다. 공진기 사이의 결합 계수와 입출력 단 공진기의 external Q에 대해서 연구하였고 이것을 이용하여 여파기를 설계한 결과, 두 가지 경우 모두 중심 주파수가 1.773 GHz이고 대역폭 12 MHz인 우수한 특성의 9 폴 협대역 여파기를 구현할 수 있었다.

직접 결합 여파기는 통과 대역의 양쪽으로 생기는 두 개의 감쇠 폴로 인해서 통과 대역의 아래쪽에서만 감쇠 폴이 생기는 사이 결합 여파기에 비해서 스킨트 특성이 좋은 것을 알 수 있었다.

사이 결합 여파기는 급전선과 공진기 사이의 거리가 조금 변함에 따라서 공진기의 external Q가 매우 많이 변하는 반면에 직접 결합 여파기는 직접 결합된 급전선의 위치가 조금 변하더라도 공진기의 external Q가 거의 변하지 않기 때문에 여파기를 제작하기가 수월하고 거의 변하지 않는 여파기의 반사 손실 특성을 지니고 있었다.

참 고 문 헌

- [1] G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. J. Forse, and S. M. Rohlfling, "Hairpin-comb filters for HTS and other narrow-band applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1226-1231, Aug. 1997.
- [2] G. L. Matthaei and G. L. Hey-Shipton, "Concerning the use of high-temperature superconductivity in planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1287-1294, July 1994.
- [3] G. Tsuzuki, M. Suzuki, N. Sakakibara, and Y. Ueno, "Novel superconducting ring filter," in 1998 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 379-382.
- [4] R. R. Bonetti and A. E. Williams, "Preliminary design steps for thin-film superconducting filters," in 1990 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 273-276.
- [5] W. G. Lyons, R. R. Bonetti, A. E. Williams, P. M. Mankiewich, M. L. O'Malley, J. M. Hamm, A. C. Anderson, R. S. Withers, A. MeulenBerg, and R. E. Howard, "High Tc superconductive microwave filters," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 27, pp. 2537-2539,

- Mar. 1991.
- [6] D. Zhang, G.-C. Liang, C. F. Shih, Z. H. Lu, and M. E. Johansson, "A 19-pole cellular band-pass filter using 75-mm-diameter high-temperature superconducting thin films," *IEEE Microwave and Guided-Wave Letters*, vol. 5, pp. 405-407, Nov. 1995.
 - [7] E. G. Cristal and S. Frankel, "Hairpin-line and ybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, pp. 719-728, Nov. 1972.
 - [8] P. Pramnick, "Compact 900-MHz hairpin-line filters using high dielectric constant microstripline," *Int. J. of Microwave and Millimeter-Wave Comp.-Aided Eng.*, vol. 4, pp. 272-281, 1994.
 - [9] 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.
 - [10] J. S. Wong, "Micro tapped-line filter design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, pp. 44-50, Jan. 1979.
 - [11] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
 - [12] B. C. Min, Y. H. Choi, S. H. Moon, H. T. Kim, and B. Oh, "펄스 레이저 증착법으로 2 인치 LaAlO₃ 웨이퍼 양면에 제작한 고온초전도 YBa₂Cu₃O_{7-δ} 박막," *Kor. Appl. Phys. (Ungyoung Mulli)*, vol. 11, pp. 423-427, 1998.

저 자 소 개



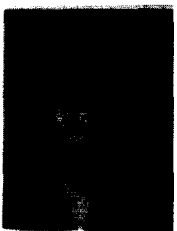
尹錫舜(學生會員)

1998년 2월 아주대학교 전자공학부 공학사. 1998년 3월~현재 아주대학교 대학원 전자공학과 석사과정 주 관심분야는 마이크로스트립 필터.



閔丙喆(正會員)

1992년 2월 KAIST 물리학과 학사. 1996년 2월 KAIST 물리학과 석사. 1996년 2월~현재 LG 종합기술원 연구원 주 관심분야는 고온초전도 마이크로파 소자, 자기박막소자 (Magnetoreistance, Magneto Optics 등), 조셉슨 접합, SQUID



朴益模(正會員)

1984년 뉴욕 주립대학교 전기전자 공학과 공학사. 1989년 일리노이대학교 전기전자공학과 공학석사. 1994년 일리노이대학교 전기전자공학과 공학 박사. 1994년~1996년 LG 종합기술원. 1996년~현재 아주대학교

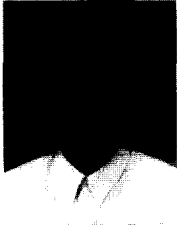
전자공학과 조교수. 주 관심분야는 전자기파 수치해석, 마이크로파 수동소자 설계



崔榮煥(正會員)

1982년 2월 연세대학교 물리학과 학사. 1984년 2월 연세대학교 물리학과 석사. 1996년 8월 연세대학교 물리학과(고체물리학 전공) 이학 박사. 1988년 8월 ~ 현재 LG 종합기술원 소자재료 연구소 책임연구원.

주 관심분야는 산화물 기능성 박막을 이용한 전자소자, 초전도 전자소자, 특히 고온초전도체를 이용한 고주파 응용 소자



文勝鉉(正會員)

1987년 2월 서울대학교 물리학과
이학사. 1989년 2월 서울대학교 물
리학과 이학 석사. 1994년 2월 서울
대학교 물리학과 이학 박사. 1994년
7월~현재 LG 종합기술원 책임연
구원. 주관심분야는 고온초전도 소

자(SQUID, 조셉슨 접합, Microwave filter), 산화물 박막
(고온초전도체, 유전체, CMR 등)



吳炳斗(正會員)

1981년 서울대 물리학과 이학사.
1988년 스탠포드대학교 응용 물리
학 박사. 1988년~1991 IBM 왓슨
연구소 1991년~현재 LG 종합기술
원 책임연구원. 주관심분야는 초전
도 M/W device, SQUID, 조셉슨

접합, 자기박막소자. PDP (Plasma Display Panel)



李昇敏(正會員)

1986년 2월 서울대학교 물리학과
이학사. 1988년 2월 서울대학교 물
리학과 이학 석사. 1993년 2월 서울
대학교 물리학과 이학 박사. 1994년
5월~1996년 11월 일리노이 대학교
물리학과 post-doctoral Research

Fellow. 1996년 12월~현재 LG 종합기술원 책임연구원.
관심분야 : 고온초전도 소자(SQUID, 조셉슨 접합,
Microwave filter), 산화물 박막