

論文2003-40TC-3-3

두 층 마이크로스트립 구조를 이용한 대역통과 여파기 설계

(Design of a Bandpass Filter using Two Layer Microstrip Structure)

千東完*, 朴晶熏**, 愼哲宰*

(Dong-Wan Chun, Jeong-Hoon Park, and Chull-Chai Shin)

요약

본 논문에서는 두 층 마이크로스트립 구조를 이용한 공진기 구조를 제안하고 이를 이용해 대역통과 여파기를 설계하였다. 제안된 공진기 구조는 첫 번째 층에 전송선로를 U자형으로 깎은 헤어핀형태의 공진기를 위치시키고, 두 번째 층에는 첫 번째 층 전송선로의 끝 부분 바로 위에 broadside 결합구조를 위치시킨 형태이다. 이러한 구조는 일반적인 결합선로를 이용한 단일 층 여파기에 비해 설계변수가 다양하기 때문에 여파기 설계가 훨씬 수월하다. 본 논문에서는 강한 결합특성 때문에 광 대역 여파기에만 적용되어왔던 다층 구조를 이용해 협 대역 여파기를 구현하였다. 중심주파수 4 GHz, 부분대역폭 3 % 인 여파기를 구현하였으며, 제작과 측정을 통해 다층기판으로 협 대역 여파기를 구현 할 수 있음을 확인하였다.

Abstract

The resonator using two layer microstrip structure was proposed and the bandpass filter was designed using this resonator in this paper. The proposed resonator structure is constructed by placing a U-shape of resonator in the first layer and then placing a broadside coupling strip in the second layer just above of the U-shape of resonator's edge part. Because these structure has various design parameters than general single layer coupled line structure, filter design is more flexible. In this paper, the narrow band filter was designed using multi-layer structure that had been applied to broadband filter because it's high coupling nature. The filter was designed to have 4 GHz center frequency and 3 % fractional bandwidth, and finally confirmed that can be realizable narrow band filter by using multi-layer structure through fabrication and measurement.

Keywords : Resonator, Bandpass filter, Multilayer structure

I. 서론

최근 들어 부품의 소형화 설계에 따라 초고주파 통신 용 부품의 MMIC 화를 위한 연구가 가속화되고 있는

추세이며, 마이크로스트립을 이용한 부품설계에 있어 접지면 위에 두 개 이상의 유전체와 도체들로 이루어진 다층구조를 갖는 전송선로에 대한 해석과 응용에 관한 연구들이 활발해지고 있다. 일반적으로 디지털 회로나 저주파 회로에는 다층 기판을 이용한 구조가 광범위하게 이용되고 있지만, 고주파 회로에는 단일 층 기판이 많이 이용되고 있다. 다층 기판을 이용하면 회로의 크기를 줄일 수 있으며, 구조의 변수가 다양하기 때문에 설

* 正會員, 亞州大學校 電子工學科
(School of Electronics Engineering, Ajou University)

**正會員, 仁川專門大學 通信學科
(Dept. of Communication, Incheon College)

接受日字:2002年7月8日, 수정완료일:2003年1月11日

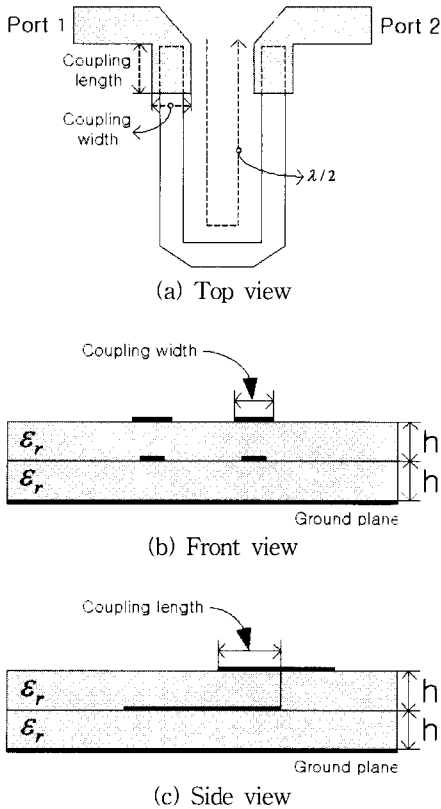


그림 1. 제안된 공진기의 구조.
Fig. 1. A proposed resonator structure.

제도 매우 수월하다^[1]. 최근 이러한 다층구조는 방향성 결합기, 밸런(balun) 등에 다수 적용되어 왔으며, 여파기의 경우는 다층구조의 강한 결합특성을 이용한 광 대역 여파기에만 적용이 제한되어졌다. 다층 구조를 이용한 대역통과 여파기는 일반적으로 반 파장($\lambda/2$) 전송선로의 edge 부분에 broadside 결합구조를 적용시키기 때문에 크기가 크고 이러한 결합구조의 강한 결합특성으로 인해 협 대역 여파기의 구현에는 한계가 있다^[2-4]. 본 논문에서는 이러한 다층 구조를 이용한 협대역 여파기 구조를 제시하였다. 제안된 공진기는 두층 마이크로스트립 기판을 이용하여 구현 하였으며, 첫 번째 층에는 전송선로를 U자형으로 깎은 헤이퍼형태의 공진기가 위치하게 되고, 두 번째 층에는 첫 번째 층 전송선로의 끝 부분에 broadside 결합구조를 이용해 결합시킨 급전 선로가 위치하게 된다. 여기서 공진기의 Q 값은 broadside 결합 길이 및 폭에 따라 변하고, 공진기들 사이의 결합계수는 첫 번째 층 헤이퍼 형태의 공진기들 사이의 간격에 따라 변하게 된다. 대역통과 여파기는 제안된 공진기를 일

정한 프로토타입에 맞춰 배열시켜 구현하였으며, 결합계수 및 외부 Q 등의 설계에 필요한 파라미터들은 시뮬레이터를 이용해 계산하였다. 제안된 여파기를 중심주파수 4 GHz, 부분대역폭 3%, 에 맞춰 초기 설계하였으며, 이를 다시 시뮬레이터로 최적화 시켰다. 그리고 제작 및 측정을 통하여 해석의 타당성을 확인하였다.

II. 공진기구조

<그림 1>은 제안된 공진기의 구조이다. 색깔이 짙은 부분은 위층에 존재하는 도체를 나타내며 옅은 부분은 아래층에 존재하는 도체를 나타낸다. 그림으로부터 공진기는 위층 도체와 아래층 도체 사이에 이루어지는 capacitive 결합과, 아래층 전송선로에서 이루어지는 inductive 결합이 동시에 이루어지게 된다. 또한 아래층 전송선로의 길이는 중심주파수에 대해 약 $\lambda/2$ 의 값을 가지며, 공진기의 외부 Q 는 결합길이(Coupling length)와 결합 폭(Coupling width)의 크기에 따라 변한다.

III. 여파기의 설계변수 계산

대역통과 여파기를 설계하는데 있어서 공진기 사이의 결합 계수와 입출력 단에서 여파기 내부와 급전선 사이의 결합 정도를 나타내는 공진기의 외부 Q를 알아내는 것은 매우 중요한 일이다. 이는 여파기를 구성하는 공진기의 구조와 그 배열이 점점 더 복잡할수록 등가 회로를 이용하여 여파기를 설계하는 것보다 공진기 사이의 결합 계수와 공진기의 외부 Q를 이용해서 여파기를 설계하는 것이 훨씬 효율적이기 때문이다^[5, 6].

1. 외부 Q 계산

입출력 단 공진기의 외부 Q는 공진기 사이의 결합 계수와 함께 여파기를 설계할 때 매우 중요한 변수이다. 여파기의 내부에서는 결합 계수를 이용해서 공진기 사이의 거리를 결정하지만 여파기의 입출력 단에서는 공진기의 외부 Q로부터 여파기 내부와 급전선의 필요한 결합을 알 수 있고 여파기 입출력단의 구조를 설계하기 때문이다.

<그림 2>는 공진기의 외부 Q를 구하기 위한 구조인데 그림에서 보는 바와 같이 공진기의 한쪽 끝에 작은 값의 커패시터를 연결하여 준다. 이는 신호원을 공진기에 직접 연결하였을 경우에 공진기의 정확한 Q 값을 얻

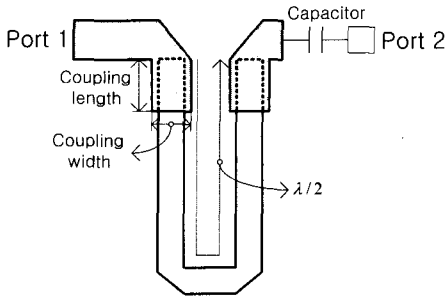


그림 2. 외부 Q 계산을 위한 구조.
Fig. 2. Structure for external Q calculation.

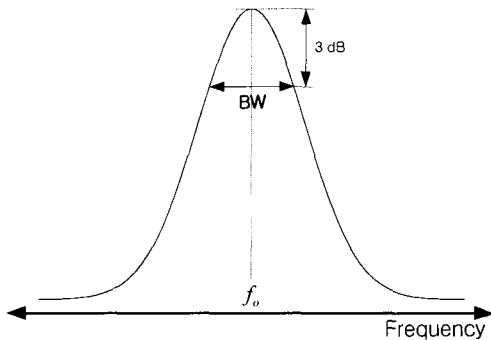


그림 3. 외부 Q 계산을 위한 주파수 응답.
Fig. 3. Frequency response for external Q calculation.

을 수 없게 하는 신호원의 불필요한 영향을 줄이고 신호를 인가하기 위해서이다. 이때 주의해야 할 사항은 공진기에 연결된 커패시터의 값에 따라서 공진기의 공진 주파수가 변한다는 것이다. 따라서 몇 번의 반복 시뮬레이션을 통해 공진기의 공진 주파수가 변하지 않는 값을 찾아야 하는데, 이때 커패시터의 값은 매우 작은 값이다. 입출력 단 공진기의 외부 Q를 구하기 위해서는 <그림 2>의 구조에 공진 주파수를 포함하는 주파수 범위에서 신호를 인가하여 <그림 3>과 같은 주파수 응답을 얻어야 한다. 여기서 주파수 응답은 모멘트 방법(Mom)에 근거한 full wave EM 시뮬레이터인 IE3D를 이용하여 구하였다. 시뮬레이션에서 아래층, 위층 기판의 비유전율 및 두께는 $\epsilon_r = 10.2$, $h = 0.635\text{ mm}$ 로 같게 정하였으며, 마이크로스트립을 구성하는 도체는 구리이었다. 이러한 주파수 응답으로부터 공진기의 외부 Q는 f_0 와 3 dB 대역폭인 BW로부터 식 와 같이 표현된다.

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

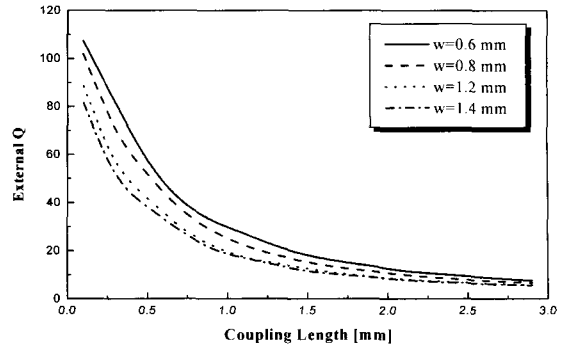


그림 4. 결합폭 및 결합길이에 따른 공진기의 외부 Q.
Fig. 4. External Q of resonator by coupling length and coupling width.

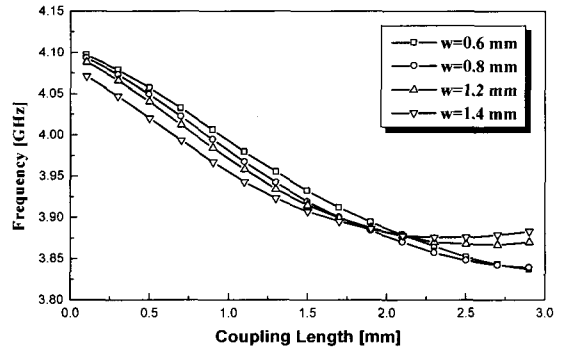


그림 5. 결합 폭 및 결합길이에 따른 공진주파수.
Fig. 5. Resonance frequency by coupling length and coupling width.

<그림 4>는 위와 같은 방법으로 공진기의 외부 Q를 계산한 결과이다. 여기서 외부 Q는 결합길이, 결합 폭에 따라 변하기 때문에 본 논문에서는 결합 폭을 0.6 m m~1.4 mm 까지 변화시키고 결합길이를 0.1 mm~2.9 mm 까지 변화시키며 계산하였다. 그림으로부터 결합 폭과 결합길이가 감소함에 따라서 공진기의 외부 Q가 증가함을 알 수 있다. <그림 5>는 결합 폭 및 결합길이의 변화에 따른 공진주파수의 변화를 보여주는데, 결합 폭이나 결합길이가 증가함에 따라 감소함을 알 수 있다.

2. 결합계수 계산

공진기 사이의 결합 계수를 구하기 위해서는 <그림 6>에서 보는 바와 같이 공진기 사이에 거리 d를 두어서 공진기를 배열하고 양쪽 끝에 작은 정전용량을 갖는 커패시터를 연결하여주는데 이는 앞에서 설명한 외부 Q를 구할 때와 동일한 이유이다. 결합계수를 구하기 위한 주

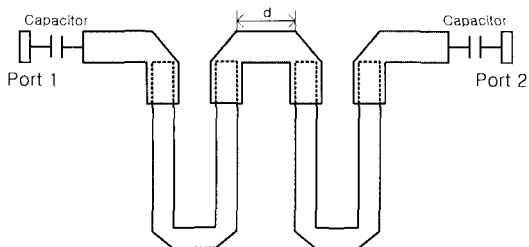


그림 6. 결합계수 계산을 위한 공진기의 결합구조.
Fig. 6. Coupling structure of resonator for the coupling factor calculation.

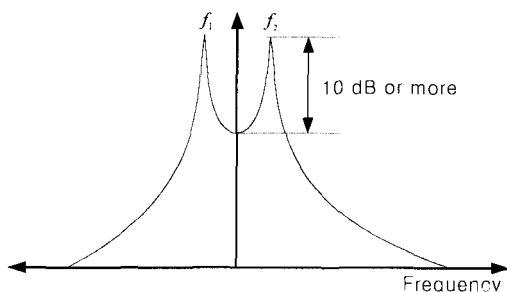


그림 7. 결합계수 계산을 위한 주파수 응답.
Fig. 7. Frequency response for the coupling factor calculation.

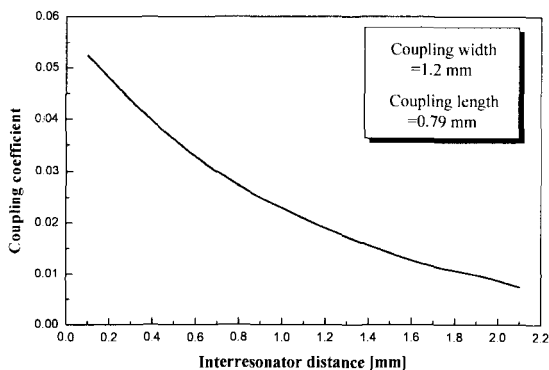


그림 8. 공진기 사이 거리에 따른 결합계수.
Fig. 8. Coupling factor by interresonator distance.

파수 응답은 <그림 7>에서 보는 바와 같이 두 번의 공진을 가져야하며, 또한 f_1, f_2 에서의 신호 값이 중심 주파수인 f_0 의 신호 값에 비해서 약 10 dB 이상의 큰 값이어야 한다. 공진기 사이의 결합 계수는 <그림 7>로부터 다음과 같이 나타내 질 수 있다.

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

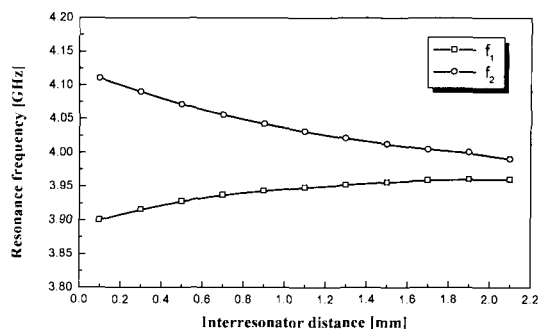


그림 9. 공진기 사이 거리에 따른 공진 주파수.
Fig. 9. Resonance frequency by interresonator distance.

<그림 8>은 결합 폭 및 결합 길이를 공진 주파수가 4 GHz 인 1.2 mm, 0.79 mm 로 고정시키고 위에서 설명한 방법에 따라서 공진기 사이의 거리 d 를 변화시키면서 결합계수를 구한 것이다. 공진기 사이의 결합계수는 공진기 사이의 거리 d 가 가까워지면 커지고, 멀어지면 감소함을 알 수 있었다. 이는 공진기 사이 거리의 증가, 감소에 따른 공진기사이 결합의 감소, 증가에 기인한 결과이다. <그림 9>는 공진기 사이 거리의 변화에 따른 공진주파수의 변화를 보여주는데, 공진기 사이 거리가 증가할수록 결합계수가 감소하여 두 공진기의 공진 주파수가 같아지는 쪽으로 변함을 알 수 있다.

IV. 대역통과 여파기의 설계

1. 공진기 설계

본 논문에서는 대역통과 여파기의 중심 주파수를 4 GHz 에 맞추고 부분대역폭이 3% 즉, 대역폭이 120 MHz 가 되도록 설계하였기 때문에 공진기의 공진 주파수와 3 dB 대역폭도 같도록 결합길이를 결정하였다. 이때 결합길이는 0.79 mm 이고 결합 폭은 1.2 mm 이었다. <그림 10>은 설계된 공진기의 반사손실 및 삽입손실 특성을 보여준다. 그림으로부터 중심주파수에서 반사손실은 24dB, 삽입손실은 0.4 dB 임을 알 수 있다.

2. 대역통과 여파기 설계

대역통과 여파기는 여파기의 중심주파수 f_0 , 대역폭, 저지대역에서의 대역 외 반사특성, 통과 대역에서의 삽입손실 등을 고려해서 저역 통과 여파기의 원형을 결정하고 그것을 주파수 변환해서 설계한다. 대역통과 여파기를 설계하기 위해서는 외부 Q와 결합계수를 알아야하

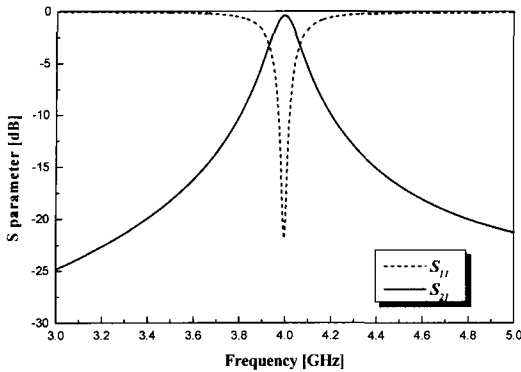


그림 10. 설계된 공진기의 삽입 및 반사손실 특성.
Fig. 10. Return loss and insertion loss of designed resonator.

는데, 다음과 같이 표현될 수 있다^[7].

$$K_{n,n+1} = \frac{BW}{f_o \sqrt{g_n g_{n+1}}} \quad (3)$$

$$Q_{ex} = \frac{f_o}{BW} g_1 = \frac{f_o}{BW} g_{n+1} \quad (4)$$

여기서 Q_{ex} 는 외부 Q를 나타내고 $K_{n,n+1}, \dots$ 은 n 번째 공진기와 n+1 번째 공진기 사이의 결합 계수를 나타낸다. 그리고 g_n, g_{n+1}, \dots 은 저역통과 프로토타입을 나타내며 본 논문에서는 Chebyshev 프로토타입을 이용하였다. 이렇게 얻어진 외부 Q와 결합계수를 가지고 시뮬레이션을 통해 얻어진 외부 Q 그리고 결합계수와 비교하여 여파기를 구성하기위한 공진기 사이의 거리, 결합 길이, 결합폭 등을 결정할 수 있다. 공진기 사이의 거리와 입출력단의 공진기 구조는 앞에서 설명한 시뮬레이션을 통해서 얻어진 결합계수와 외부 Q를 저역 통과 여파기의 원형으로부터 주파수 변환을 통해 얻어진 결합계수와 외부 Q를 비교하여 설계하였다. 본 논문에서는 중심주파수 4 GHz, 대역폭 120 MHz 인 3폴 대역통과 여파기를 초기 설계하였고 여파기를 최적화 하기위해서 IE3D를 이용하였다. <그림 11>은 설계된 3폴 여파기를 시뮬레이션한 결과이다. 부분대역폭이 3% 임에도 불구하고 손실이 0.8dB 정도로 매우 적음을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 여파기와 참고문헌에서 제시된 여파기의 중심주파수 및 대역폭을 비교하여 나타내면 <표 1>과 같다. 여기서 제시된 각각의 논문들은 여파기의 구조는 다르지만 다층구조를 이용했다는 공통점이 있다. <표 1>로부터 부분대역폭이 12~25 % 로서 참고 문헌에 제시된 여파기들이 모두 광 대역 특성을 보임을

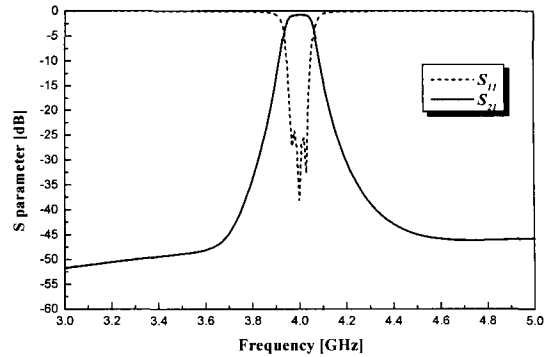


그림 11. 설계된 3폴 대역통과 여파기의 삽입손실 및 반사손실 특성
Fig. 11. Return loss and insertion loss of designed 3 pole bandpass filter.

표 1. 참고문헌 및 본 논문에서 제시된 여파기의 Topology

Table 1. Filter topology presented in reference and in this paper.

	Ref. 2	Ref. 3	Ref. 4	This paper
f_o [GHz]	10	10	4	4
BW [%]	12	19.9	25.9	3

알 수 있다. 이에 비해 본 논문에서는 부분대역폭이 3 % 인 협 대역 여파기를 구현하였다.

V. 제작 및 측정결과

설계된 여파기를 제작하기 위해서 단일 층 마이크로 스트립 기판들을 플라스틱 나사를 이용하여 접합시켰으며 정렬 오차를 최대한 줄이기 위해 기판들의 크기를 일정하게 맞추고 필름을 양면에 붙여서 에칭을 하였다. 포트는 SMA 타입의 콘넥터를 이용하였으며, 측정은 HP8510C Vector Network Analyzer 를 이용하였다. 여파기를 실제 제작하여 측정한 결과 <그림 12>와 같은 특성을 얻을 수 있었다. 산란계수의 특성을 보면 f=4 GHz 에서 $S_{21}=-2.5$ dB, $S_{11}=-15$ dB 이었다. 그림에서 손실이 약 1.6~1.7 dB 정도 생겼고, 반사손실 특성이 나빠졌음을 알 수 있는데, 이는 단층기판을 접합시켜 다층기판으로 구현함에 따른 불완전한 접합에 의한 손실과, 정렬오차에 의한 임피던스의 변화 때문으로 여겨진다. 그러나 이는 정밀한 제작기술이 뒷받침 될 경우 충분히 극복될 수 있을 것으로 보인다.

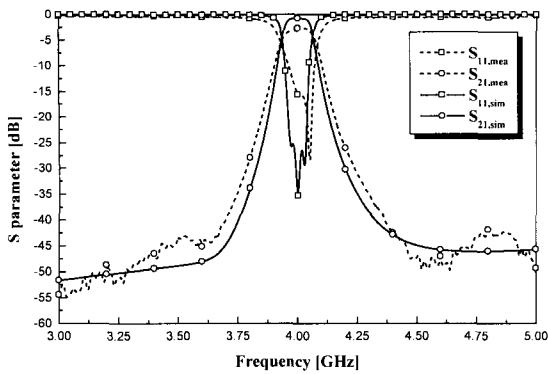


그림 12. 설계된 3폴 대역통과 여파기의 시뮬레이션 및 측정결과
 Fig. 12. Simulation and measurement result of designed 3 pole bandpass filter.

VI. 결 론

본 논문에서는 두 층 마이크로스트립 구조를 이용한 공진기 구조를 제안하고, 이를 이용해 대역통과 여파기를 설계하였다. 시뮬레이션을 통해 결합계수, 외부 Q 등의 설계 파라미터들을 계산하였다. 계산된 파라미터들을 이용해 중심주파수 4 GHz, 부분대역폭 3% 인 협 대역 여파기를 설계하였으며, 제작 및 측정을 통해 해석의 타당성을 확인하였다. 결론적으로 광 대역 여파기에만 적용되어왔던 다층구조를 이용해 손실이 적은 협 대역 여파기를 구현 할 수 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] J. L. Allen and M. F. Estes, "Broadside coupled

Strips in a Layered Dielectric Medium," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 20, no. 10, pp. 662~669, Oct. 1972.

[2] W. Schwab and W. Menzel, "Compact Bandpass Filters with Improved Stopband Characteristics using Planar Multilayer Structures," 1992 MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1207~1209, 1997.

[3] C. Cho and K. C. Gupta, "Design Methodology for Multilayer Coupled Line Filters," 1997 MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 785~788, 1997.

[4] C. Cho and K. C. Gupta, "Design of End-coupled Bandpass Filters in Multilayer Microstrip Configurations," 1999 MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 711~714, 1999.

[5] 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, no. 12, pp. 1991~1997, Dec. 1989.

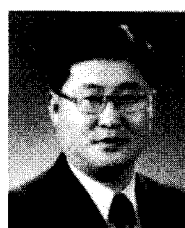
[6] J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons, Inc., 2001.

[7] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, RF and Microwave Coupled-line Circuits. Artech House, 1999.

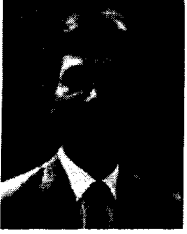
저 자 소 개



千 東 完(正會員)
 1999년 2월 : 아주대학교 전자공학과(공학사). 2001년 2월 : 아주대학교 전자공학과(공학석사). 2001년 3월~현재 : 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학중



朴 晶 燾(正會員)
 1984년 2월 : 아주대학교 전자공학과(공학사). 1993년 2월 : 아주대학교 전자공학과(공학석사). 1998년 2월 : 아주대학교 전자공학과(박사과정 수료). 1993년 7월 : 전기통신 기술사. 1984년 5월~1987년 1월 : 삼성전기(주) 연구원. 1987년 2월~1992년 2월 : 한국전자통신연구원 연구원. 1992년 3월~1994년 8월 : SK 텔레콤 연구원. 1994년 9월~현재 : 시립 인천전문대학 통신과 부교수



愼 哲 宰(正會員)

1964년 : 연세대학교 전자공학과(공학사). 1968년 : 연세대학교 전자공학과(공학석사). 1983년 : 연세대학교 전자공학과(공학박사). 1967년~1970년 : 동양공업전문대 조교수. 1970년~1977년 : 광운대학교 조교수. 1986년~1987년 : 미국 Florida 대학 객원교수. 1977년~현재 : 아주대학교 전자공학과 교수