

FDTD 병렬화 알고리즘을 이용한 무선랜용 마이크로스트립 대역통과 필터 설계

論 文

53C-7-9

The Design of Microstrip Bandpass Filter for Wireless LAN using FDTD Parallel Algorithm

崔成烈* · 朴景洙** · 高榮浩***

(Sung-Youl Choi · Kyoung-Su Park · Young-Ho Ko)

Abstract - In this paper, the four-pole elliptic function microstrip filter at 2.4GHz band with fractional bandwidth of 4% is realized using compact miniaturized hairpin resonators. The parallel algorithm FDTD method is used to analyze S-parameter of hairpin resonator filter more accurately, and to calculate the electric coupling and magnetic coupling among the hairpin resonators. Absorbing boundary conditions for mesh termination used Sullivan's simplified PML and the FDTD code was paralleled by MPI for IBM SP2 which had enhanced calculation speed. The experimental measurements are performed by HP8720D vector network analyzer. Measured results on fabricated hairpin type cross coupled bandpass filters show good agreements with theoretic results.

Key Words : FDTD, Parallel, Filter, Hairpin, Resonator

1. 서 론

인터넷 보급과 기업의 네트워크의 발전에 따라 LAN의 보급이 활성화되었으며 사무실의 레이아웃 변경에 따른 배선의 빈번한 변경 또는 배선이 불가능한 장소, 특히 이동성이 강조된 노트북 등의 보급으로 무선 LAN에 대한 관심이 증대되고 있다. 이러한 무선통신에 사용되는 회로는 수많은 RF소자들로 구성되어 있으며, 그것들 중에 가장 소형화의 연구가 활발한 분야 중 하나가 대역통과 필터이다. 무선 LAN용 필터는 제작이 용이하고 인쇄회로기판 기술에 의해 대량 생산이 가능하며 가볍고 견고하며 제작 가격이 싸고 동일 평면 위에 초고주파 집적회로(MIC)와 함께 구현할 수 있는 등의 많은 장점을 갖는 마이크로스트립 구조를 많이 이용한다. 이와 같은 특성을 갖는 마이크로파 필터를 제작하는 방법으로 평행 결합 선로 공진기를 이용한 필터가 1958년에 S. B. Chon[1]에 의해 평행 결합 선로의 길이가 $\lambda/4$ 가 되도록 $\lambda/2$ 공진기를 다단 종속 접속하는 방법이 제안되었고 M. Sagawa는 마이크로스트립 선로를 이용하여 헤어핀 형태의 공진기를 만들고 이를 병렬로 배치하여 평행 결합 구조로부터 크기를 감소시킬 수 있는 대역 통과 필터를 실현하였다.[2][3] Kuo는 타원함수 응답특성을 갖는 소형화된 헤어핀 구조를 이용하여 대역통과 필터를 설계하였다.[4] 이러한 필터를 구현하는데 있어서 가장 중요한 파라미터 중 하나가 두 개의 공진기 사이의 결합계수이다.

본 논문에서는 결합계수를 구하는데 있어서 더 정확한 값을 구하기 위하여 FDTD(Finite Differential Time Domain) 방법을 이용하였다. 필터 해석방법에서 사용된 FDTD의 흡수 경계조건으로는 PML을 이용하였다. D. M. Sullivan에 의해 제안된 PML은 기존의 Berenger의 PML에 비하여 계산 량과 사용메모리가 비교적 증가하지만, 손실 혹은 산란 매질일 경우 모델링 및 PML 형식화가 간단하다. FDTD법 적용 시 흡수 경계조건으로 Sullivan의 PML을 적용하였고 해석시간을 단축하기 위해 IBM SP2 슈퍼컴퓨터를 이용하여 병렬화 알고리즘을 적용하였다.[5][6][7]

본 논문에서 설계된 필터는 특성임피던스가 50Ω 인 선로의 폭과 결합 선로로 구성된 헤어핀 공진기를 이용하여 적은 소자 값을 가지고도 필터 특성이 좋은 타원함수 응답을 갖는 교차결합을 이용하였으며 무선랜 대역에서 대역통과 특성을 만족하였다

2. 유한차분시간영역법

유한차분시간영역법(FDTD)은 전자파의 산란문제 및 복소 매질에서의 흡수에 대한 가장 실제적이고 효과적인 분석법으로, 시간 및 공간상에 만족된 Maxwell의 방정식을 해석하거나 또는 균질 및 비균질 유전체와 자성체 그리고 도체 등으로 이루어진 임의의 구조물에 쉽게 적용할 수 있다.[6] 본 논문에서는 Sullivan에 의해 제안된 Simplified PML을 흡수 경계조건으로 적용하였고 속도 향상을 위해 병렬화 기법을 적용하였다. Simplified PML을 적용하면 병렬 프로그램 작성 시에 조건문 및 순환루프의 구조를 단순화 할 수 있어 계산 속도를 향상시킬 수 있으며, 임의의 프로세서의 숫자에 맞추어 자동으로 병렬화 할 수 있는 알고리즘을 적용하기에도 편리하다

* 正 會 員 : 全北大 電氣工學科 博士修了

** 正 會 員 : 全北大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 全北大 電氣工學科 副教授 · 工博

接受日字 : 2004年 1月 14日

最終完了 : 2004年 5月 20日

2.1 흡수경계조건

완전흡수경계층(PML)은 진행하는 전자파를 각각의 층에 따라 점차적으로 흡수 할 수 있도록 경계의 최 외곽에 만든 흡수 매질이다. 반사가 없기 위해서는 PML 매질의 조건을 식 (1)과 같이 할 수 있다.

$$\eta_0 = \eta_m = \sqrt{\frac{\mu_{F_n}^*}{\epsilon_{F_n}^*}} = 1 \quad (1)$$

3차원 공간에 PML을 적용하기 위하여 D_z 에 대해 풀면

$$D_z^{n+1/2}(i, j, k+1/2) = g\beta(i) \cdot g\beta(j) \cdot D_z^{n-1/2}(i, j, k+1/2) + g\beta(i) \cdot g\beta(j) \cdot \frac{1}{2} (curlh + gk1(k) \cdot I_{D_z}^n(i, j, k+1/2))$$

$$curlh = [H_y^n(i+1/2, j, k+1/2) - H_y^n(i-1/2, j, k+1/2) - H_x^n(i, j+1/2, k+1/2) + H_x^n(i, j-1/2, k+1/2)] \quad (2)$$

$$I_{D_z}^n(i, j, k+1/2) = I_{D_z}^{n-1}(i, j, k+1/2) + curlh$$

와 같다. 여기서,

$$g\beta(i) = xn, \quad g\beta(j) = xn, \quad gk1(k) = xn, \quad 0 \leq xn \leq 0.333$$

$$g\beta(i) = \left(\frac{1}{1+xn}\right), \quad g\beta(j) = \left(\frac{1}{1+xn}\right),$$

$$gk2(k) = \left(\frac{1}{1+xn}\right), \quad g\beta(i) = \left(\frac{1-xn}{1+xn}\right), \quad (3)$$

$$g\beta(j) = \left(\frac{1-xn}{1+xn}\right), \quad gk3(k) = \left(\frac{1-xn}{1+xn}\right)$$

이다. 마찬가지로 D_x, D_y, H_x, H_y, H_z 에 대해 정리 할 수 있다. 또한 이산간격 Δt 는

$$\Delta t = \frac{\Delta d}{2c_0} \quad (4)$$

이다.

2.2 FDTD 모델링

헤어핀 공진기 구조를 갖는 필터를 해석하기 위하여 그림 1의 (a),(b)와 같이 모델링 하였으며 마이크로스트립 도체는 완전도체로 가정하여 $E_t=0$ 조건을 적용하였다. 사용한 매트릭스 크기는 $411 \times 265 \times 30$ 이며 3차원 직각 좌표 계에서 해석을 실시하였다. 흡수경계조건은 층수가 8개인 PML을 적용 하였으며 이산간격은 $dx=0.0638$ mm, dy 와 dz 는 0.0667 mm 이고 이산시간은 $dt=1.1e-13$ s이다.

입력신호로는 가우시안 펄스를 사용하였으며 시간에 대한 결과를 Fast Fourier 변환(FFT)을 이용하여 주파수 영역으로 변환 한 후 S_{11}, S_{21} 을 구하였다. 그림 2는 시간에 따라 전파하는 가우시안 펄스 입력 값과 각 포트로 나오는 값의 시물레이션 결과이다. 가우시안 펄스를 Port1에서 입력하면 필터

의 공진 주파수 범위를 제외한 부분은 Port1으로 반사하게 된다. 그림 3과 같이 Port1에서 Port2로 전파하는 모습을 나타냈다.

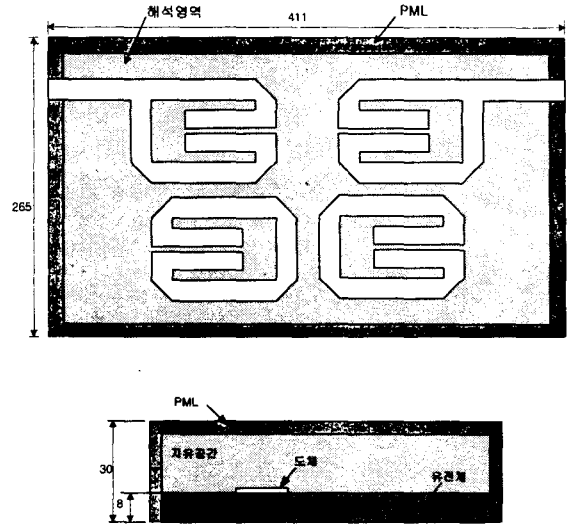


그림 1. 필터의 FDTD 경계조건
Fig. 1. FDTD boundary condition of filter

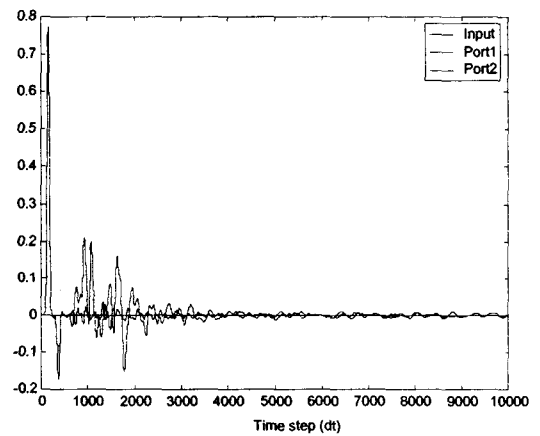


그림 2. 포트에서의 입출력 값
Fig. 2. Input, output value in port

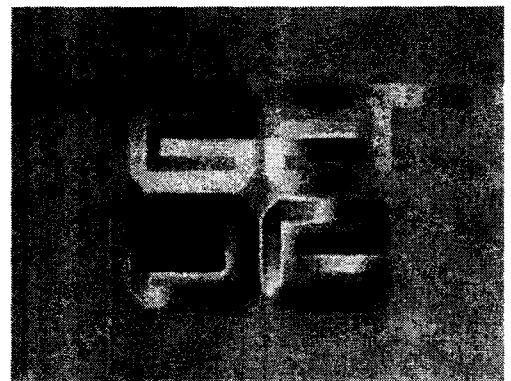


그림 3. 전계분포
Fig. 3. Electric field distribution

2.3 병렬화 알고리즘

FDTD법은 다양한 구조에 손쉽게 적용 가능하고 높은 정확도를 가지지만 모멘트 법과 같은 다른 수치해석법에 비하여 지나치게 많은 해석시간을 필요로 한다. 따라서 본 논문에서는 FDTD법의 속도 향상을 위하여 병렬화 알고리즘을 적용하여 속도를 개선하였다. IBM SP-2 슈퍼컴퓨터는 MIMD(Multiple Instruction Multiple Data)형으로 FDTD법을 병렬화 하기에 유리하다. 본 논문에서 사용한 프로그램은 C 언어로 작성되었으며 10개의 프로세서를 이용해 병렬화 한 결과 이전보다 약 9.5배의 속도 개선 효과를 보였다.

n개의 프로세서를 이용한 병렬화 기법을 FDTD에 적용하기 위해서는 공유된 메모리를 n개의 영역으로 나누어야 하며 각 프로세서는 각 할당된 영역을 계산하고 계산 결과를 인접한 프로세서에 전달하여야 한다. 그림 4는 병렬화 방법에 적용된 n번째 프로세서에서 이루어지는 메시지 전달 모습을 나타내고 있다.

본 논문에서 사용한 PML은 실제 프로그램에서 식(3)의 g_i , g_j , g_k 와 같은 상수를 이용해 정의하고, 이것은 D, E, H에 대한 기본방정식에 포함되어 있으므로 병렬 프로그램의 순환루프에서 PML을 위해 별도로 메시지를 Send하거나 Receive를 할 필요가 없다. 따라서, 조건문을 최소화하고 반복루프를 간단히 할 수 있으므로 쉽게 병렬화 할 수 있다. 또한, 초기에 할당할 수 있는 프로세서의 수(MP)에 맞게 계산영역을 할당한다면 자동으로 병렬화 할 수 있으므로 병렬화의 효율성도 높일 수 있다. 이것을 순서도로 표시하면 그림 5와 같다.

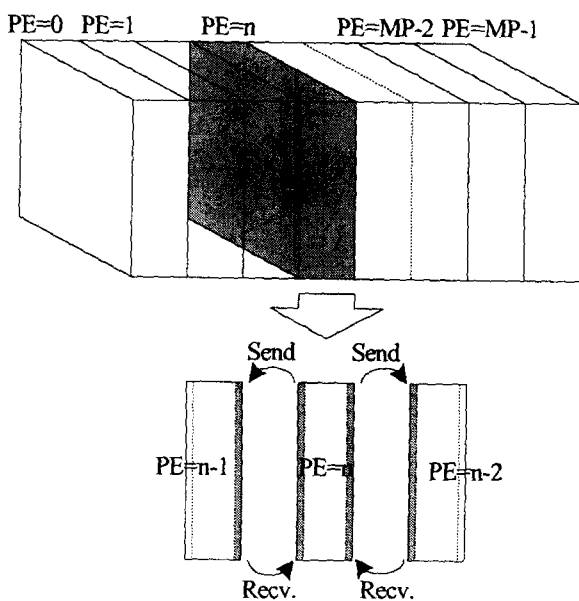


그림 4. 프로세서의 병렬화 방법
Fig. 4. The method of MPI programming

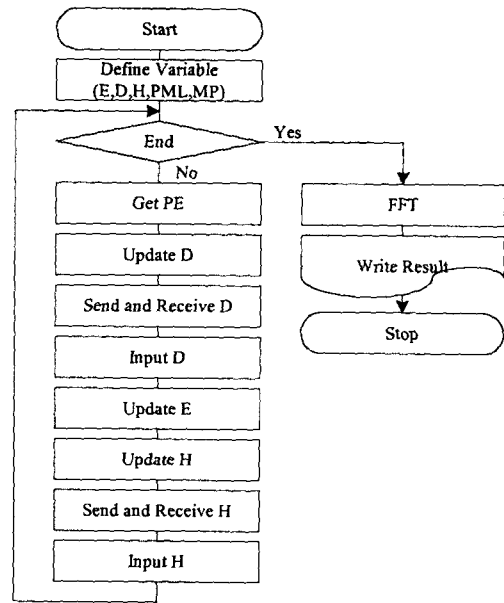


그림 5. 병렬화된 FDTD법의 순서도
Fig. 5. Flowchart of paralleled FDTD method

3. 대역통과 필터 설계

3.1 단일 헤어핀 공진기

그림 6과 같은 구조를 갖는 독립된 소형화된 헤어핀 공진기는 크기를 최소화하기 위해 1/2파장의 개방된 마이크로스트립의 꺾어진 형태로 구성되어 있기 때문에 공진기의 기본 공진은 기수모드에서 일어나며 꺾어진 마이크로스트립의 중앙에서 전압이 공진시에 최소가 되고 상하결합 라인의 양쪽 끝에서 전압은 서로 반대부호가 되며 최대 값을 가진다. 헤어핀 공진기의 공진조건은 전송선로 라인과 평행결합 선호에 대한 ABCD 행렬을 이용하여 구할 수 있다.

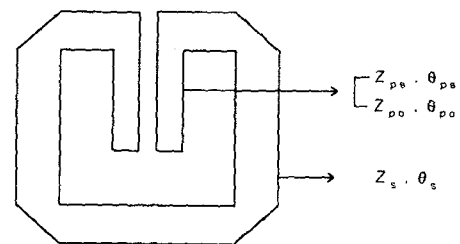


그림 6. 헤어핀 공진기의 구조
Fig. 6. The structure of hair-pin resonator

일반적으로 공진 조건은 공진기의 입력 어드미턴스로부터 유도되어 지지만 본 논문에서는 공진기의 등가회로 관점에서부터 공진 조건을 구하였다. 개방회로 평행결합선로는 공진시에 우수모드와 기수모드의 전자계 분포를 갖기 때문에 두 개의 등가회로가 존재하게 된다. 이러한 공진기는 SIR구조와 같은 원리로 동작하게되며 공진기의 공진 조건은 다음 식과 같다.

기수모드: $Z_s \tan\left(\frac{\theta_s}{2}\right) = Z_{po} \cot \theta_{po}$ (5)

우수모드: $Z_s \tan\left(\frac{\theta_s}{2}\right) = Z_{pe} \cot \theta_{pe}$ (6)

여기서 Z_{po} 와 Z_{pe} 는 각각 개방회로 상호결합 라인의 기수 모드, 우수모드 특성임피던스이고, Z_s 는 마이크로스트립의 선로 임피던스이며, θ_{po} 와 θ_{pe} 는 각각 상호결합 선로에서의 기수모드와 우수모드의 전기적 길이를 나타내고, θ_s 는 마이크로스트립의 전기적 길이를 나타낸다.

3.2 필터 설계

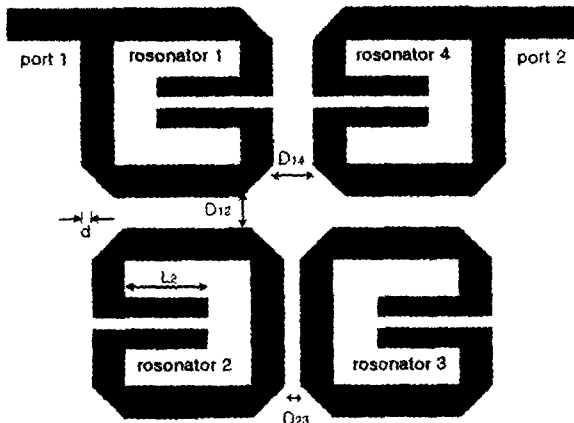


그림 7 필터의 구조
Fig. 7 The structure of filter

교차결합을 이용하여 대역통과필터 응답을 구하는 방법은 타원응답 특성을 이용하는 것과 감쇠 극을 제어하는 방법이 있는데 본 논문에서는 4극 타원함수 응답특성을 이용하였다. 교차결합은 입력포트로부터 출력포트까지의 입력 신호의 두 개의 서로 다른 경로를 갖기 때문에 신호의 크기와 위상은 각각 변하게 된다. 그러므로 출력포트에서 다중경로 효과는 공진기 사이의 결합을 적절하게 하면 유한한 주파수에서 감쇠 극을 야기할 수 있다. 평면회로에서 교차결합을 실현하는 방법의 가장 중요한 것 중의 하나가 공진기 사이의 필요한 전자기적 결합을 제어하는 것이다.

그림 7은 4개의 소형화된 헤어핀 공진기의 4극 타원 대역 통과 필터 구조를 보여주고 있다. 여기서 K_{ij} 는 필터에서 공진기 i 와 j 사이의 결합계수이다. 본 구조에서는 공진기 1,2와 3,4가 같은 형태이므로 K_{12} , K_{23} , K_{14} 만을 구하였다. 각 구조에서의 결합계수는 두 개의 전자기 결합에 의한 공진 조건으로부터 분리된 공진 주파수에 의해 결정된다. 공진기 1,2에 의한 결합계수를 구하기 위해서 공진기 3과 4를 제거하고 해석하여 공진 주파수 근처에서 투과 전계의 피크 점을 이용하여 구하였다. 두 개의 공진 주파수의 작은 쪽의 주파수를 f_a 라하고 높은 쪽의 주파수를 f_b 라고 하면 공진기 i 와 j 에 대한 결합계수 K_{ij} 는 다음 식으로 주어진다.

$$K_{ij} = \pm \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (7)$$

여기서 (+)는 K_{12} , K_{23} , K_{34} 에 적용되고 (-)는 K_{14} 에 적용된다.

그림 8은 오프셋 d 에 관한 결합계수 K_{12} 와 공진기 1과 공진기 2사이의 간격 D_{12} 에 관한 그림을 나타내고 있다. 그림으로부터 d 에 대하여 K_{12} 는 d 가 0.2mm로부터 0.7mm 까지 구간에 관하여 무관함을 알 수 있다.

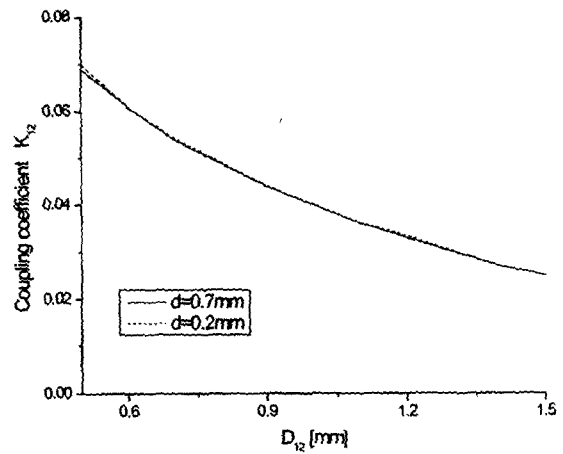


그림 8. 결합계수 K_{12}
Fig. 8. Coupling coefficient K_{12}

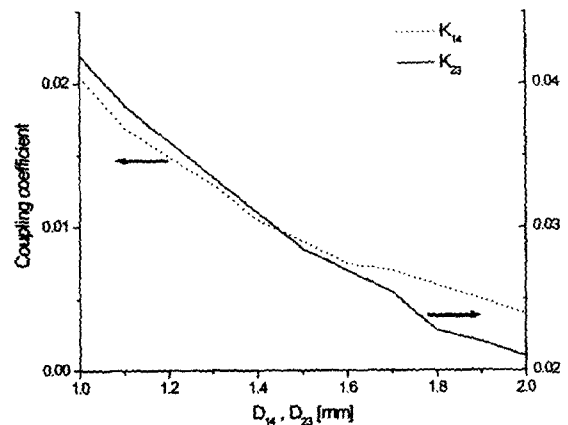


그림 9. 결합계수 K_{23} , K_{14}
Fig. 9. Coupling coefficient K_{23} , K_{14}

그림 9는 공진기 사이의 거리와 결합계수 K_{23} 와 K_{14} 에 관한 그래프이다. K_{14} 의 크기는 K_{23} 의 값에 비하여 작고, K_{23} , K_{14} 둘 다 거리가 증가함에 따라 감소함을 알 수 있다.

중심주파수 f_0 가 2.45GHz로 대역폭 $\delta = \Delta f/f_0$ 는 4%를 만족하기 위해 사용된 필터의 설계 파라미터는 다음 식을 이용하여 하였다.

$$K_{12} = K_{34} = \frac{\delta}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (8)$$

$$K_{14} = \frac{\delta J_1}{g_1} \quad (9)$$

$$K_{23} = \frac{\delta J_2}{g_2} \quad (10)$$

여기서 g_0, g_1, g_2 는 저역통과 필터의 소자 값이다.[8]

그림 10은 식(8)~(10)로부터 얻어진 결합계수를 만족하는 공진기 사이의 거리를 적용하여 설계된 대역통과 필터의 반사손실과 삽입손실의 모의 실험 값을 나타내고 있다.

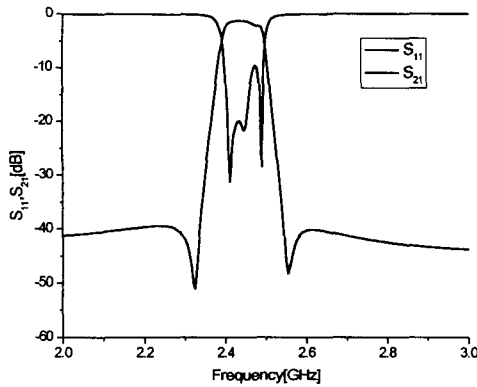


그림 10. 필터의 S 파라미터 해석값
Fig. 10. Simulated S-parameter of filter

본 논문에서 무선랜 대역을 만족하는 헤어핀 공진기 구조를 갖는 필터는 $\epsilon_r = 3.2$, $h = 0.51mm$, $t = 0.0178mm$, $\tan \delta = 0.0019$ 인 TLC32 기판을 이용하여 제작하였다. 제작된 대역통과 필터의 사진을 그림 11에 나타냈다.

제작된 필터는 벡터 회로망 분석기(Vector network analyzer, HP 8720D)를 사용하여 측정하였으며 그림12에 삽입손실과 반사손실의 측정값을 나타냈다. 대역통과 필터의 측정결과는 계산된 결과와 거의 일치하였다. 중심 주파수는 2.45GHz이고 대역폭은 4%, 삽입손실은 -4.3dB가 되었다.

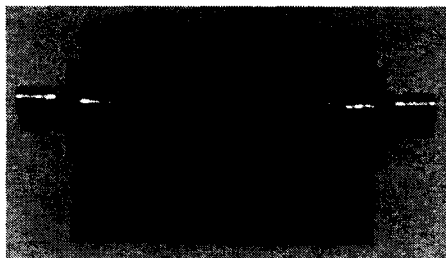


그림 11. 제작된 필터 사진
Fig. 11. The photo of filter

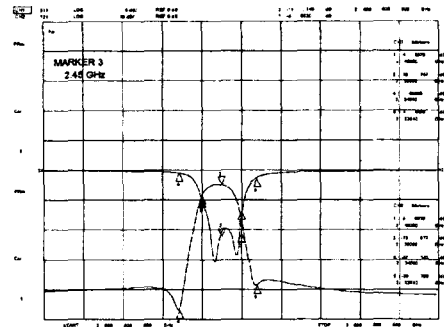


그림 12. 측정값
Fig. 12. Measured data

5. 결 론

본 논문에서는 4개의 공진기로 구성된 4극 타원 응답을 특성을 갖는 대역통과 필터를 설계·제작하고 특성을 측정하였다. 헤어핀 대역통과 필터의 설계를 위해 슈퍼컴퓨터의 병렬화 기법을 적용한 유한차분시간영역법을 적용하여 공진기 사이의 결합계수와 전체 필터의 전계분포 및 반사손실, 삽입손실을 구하였다.

제작된 대역통과 필터는 중심주파수 2.45GHz이며 대역폭은 4%이고 측정된 필터의 특성은 설계 값과 잘 일치하였다. 따라서 소형화된 헤어핀 구조의 필터는 무선랜 환경에 사용될 수 있을 것으로 사료되며, 또한 다층 완전흡수 경계 조건을 이용한 유한차분시간영역법이 해석시간이 길기 때문에 본 논문에서 사용된 병렬화 해석방법은 이를 극복할 수 있으며 다른 마이크로스트립 구조에서도 이용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] S. B. Chon, "Parallel coupled transmission-line resonator filters," IRE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-6, pp. 223-232, Apr. 1958.
- [2] Morikazu Sagawa, Kenichi Takashi, and E. M. T. Jonesn, "Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MICs," IEEE Trans Microwave Theory Tech. vol. MTT-37, no.12, pp. 1991-1996, Dec. 1989.
- [3] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," IEEE Trans Microwave Theory Tech. vol. MTT-44, no.11, pp. 2099-2109, Nov. 1996.
- [4] Jen-Tsai Kuo, Min-jyh Maa, "A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, no.3, pp. 94-95, Mar. 2000.
- [5] D. M. Sullivan, "An Unsplit Step 3-D PML for Use with the FDTD Method," IEEE Microwave and

guided wave letters, Vol. 7, No. 7, July 1997

[6] D. M. Sullivan, "A Simplified PML for Use with the FDTD Method", IEEE Microwave and guided wave letters, Vol. 6, No. 2, February 1996

[7] U. Effing, W. Kumpel, I. wolff, "Parallel FDTD Simulator for MIMD Computers", John Wiley & Sons Ltd., Vol.8, pp. 271-281, May-august 1995.

저 자 소 개



최 성 열 (崔 成 烈)

1971년 4월 7일 생
1997년 2월 전북대 전기공학과 졸업
1999년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사)
현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
관심분야 : 전자계 해석, 안테나 해석 및 설계
Tel : 063-270-2390
Fax : 063-270-2394
E-mail : mrwave@chonbuk.ac.kr



고 영 호 (高 榮 浩)

1981년 전북대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업. 1991년 일본 북해도대학 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).
1992년 9월~현재 : 전북대학교 전자정보공학부 부교수
관심분야 : 전자계 해석, 안테나 해석 및 설계
Tel : 063-270-2390
Fax : 063-270-2394
E-mail : koyh@chonbuk.ac.kr



박 경 수 (朴 景 洙)

1974년 4월 10일 생
1999년 2월 전북대 전기공학과 졸업
2001년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사)
2001년 1월~2002년 11월 (주)효성중공업연구
소 창원분소 연구원
2003년 8월~현재 전북대학교 전기공학과 박사과정
관심분야 : 전자계 해석, 안테나 해석 및 설계
Tel : 063-270-2390
Fax : 063-270-2394
E-mail : poppa@chonbuk.ac.kr