

개방 스텐브를 이용한 이중 모드 마이크로스트립 링 공진기의 소형화 및 대역 통과 필터 설계

Miniaturized Dual-Mode Microstrip Ring Resonator Using Open Stub for Bandpass Filter Applications

최 성 수 · 박 동 철

Sung-Soo Choi · Dong-Chul Park

요 약

본 논문에서는 이중 모드 마이크로스트립 링 공진기의 크기를 줄이기 위해 4개의 개방 스텐브를 삽입하였고, 이를 이용해 중심 주파수 2 GHz에서 100 MHz의 대역폭을 갖는 대역 통과 필터를 설계하였다. 삽입된 개방 스텐브의 캐패시턴스 값에 따라 링 공진기의 크기를 조절할 수 있고, 스텐브들의 두 가지 조합 형태 각각의 경우에 대역 통과 필터를 설계할 수 있음을 보였다. 제안된 구조를 2단 대역 통과 필터 회로로 모델링하여 위의 두 가지 경우에 각각 필터를 설계 및 제작하였으며, 설계 결과와 측정 결과가 잘 일치함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, the size of the dual-mode microstrip ring resonator is reduced by adding four open stubs, and bandpass filters having 100 MHz bandwidth are designed at the center frequency of 2 GHz. The size of the ring resonator can be controlled by varying the capacitance of the stubs, and the bandpass filter can be designed in two cases, which are two combinations of the stubs. Two bandpass filters are designed and fabricated by using the two-stage bandpass filter circuit model of the proposed structure, and the measured results show good agreement with the simulated results.

Key words : Ring Resonator, Bandpass Filter, Miniaturization

I. 서 론

무선 통신 분야에 이용되는 대역 통과 필터는 손실 특성이 좋아야 할 뿐만 아니라 크기도 작아야 한다. 대역 통과 필터에 사용되는 공진기의 크기를 줄이는 방법으로는 고 유전율 기판을 사용하거나, 공진기를 변형하거나, 다중 모드(multiple mode)를 이용하는 방법 등이 있다. 이중 모드 마이크로스트립 링 공진기를 대역 통과 필터에 처음으로 적용한 사람은 Wolff^[1]이며, 그 후 여러 사람들에 의해 지속적으로

연구되어져 왔다^{[2],[3]}.

기본적인 이중 모드 링 공진기의 구조를 그림 1에 보였다. 링 공진기는 한 파장 길이 전송 선로의 양 끝부분을 연결하여 만들어지며, 이중 모드 공진을 위한 섭동(perturbation)은 대칭면에 놓이게 된다. 섭동이 없으면 입력과 출력 사이의 두 경로 중 짧은 쪽이 $\lambda/4$, 긴 쪽이 $3\lambda/4$ 이므로 서로 상쇄되어 출력이 없고, 섭동이 존재하면 두 개의 직교하는 공진 모드, 즉, 우 모드와 기 모드가 발생하여 출력이 있게 된다^[2]. 이 두 모드 사이의 결합량을 조절하여 대역 통과

「본 연구는 동국대학교 밀리미터파 신기술 연구센터(MINT)를 통한 한국과학재단 우수연구센터 육성사업의 지원으로 수행되었음 (R11-1999-058-04004-0).」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20070503-053

· 수정완료일자 : 2007년 6월 8일

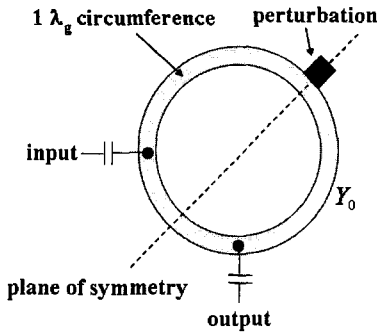


그림 1. 기본적인 이중 모드 링 공진기의 구조
Fig. 1. Structure of a basic dual-mode ring resonator.

필터를 설계하는 방법은 잘 알려져 있다. 그러나 이 설계 방법에서는 입출력 어드미턴스 인버터 설계시 병렬 연결된 음의 커패시턴스를 무시하고 직렬 연결된 커패시턴스만을 고려한다. 결과적으로 필터 중심 주파수가 내려가는 현상이 발생한다. 이를 해결하기 위해 입출력 커패시턴스에 의한 공진 주파수 변화량을 계산하여 필터 중심 주파수를 보정하는 방법이 제시되었다^[3]. 그러나 입출력 커패시턴스는 공진 주파수뿐만 아니라, 대역폭에도 영향을 미치는 파라미터이다. 이 방법으로는 필터의 중심 주파수가 내려가는 것을 막을 수는 있겠지만 정확한 대역폭 구현에 어려움이 있을 것으로 생각된다.

본 논문에서 제안한 필터 구조를 그림 2에 보였다. 이중 모드 링 공진기의 크기를 줄이기 위해서 링과 접지 사이에 C_1, C_2 를 삽입하였으며 이들은 필터 제작시 개방 스테르브로 구현된다. C_1 과 C_2 값의 합이 커질수록 공진기 크기는 작아진다. 그림 2의 필터의 등가 회로를 일반적인 2단 대역 통과 필터 회로로 변환하여 설계하였고, 입출력 어드미턴스 인버터에서 음의 커패시턴스를 공진기 서셉턴스에 추가하여 완전한 입출력 회로를 설계하였다. 결국 필터 중심 주파수의 하향 이동이 일어나지 않으며, 필터의 대역폭도 요구 사항을 만족시킨다. C_1, C_2 는 세라믹 캐패시터^[3]가 아닌 개방 스테르브로 구현된다. 설계의 타당성을 검증하기 위해 중심 주파수 2 GHz, 대역폭 100 MHz를 갖는 필터를 설계 및 제작하였고, 설계치와 측정치가 잘 일치함을 확인하였다.

II. 링 공진기의 소형화

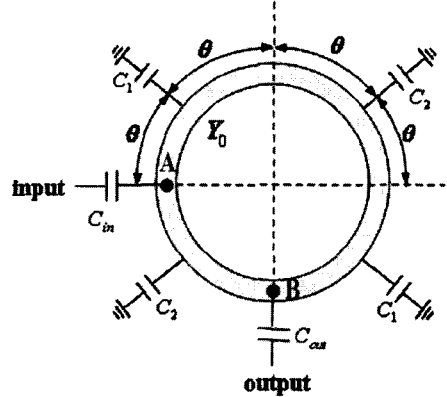


그림 2. 소형화된 이중 모드 링 공진기를 이용한 대역 통과 필터 구조
Fig. 2. Structure of bandpass filter using miniaturized dual-mode ring resonator.

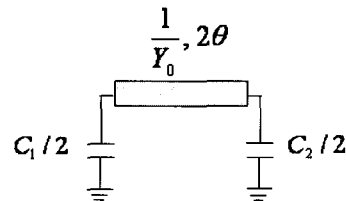


그림 3. 링 공진기의 1/4 부분
Fig. 3. A quarter section of whole ring resonator.

C_1, C_2 의 변화에 따른 공진기 길이의 변화를 살펴 보기 위해 그림 2의 링 공진기에서 1/4 구간을 아래 그림 3에 나타내었다.

먼저 위 회로의 전체 ABCD 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & jY_0 \sin 2\theta \\ jY_0 \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서

$$A = \cos 2\theta - \frac{B_2 \sin 2\theta}{Y_0}$$

$$B = \frac{j \sin 2\theta}{Y_0}$$

$$C = jB_1 \cos 2\theta + jY_0 \sin 2\theta - \frac{jB_1 B_2 \sin 2\theta}{Y_0} + jB_2 \cos 2\theta$$

$$D = -\frac{B_1 \sin 2\theta}{Y_0} + \cos 2\theta$$

$$B_1 = \frac{\omega C_1}{2}, B_2 = \frac{\omega C_2}{2}$$

위의 ABCD 파라미터로부터 산란 행렬 S_{21} 과 위상 ϕ_{21} 을 구하면 다음과 같다.

$$S_{21} = \frac{2}{A + BY_0 + C/Y_0 + D} \quad (2)$$

$$\tan \phi_{21} = \frac{j(BY_0 + C/Y_0)}{A + D} \quad (3)$$

링 공진기의 길이는 한 파장이어야 하고, 그림 2의 링 공진기는 그림 3과 같은 부분이 네 개로 이루어지므로 ϕ_{21} 은 $\pi/2$ 이다. 따라서 식 (3)이 ∞ 가 되고, $A+D$ 가 0이어야 한다. $A=0, D=0$ 인 경우는 $C_1=C_2$ 이며, 이때는 이중 모드 공진이 일어나지 않고, 대역 저지 특성이 나타나므로 이 경우는 제외한다. 결과적으로 다음 식 (4)를 얻는다. C_1+C_2 와 2θ 의 관계를 그림 4에 나타내었다.

$$C_1 + C_2 = \frac{4Y_0}{\omega \tan 2\theta} \quad (4)$$

C_1+C_2 가 커질수록 2θ 가 작아지는 것을 볼 수 있다. 즉, 캐패시턴스 값이 커질수록 공진기 길이 2π 를 유지시키기 위한 선로 부분의 길이(θ)가 줄어들게 되어 전체 공진기 크기가 작아진다. 또한 C_1+C_2 가 동일할 때 선로 어드미턴스가 감소함에 따라 링 공진기 크기를 줄일 수 있음을 알 수 있다. 본 논문에서는 $Y_0=1/50 \text{ S}$, $C_1+C_2=2.32 \text{ pF}$ 를 선택하였고, 이때 2θ 는 70° 이다.

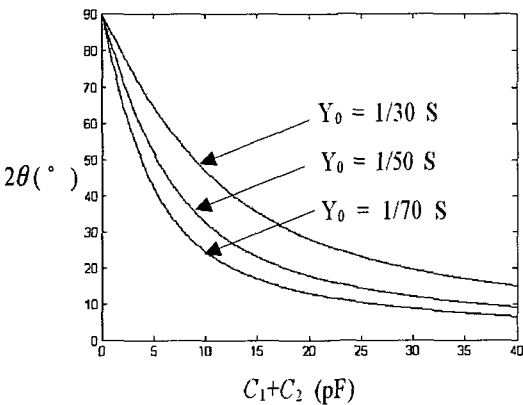
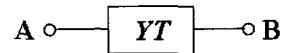


그림 4. C_1+C_2 에 대한 2θ 의 변화($\omega=2\pi \times 10^9$)
Fig. 4. 2θ vs. C_1+C_2 ($\omega=2\pi \times 10^9$).

III. 대역 통과 필터 설계

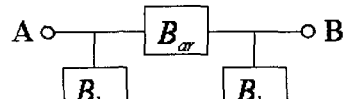
먼저 그림 2에서 링 공진기를 살펴 보면 A에서 B로 가는 경로는 두 가지가 있다. 시계 방향으로의 긴 경로와 반시계 방향으로의 짧은 경로이다. 각 경로에 대해 ABCD 행렬을 구한 후 어드미턴스 행렬로 변환하면 A와 B 사이의 회로를 그림 5(a)와 같이 표현할 수 있다. 여기서 $y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$ 는 그림 2의 $C_1, C_2, \theta, Y_0, \omega$ 의 함수이다. 그림 5(a)의 회로는 그림 5(b)의 π 회로로 변경될 수 있는데, 필요한 조건은 $B_{ar} = -y_{12}, B_{br} = y_{11} + y_{12}$ 이다.

그림 5(b) 회로에 입출력 어드미턴스 인버터를 추가한 것을 그림 6(a)에 나타내었고, 그림 6(b)는 링 부분을 2개의 공진기를 갖는 2단 대역 통과 필터 회로로 변경한 것이다^[4]. 입출력 어드미턴스 회로의 음의 캐패시턴스를 포함한 공진기의 서셉턴스는 식 (5)와 같고, 식 (5)와 (6)을 이용해 공진기 슬롯 파라미터를 구할 수 있다. 식 (7)과 (8)은 어드미턴스 인버터들이고, 식 (9)와 (10)은 입출력 어드미턴스 인버터 회로의 캐패시턴스 값을 나타낸다^[5]. 여기서 G_s 는 입출력 소스 컨덕턴스, W 는 fractional bandwidth이고, g 와 ω_1 은 저역 통과 프로토타입 필터에서 얻어진다.



$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

(a)



$$Y = \begin{bmatrix} B_{ar} + B_{br} & -B_{ar} \\ -B_{ar} & B_{ar} + B_{br} \end{bmatrix}$$

(b)

그림 5. (a) 그림 2링 공진기의 등가 회로, (b) (a)의 변형된 회로
Fig. 5. (a) Equivalent circuit of the ring resonator in Fig. 2, (b) Modified circuit of (a).

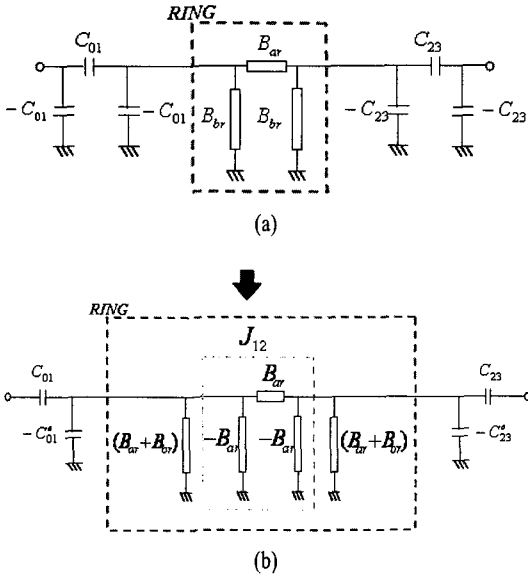


그림 6. 이중 모드 링 공진기 대역 통과 필터의 등가 회로
Fig. 6. Equivalent circuit of the dual-mode ring resonator bandpass filter.

$$B_{r1} = B_{r2} = B_{ar} + B_{br} - \omega C_{01}^e \quad (5)$$

$$b_1 = b_2 = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_{r1}}{d\omega} \quad \omega = \omega_0 \quad (6)$$

$$J_{01} = J_{23} = \sqrt{\frac{G_s b_1 W}{g_0 g_1 \omega_1}} \quad (7)$$

$$J_{12} = \frac{W}{\omega_1} \sqrt{\frac{b_1 b_2}{g_1 g_2}} = |B_{ar}| \quad (8)$$

$$C_{01} = C_{23} = \frac{J_{01}}{\omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{J_{01}}{G_s}\right)^2}} \quad (9)$$

$$C_{01}^e = C_{23}^e = \frac{C_{01}}{1 + \left(\frac{\omega_0 C_{01}}{G_s}\right)^2} \quad (10)$$

그림 2의 변수들($C_1, C_2, \theta, Y_0, \omega$) 중 앞 절에서 링 공진기 크기를 결정할 때 $C_1 + C_2, \theta, Y_0, \omega$ 가 함께 결정되므로, 식 (5)~(8)은 모두 C_1 이나 C_2 만의 함수로 표현할 수 있다. 식 (8)을 보면 일반적인 2단 필터에서의 J_{12} (두 번째 항)과 그림 6(b)의 변형된 링 회로가 포함하고 있는 J 인버터 값(세 번째 항)이 일치해야 한다. 식 (8)을 만족하는 C_1 이 결정되면 C_2 도 구해지고 다른 모든 파라미터들도 결정된다. C_1 에 대

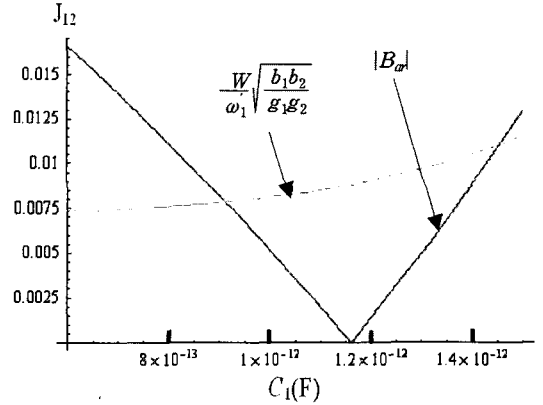


그림 7. C_1 에 대한 J_{12} 의 변화
Fig. 7. J_{12} as a function of C_1 .

한 식 (8)의 J_{12} 의 변화를 그림 7에 나타내었다. C_1 이 각각 0.91 pF, 1.45 pF일 때 두 선들이 일치함을 볼 수 있다. 이 두 가지 경우에 각각 설계된 필터의 응답 특성을 그림 8에 보였다. C_1 이 0.91 pF일 경우, 1.8 GHz와 2.6 GHz에서 감쇠극이 나타남을 볼 수 있고, C_1 이 1.45 pF일 경우에는 감쇠극이 나타나지 않는다. 이 감쇠극은 그림 5에 나타난 A와 B 사이의 어드미턴스 행렬에서 $y_{21}=0$ 일 때 발생한다.

참고문헌^[3]에서는 S_{21} 이 최대가 되도록 C_{01} 또는 C_{23} 를 결정한 후 이들에 의한 공진 주파수 변화량을 계산하여 필터의 중심 주파수를 보정한다. 그러나 그림 9에 나타난 것처럼 C_{01} 또는 C_{23} 가 필터의 대역 폭에도 영향을 미치는 점을 간과하였다. 본 논문에서는 식 (9)를 이용하므로 이러한 문제없이 필터를 설계할 수 있다.

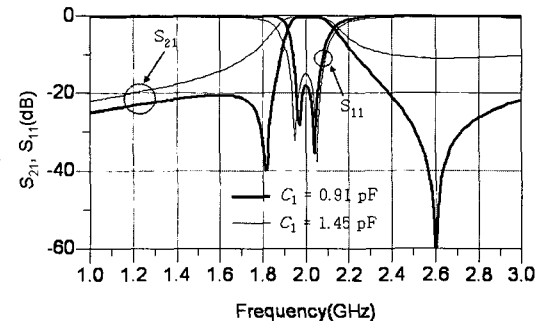


그림 8. 설계된 대역 통과 필터의 시뮬레이션 결과
Fig. 8. Simulated results of the designed bandpass filters.

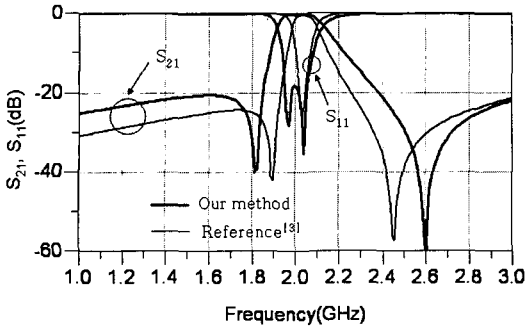
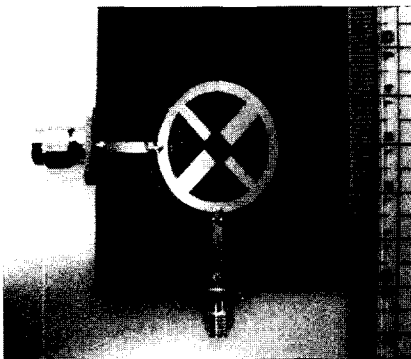


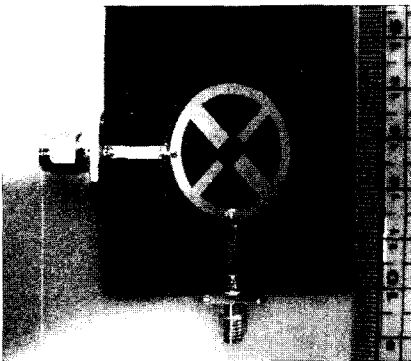
그림 9. 참고문헌^[3]과의 특성 비교
Fig. 9. Performance comparison with reference^[3].

IV. 측정 결과

설계된 이중 모드 링 공진기 대역 통과 필터를 비 유전율 2.5, 두께 0.7874 mm인 기판을 이용하여 제작하였다. 링 공진기와 접지 사이의 캐패시턴스 C_1 ,



(a) A형
(a) Type A



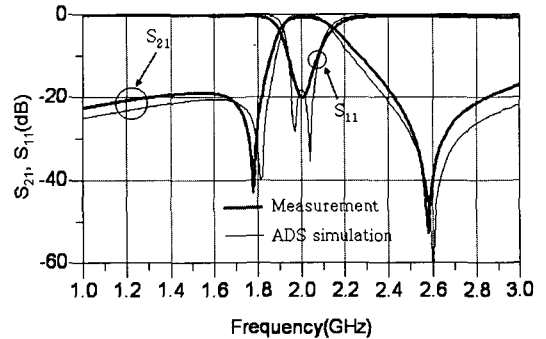
(b) B형
(b) Type B

그림 10. 제작된 두 가지 형태의 대역 통과 필터
Fig. 10. Two types of fabricated bandpass filters.

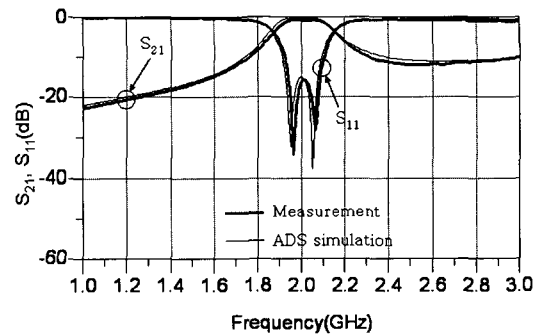
표 1. 설계된 두 필터의 치수

Table 1. Dimensions of the designed two filters.

	Type A	Type B
Ring width	2.23 mm	2.23 mm
Ring circumference	78.28 mm	78.28 mm
C_1	0.91 pF (2.23 mm× 8.57 mm)	1.45 pF (3.71 mm× 9.20 mm)
C_2	1.41 pF (3.71 mm× 9.10 mm)	0.87 pF (2.23 mm× 8.25 mm)
C_{in} or C_{out}	1 pF	1.5 pF
Impedance of input/output lines	50 Ω	50 Ω



(a) A형
(a) Type A



(b) B형
(b) Type B

그림 11. 제작된 필터들의 측정 및 시뮬레이션 결과
Fig. 11. Measurement and simulation results of the fabricated filters.

C_2 는 개방 스티브로 구현하였고, 입출력 캐패시턴스는 상용 칩 캐패시터로 구현되었다. 제작된 두 가지

형태의 필터 사진을 그림 10에 보였고, 표 1에 필터들의 치수를 나타내었다.

제작된 필터들의 S-파라미터 특성을 Agilent사의 벡터 회로망 분석기 8510C를 이용하여 측정하였고, 측정 및 시뮬레이션 결과를 그림 11에 보였다. 중심 주파수 2 GHz에서 A형 필터의 경우 삽입 손실 0.7 dB와 반사 손실 20 dB, B형 필터의 경우 삽입 손실 0.8 dB와 반사 손실 16.3 dB를 보였고, 전체적인 특성이 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 보인다.

V. 결 론

본 논문에서는 4개의 개방 스테르브를 이용하여 이중 모드 마이크로스트립 링 공진기의 크기를 줄였고, 입출력 인버터 부분을 보완한 대역 통과 필터 설계 방법을 제안하였다. 제안된 설계 방법의 타당성을 검증하기 위해 두 가지 필터들을 설계 및 제작하였고, 설계 및 측정 결과가 잘 일치함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] I. Wolff, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator", *Electronics Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 302-303, Jun. 1972.

[2] M. Matsuo, H. Yabuki, and M. Makimoto, "Dual-mode stepped-impedance ring resonator for bandpass filter applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 49, no. 7, pp. 1235-1240, Jul. 2001.

[3] Ming-Fong Lei, Huei Wang, "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 861-867, Mar. 2005.

[4] Heon Jin Hong, Dong Chul Park, "Design method of closed loop resonator filter using parallel capacitor to reduce size", *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 2223-2226, Jun. 2005.

[5] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, pp. 482-483, 1980.

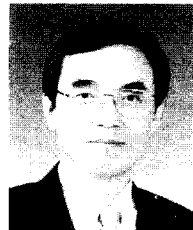
최 성 수



meterwave filter

1999년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
 2001년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
 2001년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] Microwave and millimeterwave filter

박 동 철



chum, Germany 방문교수

1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
 1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)
 1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany 방문교수
 1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson
 1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson
 2000년~2001년: 한국전자파학회 회장
 1976년~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
 2005년 4월~현재: 대덕 Wireless 포럼 회장
 [주 관심분야] Microwave and millimeterwave passive components, Antennas, EMI/EMC