

論文2001-38TC-2-3

소형화된 구형 SIR을 이용한 대역통과필터 설계 및 제작 (A Design and Fabrication of Bandpass Filter using Miniaturized Square SIR)

南 勳*, 林 永錫*
(Hun Nam and Yeongseog Lim)

요 약

본 논문에서는 소형화된 구형 SIR(Stepped Impedance Resonators)을 이용하여 IMT-2000에 적용할 수 있는 중심주파수 1.95GHz에서 60MHz의 대역폭을 갖는 4-극 준-타원 함수 대역통과필터를 설계 및 제작하였다. 시뮬레이션은 NUFDTD(Nonuniform Finite Difference Time Domain)을 사용하여 3가지 기본 결합구조에 대한 결합계수를 구하였다. 소형화된 구형 SIR은 기존의 마이크로스트립 구형 개방 루프 공진기 필터 보다 50% 이상의 크기를 감소됨을 알 수 있었다. SIR을 대역통과필터에 적용시 제 3고조파 내에서의 스펜리어스 응답 특성은 최대 -19dB의 우수한 특성을 보였으며, 실험한 결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치하였다.

Abstract

In this paper, a four-pole quasi-elliptic function bandpass filter of 1.95GHz center frequency with 60 MHz bandwidth for IMT-2000 using miniaturized square SIR(Stepped Impedance Resonator) is designed and fabricated. The simulation of NUFDTD(Nonuniform Finite Difference Time Domain) is used to design the resonator and to calculate the coupling coefficient of three basic structures. The size reduction of miniaturized square SIR resonator is about more than 50% compare with a square open loop resonator. Bandpass filter using this resonator shows good microwave characteristic with the harmonic suppression of about -19dB. The results of measurements are almost similar to those of simulation.

I. 서 론

최근 위성 및 무선 통신 수요의 급격한 증가로 사용 주파수 대역이 점점 높아지고 있으며, 특히 소형, 광대역 또는 협대역, 제작의 간편성, 적은 제작 단계, 작은 삽입 손실, 통과대역에서 선형적인 위상특성, 평탄한 군지연 특성을 갖춘 대역 통과 필터를 필요로 하고 있다. 또한 무선 및 이동 통신 시스템 등에서 사용되는 우수한 특성을 지닌 평면의 소형화된 RF 필터 설계

연구가 발표되고 있다. 반파장 병렬 결합 마이크로스트립 필터의 경우 최근에 사용되는 시스템에서는 필터의 크기가 너무 크므로 RF 필터의 크기를 소형화시키는 것은 중요시되고 있다. 병렬 결합 반파장 선로 구조로부터 발전된 Hairpin Filter와 마이크로스트립 개방 루프 공진기 대역 통과 필터 등에서 크기 감소를 위한 연구가 진행되고 있다^{[1]-[4]}.

본 논문에서는 소형화된 구형 SIR(Stepped Impedance Resonators)을 이용하여 IMT-2000에 적용 가능한 중심주파수가 1.95GHz이고 통과 대역폭이 60MHz인 4-극 준-타원 함수 대역 통과 필터를 설계 및 제작하였다. 그림 1은 마이크로스트립 선로의 소형화된 구형 SIR을 이용한 4-극 대역통과 필터의 구조이다. 마이크로스트립 구형 개방 루프 공진기 크기 보

* 正會員, 全南大學校 電子工學科 RRC-HECS
(Dept. of Electronics Engineering, Chonnam National University, RRC-HECS)

接受日字: 2000年12月14日, 수정완료일: 2001年1月26日

다 50% 이내의 크기를 가지고 있는 구형의 소형화된 SIR을 제시하였고, 또한 이를 사용한 대역 통과 필터는 제 3고조파 내에서 최대 -19dB의 우수한 스피리어스 억압 특성을 가지고 있다. 시뮬레이션은 II장에 설명하는 NUFDTD(Nonuniform Finite Difference Time Domain)를 사용하였고, SIR의 기본 이론 및 본 논문에서 제안하는 소형화된 구형 SIR를 기술하였으며, 기본적인 3가지 결합구조와 결합계수를 III장에 설명하였다. 교차결합을 적용한 준-타원 함수의 합성법을 이용한 필터 설계 및 제작에 관한 내용은 IV장에, 그리고 마지막으로 수치해석 결과와 실험결과를 비교하였다.

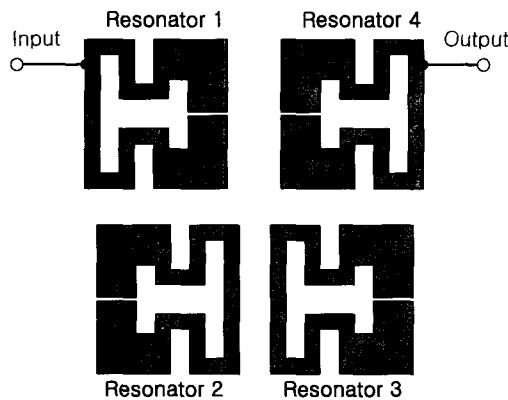


그림 1. 소형화된 구형 SIR을 이용한 4-극 대역통과 필터

Fig. 1. 4-pole bandpass filter using miniaturized square SIR.

II. FDTD에 의한 해석 방법

1. 기본 이론

시간영역 유한차분(FDTD)방법은 유한 공간 체적에 대하여 맥스웰 켤 방정식을 이산화하고 그 도함수를 중심 차분 근사를 적용하여 근사화 함으로써 수식화 되어진다. 계산영역을 유한하게 제한하는데 사용되는 최외각 면들은 면으로부터의 반사를 최소화시키기 위해 특별한 경계조건을 가진다. 본 논문에서는 정확한 값을 추출하기 위하여 PML(Perfect Matched Layer) 경계조건을 사용하였다.

FDTD의 식은 구조 내에서 전자파 전파특성을 지배하는 미분형태의 맥스웰 켤 방정식으로부터 유도된다. 전파 물질이 균일성, 등방성, 균질성이고, 구조가 무손실이라고 가정한다면 맥스웰 켤 방정식은 다음 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} &= \nabla \times \vec{H} \\ \mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} &= -\nabla \times \vec{E} \end{aligned} \quad (1)$$

이 방정식들의 근사 해를 찾기 위해, 해석 대상체의 계산 영역은 적절한 경계 조건을 가지고 한정되어 이산화된다^[5].

2. NUFDTD

개선된 NUFDTD 알고리즘의 전계 E_x 와 자계 H_z 에 관하여 시간-스텝 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i, j, k) &= c1 \times E_x^n(i, j, k) + c2 \\ &\times \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{0.5 \times [dy(j) + dy(j+1)]} \right. \\ &\left. - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{0.5 \times [dz(k) + dz(k+1)]} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + c3 \\ &\times \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{0.125 \times (dy(j-1) + 6.0 \times dy(j) + dy(j+1))} \right. \\ &\left. + \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{0.125 \times (dx(i-1) + 6.0 \times dx(i) + dx(i+1))} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

여기서

$$c1 = 1 - \frac{\frac{\sigma \cdot \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \cdot \Delta t}{2\epsilon}}, c2 = \frac{\Delta t}{\epsilon \left(1 + \frac{\sigma \cdot \Delta t}{2\epsilon}\right)}, c3 = \frac{\Delta t}{\mu}$$

셀 크기를 급격히 변화시키면 국부적인 에러와 해석의 정확성을 잃기 때문에 셀 크기를 변화시키는 데에는 주의를 기울어야 한다. 만약 x축에 비균일 mesh를 사용하면, 식 (4)과 같은 관계를 유지하여야 한다.

$$0.5\Delta x(i+1) \leq \Delta x(i) \leq 2\Delta x(i+1) \quad (4)$$

위의 알고리즘을 바탕으로 비균일 mesh를 사용함으로써 시뮬레이션 시간 단축 및 해석 대상체에 대하여 셀 크기를 변화시킬 수 있으므로 정확한 해석이 가능하다^{[4]-[6]}.

III. SIR의 기본 이론 및 결합구조와 결합계수

1. SIR의 기본 이론

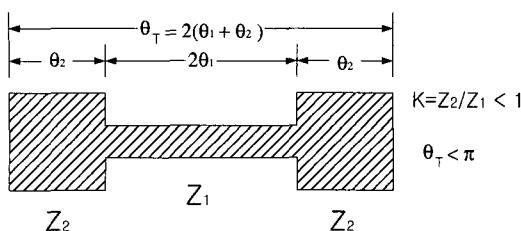


그림 2. SIR의 기본 구조

Fig. 2. The basic structure of SIR.

기본적인 마이크로스트립 SIR 구조는 임피던스가 각각 다른 Z_1, Z_2 로 구성되며 그림 2에 나타내었다. 마이크로스트립 스텝 불연속의 영향을 무시하면, 개방된 종단을 가지는 공진기의 어드미턴스 Y_i 는 다음과 같다.

$$Y_i = jY_2 \cdot$$

$$\frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2) \cdot (K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{K(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + K^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (5)$$

여기서 $K = \frac{Z_2}{Z_1}$ 는 임피던스 비이다.

공진일 경우에, $Y_i=0$ 의 조건을 만족해야 하므로 식 (5)로부터 기본 공진 조건은 식 (6)과 같다.

$$K = \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \quad (6)$$

θ_T 와 θ_1 의 관계는 식 (6)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \left(\frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \quad (7) \quad (K \neq 1 \text{ 일 때})$$

$$\theta_T = \pi \quad (K=1 \text{ 일 때}) \quad (8)$$

공진 길이 θ_T 는 임피던스 비인 $0 < K < 1$ 일 때 SIR 기본구조를 그림 2에 나타내었다. 식 (7)을 θ_1 에 관하여 미분하면

$$\frac{1}{1-K} (\tan^2 \theta_1 - K) \cdot \sin^2 \theta_1 = 0 \quad (9)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2 \quad (10)$$

위 식은 임피던스 비인 K 값에 따라 θ_T 의 최대 혹은 최소 값이 결정된다. 실질적인 활용에서는 설계 방정식의 간편함을 고려해서 $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ 이라 하면 식 (5)과 식 (6)은 다음과 같다.

$$Y_i = jY_2 \frac{2(1+K) \cdot ((K - \tan^2 \theta) \cdot \tan \theta)}{K - 2(1+K+K^2) \cdot \tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} \quad (11)$$

기본 주파수 f_o 에 적합한 공진기 길이 θ_o 를 사용하면, 주어진 공진 조건은 다음과 같이 주어진다.^[7]

$$\text{즉, } \tan^2 \theta_o = K$$

$$\text{또는 } \theta_o = \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (12)$$

2. 결합구조 및 결합계수

소형화된 구형 SIR 구조는 마이크로스트립 선로를 그림 3과 같이 meander 선로의 형태로 구부려 놓음으로써 축소가 가능하다. 여기서 소형화된 구형 SIR의 구조에서 캡의 반대편에서는 즉, 마이크로스트립 선로 폭 w_1 인 지점의 중심점에서 전압의 최소값을 가지고 있고 전류는 최대이며, 공진기의 캡 결합쪽에서는 전압값은 위상이 반대이며 최대이고 전류값은 최소가 된다.

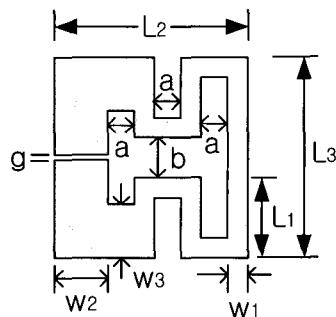


그림 3. 소형화된 구형 SIR 구조

Fig. 3. The structure of miniature square SIR.

자기적 결합이 많은 마이크로스트립 선로 폭이 좁은 w_1 선로에 신호가 인가되면 선로의 표면에 전류가 흐르게 되고, 인접한 선로에서 전류의 위상은 서로 반대가 되므로 자기적 성분은 상호 감쇄되어 다음 단의 공진기로 전달되는 신호의 세기는 약해지게 된다. 협대역 통과필터 설계에는 작은 결합계수가 요구되는데, 이를 구현하기 위해서는 결합간격이 넓어져야 하지만, 소형화된 구형 SIR 경우에는 이러한 결합간격 또한 좁게 할 수 있는 장점이 있다. 여기서 자기적 성분의 상호 감쇄는 선로 간격 a 에 의해 결정되며 a 가 좁아질수록 감쇄는 증가한다. 선로 폭이 w_2 인 넓은 마이크로스트립 선로의 경우에 공진기의 캡이 작을수록 캐패시턴스 값이 증가하므로 공진주파수가 낮아진다. 최종 설계된 1.95GHz의 소형화된 SIR 대역통과필터의 설계 파라미터들은 유전체 두께가 0.78mm, 상대 유전율이 2.6을 사용했을 경우에 다음과 같다. 높은 임피던스를 갖는

$w_1=1.1\text{mm}$, 낮은 임피던스를 갖는 $w_2=3.3\text{mm}$, meander 선로의 길이 $L_1=4.766\text{mm}$, $L_2=10.998\text{mm}$, $L_3=11.098\text{mm}$, meander 선로의 간격 $a=1.466\text{mm}$, 그리고 공진기의 캡 $g=0.275\text{mm}^2$]다.

그림 4에서 볼 수 있듯이 3가지 결합 구조에 대한 결합 간격 $S_{12}=S_{34}$, S_{23} 과 S_{14} 를 가지고 있고, 각각의 결합 구조는 전자계의 프린팅 펠드의 영향으로 두 개의 공진 주파수를 가지고 있다. 두 공진 주파수에서 낮은 주파수를 f_a , 그리고 높은 주파수를 f_b 라고 하면 다음과 같은 식에서 결합 계수를 계산할 수 있다^[3].

$$M_{ij} = -\frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2}. \quad (13)$$

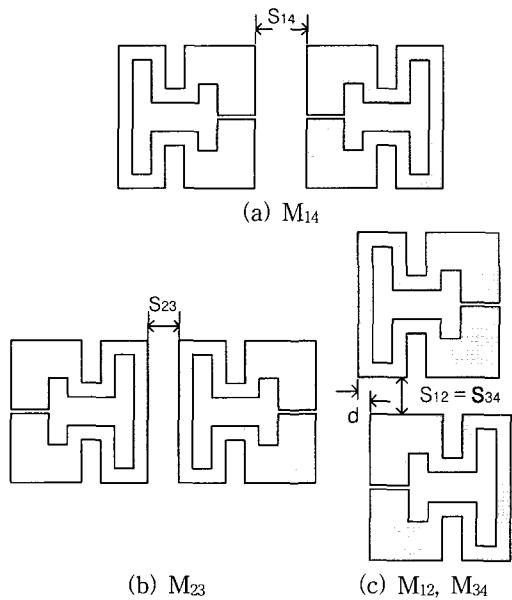


그림 4. 기본적인 3가지 결합구조

Fig. 4. The three basic coupling structure.

IV. 필터 설계 및 제작

본 논문에서는 III장에서 설명한 소형화된 구형 SIR의 구조를 이용하여 대역통과필터를 4-극 준-타원 함수로 설계 및 제작하였다. 필터의 설계 사양은 중심주파수 1.95GHz, 3dB 대역폭은 60MHz (FBW = 0.03077), 중심주파수의 ±60MHz에서 20dB이상의 저지대역 감쇄 특성을 갖도록 설계하였다.

필터 합성에 사용되는 준-타원 함수는 통과대역 밖

의 차단주파수 근처에서 전송영점의 특성이 있으므로 삽입손실이 일정하고 주파수 선택도가 우수한 특성을 가지고 있다. 대역통과필터에 사용한 등가회로는 그림 5(a)에 도시하였고, 입력과 출력의 공진기 사이의 교차 결합은 M_{14} 로 표기하였다. 저역 통과 프로토타입은 그림 5(b)에 제시하였고, 전송 영점을 가진 준-타원 함수의 필터 합성법을 이용하여 구한 상수 값들은 $g_0=1.0$, $g_1=1.3782$, $g_2=1.2693$, $J_1=-0.2492$, $J_2=0.9771$ 이며, 아래와 같은 식 (14)으로 대역통과 필터 결합 행렬과 외부 단일 부하 Q_e 를 계산하였다^[8].

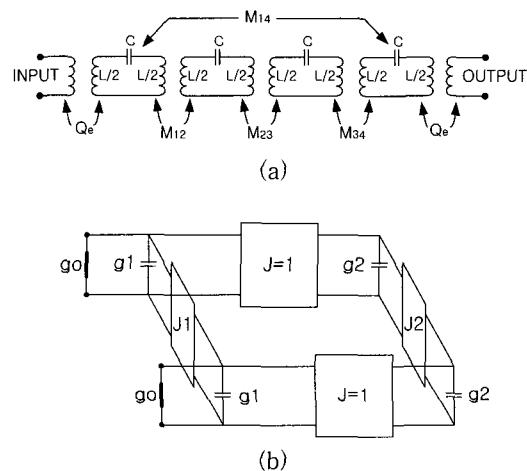


그림 5. (a) 4-극 교차 결합 대역통과필터 등가 회로
(b) 저역 통과 프로토타입

Fig. 5. (a) An equivalent circuit of 4-pole cross-coupled bandpass filter, (b) An associated lowpass prototype filter.

$$\begin{aligned} M_{12} &= M_{34} = \frac{\text{FBW}}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.02327 \\ M_{23} &= \frac{\text{FBW} \cdot J_2}{g_2} = 0.02371 \\ M_{14} &= \frac{\text{FBW} \cdot J_1}{g_1} = -0.005564 \\ Q_e &= \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}} = 44.79 \end{aligned} \quad (14)$$

먼저 식 (14)의 결과를 근거하여 III장에서 설명한 결합구조에서 M_{23} , M_{14} 에 값을 시뮬레이션 결과인 그림 6의 결합 간격 S의 변화에 따른 결합 계수에서 S_{23} 과 S_{14} 의 결합 간격을 구할 수 있다. 그리고 그림 4(c)의 오프셋 $d=|S_{14} - S_{23}|/2$ 로 알 수 있으며, 식 (14)에서 M_{12} 와 M_{34} 의 결합 계수는 오프셋 d 를 주어서 시뮬

레이션 결과 또한 그림 6에 나타내었고 결합 간격 $S_{12} = S_{34}$ 를 결정하였다. 또한 양의 결합 계수를 갖는 M_{23} 와 $M_{12} = M_{34}$ 는 S_{23} 과 $S_{12} = S_{34}$ 로 구현하였으며, 음의 결합계수 M_{14} 는 S_{14} 로 구현하였다. 마지막으로 외부 단일 부하 Q_e 값은 Tapped-line 급전을 사용하여 설계하였다.^[9]

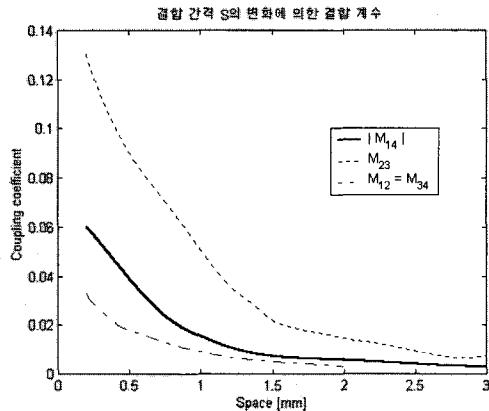


그림 6. 결합 간격 S의 변화에 의한 3가지 결합 계수
Fig. 6. The three basic coupling coefficient with variation of coupling space S.

필터 제작에는 두께 0.78mm, 상대 유전율이 2.6인 teflon 기판을 사용하였고, 측정에는 Anritsu사의 vector network analyzer(model 37325A)를 이용하였다. 전체 적인 필터의 크기는 약 25mm × 25mm이고, 시뮬레이션 결과(S_{11} , S_{21})와 측정결과(S_{11} , S_{21})는 그림 7에 나타내었으며, 두 데이터의 결과는 거의 일치함을 보인다. 측정 결과 중심 주파수가 1.95GHz, 3dB 통과 대역 폭이 60MHz, 전송영점은 통과 대역 밖의 낮은 주

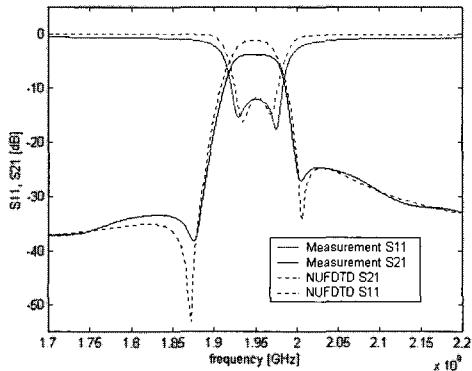


그림 7. 시뮬레이션 결과와 측정 결과
Fig. 7. The simulation and measurements.

파수 1.882GHz에서 -38.279dB, 높은 주파수에서 2.01 GHz에서 -26.851dB 값으로 측정되었다. 또한 설계 사양의 20dB 감쇄특성도 만족하였다. 또한 제 3고조파 내에서의 스피리어스 응답특성은 최대 -19dB 정도의 양호한 특성을 얻었고, 그림 8은 측정결과를 보여 주고 있다.

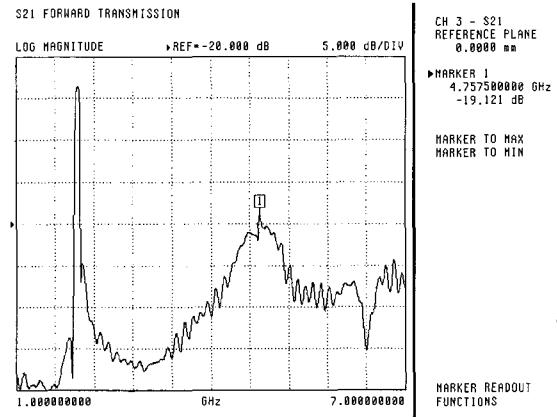


그림 8. 스피리어스 응답 특성
Fig. 8. The microwave characteristic of spurious response.

V. 결 론

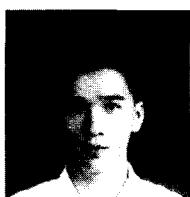
본 논문에서는 새로운 구조의 소형화된 구형 SIR을 이용하여, IMT-2000에 적용할 수 있는 공진주파수가 1.95GHz이고 대역폭이 60MHz인 4-극 준-타원 합수 대역통과필터를 설계 및 제작하였다. 수치적인 해석방법으로 NUFDTD방법을 이용하여 3가지 결합구조에 대한 결합계수를 구하였다. 실제 시뮬레이션 및 측정결과 기존의 마이크로스트립 구형 개방 루프 공진기보다 50 % 이상의 크기를 감소시켰고, 스피리어스 응답 특성은 제 3고조파 내에서 최대 -19dB의 우수한 특성을 가지고 있다. 시뮬레이션결과와 측정결과 거의 일치함을 보였다. 평면의 소형화된 구형 SIR을 이용한 대역 통과필터를 IMT-2000에 적용할 수 있음을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Jia-Sheng Hong and Michael J. Lancaster, "Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters," IEEE Trans. Microwave Theory

- Tech., vol. MTT-46, pp. 118-122, Jan. 1998.
- [2] Jen-Tsai Kuo, M-U Maa, and P-H Lu, "A Microstrip Elliptic Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators," IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Letters., vol. 10. NO. 3, pp. 94-95, Sept. 2000.
- [3] Jia-Sheng Hong and Michael J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-44, pp. 2099-2108, Sept. 1996.
- [4] 남 훈, 김태홍, 강병모, 임영석, "마이크로 스트립 개방 루프 공진기 대역통과 필터 설계 및 제작", 2000년 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, vol. 23, NO. 1, pp 201-204, 2000
- [5] Allen Taflove, Computational Electrodynamics. The Finite-Difference Time-Domain Method, Artech House, 1995.
- [6] Wenhua Yu and Raj Mittra, "A Technique for Improving the Accuracy of the Nonuniform Finite-Difference Time-Domain Algorithm," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-47, pp. 353-356, Mar. 1999.
- [7] Mitsuo Makimoto, and Sadahiko Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp. 1413-1417, Dec. 1980.
- [8] Ralph Levy, "Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 172-181, Apr. 1976.
- [9] Joseph S. Wong, "Microstrip Tapped Line Filter Design," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-27, pp. 44-50, Jan. 1979.

저자 소개



南 勳(正會員)

1997년 동신대학교 전자공학과 학
사. 1999년~현재 전남대학교 전자
공학과 석사과정. 주관심분야는 초
고주파회로 설계, 전자파 해석

林 永 錫(正會員)

37卷 TC編 第 10號 參照