

終端板 프로브와 동조 포스트가 포함된 동축선 對 캐비티 필터의 시간영역 유한차분법에 의한 해석

An Analysis of a Coaxial-to-Cavity Filter Including a Discended Probe and a Tuning Post by Finite Difference Time Domain Method

백락준* · 허문만** · 윤현보**

Rack-Jun Peak* · Moon-Man Hur** · Hyun-Bo Yoon**

요 약

본 논문에서는 終端板 프로브와 동조 포스트가 포함된 동축선 對 캐비티 필터의 특성을 3 차원의 시간영역 유한차분 (3-D FDTD) 방법에 의해서 계산하였다. 이 필터는 캐비티 안으로 삽입된 동축선의 내부도체가 복사체 역할을 하며, 사각형 동조 포스트의 높이에 의해서 공진주파수를 결정하게 되는 구조이다. 이러한 필터 특성의 계산값과 실제 제작된 필터의 측정값을 비교하여 이 해석 방법의 유용성을 확인하였다.

Abstract

A three-dimensional finite difference time domain (3-D FDTD) algorithm of calculation for the characteristics of coaxial-to-cavity filter including a discended probe and a tuning post is presented. In the arrangement the inner coaxial conductor protrudes into the cavity and operates as a probe radiator. And the height of the rectangular tuning post determines the resonant frequency. The validation of this method is confirmed by comparing the calculated values with experimental results for the designed filter.

I. 서 론

유전체 공진 (dielectric resonator) 필터, 도파관 (waveguide) 필터, 캐비티 (cavity) 필터 등은 이동 통신 시스템에서 널리 사용된다. 이러한 필터

들을 설계와 제작하는 과정에 있어서 그 필터의 특성 해석은 아주 중요한 과정 중의 하나이다. 그러므로 해석 방법의 유용성, 정확성 및 알고리즘의 복잡성 등을 고려하여 가장 효율적인 해석 방법을 선택해야 한다.

필터의 특성을 해석하는 방법에는 필터의 구조를

「본 연구는 통상산업부 공업기반기술개발사업으로 지원되었음」

* (주) 에이스 테크놀로지 (ACE Technology)

** 동국대학교 전자공학과 (Department of Electronic Engineering, Dongguk University)

· 논문 번호 : 980209-017

· 수정완료일자 : 1998년 3월 16일

분할하여 일반화 회로 행렬 (generalized circuit matrices) 이나 다중모드 등가 회로 (multimode equivalent circuits)로 표현되는 기본 요소 (building block) 로 나누어서 해석하는 방법^{[1]~[8]} 과 유한 요소법 (finite element method, FEM)^[9], 경계 요소법 (boundary element method, BEM)^[10], 경계 모드정합 (boundary contour mode-matching, BCMM)^[11] 법과 같은 전자계 이론을 기초로한 해석 방법이 있다. 그러나 기본 요소를 이용한 방법은 구조를 분할하는데 있어서 많은 제약이 따르게 되며, 전자계 이론을 기초로한 해석 방법은 구조적인 제약은 거의 없으나 많은 계산 노력이 필요하고 알고리즘이 복잡하다는 단점을 가지고 있다.

그러나 시간영역 유한차분법 (finite difference time domain, FDTD) 은 해석하고자 하는 필터의 구조에 대한 제한이 거의 없다는 장점이 있다. 비록 원, 타원, 곡선 등의 모델링에서는 근사화 방법이 사용되지만, 지금까지 많은 논문에서 근사화 알고리즘이 제안되었고^[12] 그 방법의 정확성에 대해서도 입증되어 왔다. 또한 계산 결과를 푸리에 변환하므로써 주파수 영역에서의 필터의 특성 해석도 가능하고, 다른 전자계 이론을 근거한 해석 방법에 비하여 비교적 간단한 알고리즘을 사용하는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 시간영역 유한차분법으로 동축선 대 캐비티 필터를 해석하고 그 결과를 실험치와 비교하므로써 이 방법의 유용성을 확인하였다.

동축선 대 캐비티 필터의 구조는 캐비티 안으로 삽입된 동축선로의 내부도체가 종단판을 가진다. 이러한 구조에서 종단판 프로브는 복사체 역할을 하게 되고, 종단판으로 인하여 넓은 동작주파수대를 얻을 수 있는 이점이 있다.^[13] 또한, 동조 포스트는 캐비티의 중앙에 위치하여 공진주파수를 결정하는 역할을 한다.

본 논문에서는 공진주파수를 1.561 GHz로 하기 위해서 동조 포스트의 높이를 24 mm ($\lambda/8$) 로 설계하여 동축선 대 캐비티 필터의 특성을 계산, 측정

하였다. 계산치와 측정치를 비교한 결과 제작 과정에서의 오차로 인한 약 2.83 %의 공진주파수 차이를 제외하고는 매우 유사하였다.

II. 필터의 구조 및 시간영역 유한차분법

2-1 동축선 대 캐비티 필터의 구조

필터의 특성을 계산하는데 있어서 시간영역 유한차분법의 유용성을 확인하기 위해 그림 1과 같은 동축선 대 캐비티 필터를 설계하였다.

이 필터는 동조 포스트를 중심으로 좌우 대칭의 구조로써, 캐비티의 입력단과 출력단은 내부도체 한 변의 길이가 6 mm, 외부도체는 16 mm 이고 유전체의 비유전율 (ϵ_r)이 2.1인 사각형 동축선로 (rectangular coaxial line) 이다. 이것은 외경 20 mm, 내경 6 mm의 50 Ω 원형 동축선을 근사화한 것으로, 이 동축선로의 내부도체가 캐비티 안으로 삽입되어 18 mm \times 18 mm의 종단판과 연결되어 있는 해석 구조이다. 이러한 종단판 프로브가 복사체 역할을 하여 동조 포스트와의 전자기 결합이 되게 한다. 동조 포스트 역시 단면이 사각형으로 가로와 세로의 길이가 각각 10 mm 로 캐비티 중앙에 위치하며, 이 필터의 공진주파수, 즉 중심주파수가 1.561 GHz가 되도록 높이가 24 mm ($\lambda/8$)로 설계하였다.

그림 1과 같이 입·출력단과 동조 포스트를 모두

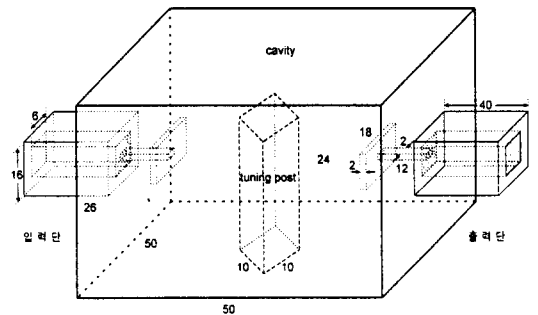


그림 1. 동축선 대 캐비티 필터의 구조

Fig. 1. Structure of a coaxial-to-cavity filter.

사각형으로 설계한 것은 이러한 필터를 해석하고자 하는 목적이 정확한 특성 해석보다는 시간영역 유한차분법의 적용 가능성을 확인하는 것이기 때문에 공간격자로 분할하기 쉬운 구조를 선택하였다.

2-2 시간영역 유한차분법

해석대상 영역의 매질이 선형, 등방성 및 무손실이라고 가정하고, 도체는 완전도체로 도전율이 무한대일 경우, 맥스웰 파동방정식의 미분형은

$$\nabla \times H = \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \tag{1a}$$

$$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \tag{1b}$$

이다. 식 (1) 을 유한차분 방정식의 중심차분 근사법을 이용하여 시간과 공간에 대해 이산화하므로써, 임의의 해석 대상영역에서 전자계 특성을 시간영역에서 해석할 수 있는 수식으로 변환할 수 있다.

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(ij,k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(ij,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \times \left(\frac{E_y^n(ij,k) - E_y^n(ij,k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(ij,k) - E_z^n(ij-1,k)}{\Delta y} \right) \tag{2a}$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(ij,k) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(ij,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \times \left(\frac{E_z^n(ij,k) - E_z^n(i-1,j,k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(ij,k) - E_x^n(ij,k-1)}{\Delta z} \right) \tag{2b}$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(ij,k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(ij,k) + \frac{\Delta t}{\mu} \times \left(\frac{E_x^n(ij,k) - E_x^n(ij-1,k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(ij,k) - E_y^n(i-1,j,k)}{\Delta x} \right) \tag{2c}$$

$$E_x^{n+1}(ij,k) = E_x^n(ij,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \times \left(\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(ij+1,k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(ij,k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(ij,k+1) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(ij,k)}{\Delta z} \right) \tag{2d}$$

$$E_y^{n+1}(ij,k) = E_y^n(ij,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \times \left(\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(ij,k+1) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(ij,k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+1,j,k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(ij,k)}{\Delta x} \right) \tag{2e}$$

$$E_z^{n+1}(ij,k) = E_z^n(ij,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \times \left(\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+1,j,k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(ij,k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(ij+1,k) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(ij,k)}{\Delta y} \right) \tag{2f}$$

이와 같은 알고리즘에 의해서 임의의 격자점에서 새로운 전자계 벡터성분은 단지 동일한 격자점에서 한 시간 간격전의 전자계 값과 인접 격자점에서 반 시간 간격전의 다른 전자계 성분 값으로 구할 수 있다.

임의의 해석대상을 식 (2)와 같은 시간영역 유한차분법으로 해석할 경우, 이 해석대상을 단위격자로 분할하여야 한다. 단위격자의 크기는 매질의 종류, 해석 대상의 가장 미세한 부분의 크기 및 해석하고자 하는 주파수 영역에서 충분히 정확도를 가질 수 있는 가 등을 고려하여 결정하여야 하며, 일반적으로 해석하고자 하는 주파수영역의 가장 높은 주파수의 파장의 1/10 또는 그 이하로 선정하는 것이 타당하다.^[14] 격자의 크기 즉, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 가 결정되면 시간분할 간격 Δt 는 Courant 안정조건^[15]

에 의해 결정할 수 있다.

그리고 시간영역 유한차분법을 사용한 계산에서 무한 자유공간을 대상영역으로 격자를 분할하는 것은 불가능하기 때문에, 해석 구조영역과 적절한 자유공간 영역을 포함하는 유한의 인위적 계산영역을 설정하고, 이 계산영역 외곽의 자유공간 경계면으로 입사하는 전자파 반사를 방지하기 위하여, 전자파의 진행방향에 완전 흡수물질이 존재하는 것과 같은 흡수 경계조건 (absorbing boundary condition)을 가정함으로써, 자연현상과 유사한 해석 결과를 얻을 수 있다.

시간영역 유한차분법에서 가장 많이 이용되고 있는 방법은 Mur의 흡수 경계조건^[16]으로서, 경계면에서의 전자계를 평가하기 위한 근사방법의 차수에 따라 Mur의 1 차 또는 2 차 흡수 경계조건으로 분류된다. 본 논문에서는 1 차 흡수 경계조건을 사용하였다.

$x=0$ 인 y - z 평면에 대한 전계의 1 차 흡수 경계조건을 컴퓨터 계산에 용이하도록 전개하면 다음과 같다.

$$E_0^{n+1} = E_1^n + \left[\frac{v_{px}\Delta t - \Delta x}{v_{px}\Delta t + \Delta x} \right] (E_1^{n+1} - E_0^n) \quad (3)$$

여기서, v_{px} 는 x 방향의 위상 속도이고 E_0 는 경계면에서의 전계의 접선 성분이며 E_1 는 경계면에서 한 공간간격 전의 접선성분이다.

그러나 그림 1과 같은 동축선 대 캐비티 필터의 구조에서는 해석 대상영역이 캐비티에 의해서 밀폐되어 있으므로 입력단과 출력단에만 경계조건을 설정하면 된다. 즉 입력단에 여기 신호를 인가할 때, 입사 펄스가 동축선로와 캐비티의 경계면에서 반사되어 입력단에서 재반사되지 않도록 하기 위해서는 입력 신호의 여기가 끝나고 반사파가 입력단에 도달하기 전에 흡수 경계조건을 부여하여야 한다.

III. 계산값과 측정값의 비교

3-1 필터의 특성 계산

동축선 대 캐비티 필터의 특성을 시간영역 유한차분법을 이용하여 계산하기 위해서, x, y, z 방향의 공간격자 분할은 그림 1의 각 구조를 효과적으로 분할하고 해석하고자 하는 주파수의 파장 (192 mm)의 약 1/200이 되도록 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 를 각각 1 mm 로 설정하였다. 이 때 시간간격, Δt 는 Courant 안정조건을 만족하도록 1.6678 ps로 하였다.

동축선 입력단의 여기면에 광대역 Gaussian 펄스를 여기하여 반복계산 시간동안 이 면에서 관찰한 시간에 따른 입사 및 반사 전압과 출력단에서의 전압을 관찰하여 이 전압을 주파수 변환하여 필터의 반사계수 (reflection coefficient)와 전달 계수 (transmission coefficient)를 계산하였다. 이 과정에서 18,963 번의 반복계산을 통하여 약 31.62 MHz의 주파수 분해능력을 갖도록 하였다.

그림 2와 그림 3은 각각 동축선 대 캐비티 필터의 반사계수와 전달 계수를 계산한 것으로, 이 필터의 공진주파수, 즉 중심주파수는 1.581 GHz 로 실제 설계된 공진주파수와는 1.28 %의 차이를 보인다.

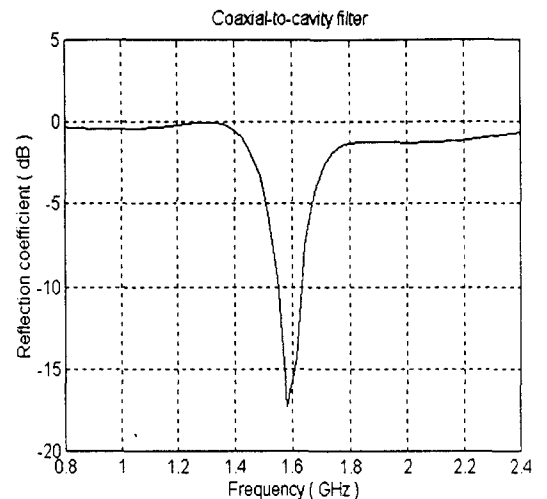


그림 2. 동축선 대 캐비티 필터의 반사계수

Fig. 2. Calculated result for the reflection coefficient of coaxial-to-cavity filter.

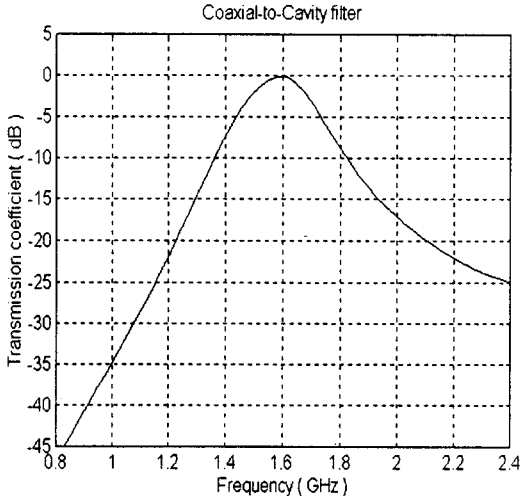


그림 3. 동축선 대 캐비티 필터의 전달 계수
 Fig. 3. Calculated result for the transmission coefficient of coaxial-to-cavity filter.

이것은 종단판 프로브와 동조 포스트 사이의 전자기 결합의 영향으로 주파수 편이가 나타나는 것으로 판단된다. 그리고 반사계수는 -17 dB로 계산되었다. 또한 필터의 통과 대역 (pass-band)은 1.481 GHz에서 1.681 GHz로 12.65% 의 대역폭을 갖는 것을 알 수 있으며 삽입 손실은 0.14 dB로 계산되었다.

3-2 계산치와 측정치의 비교

필터의 특성을 계산하는데 있어서 시간영역 유한 차분법의 유용성을 확인하기 위해서, 실제 그림 1과 같은 동축선 대 캐비티 필터를 제작하여 그 특성을 측정하였다. 그러나, 입력단과 출력단의 사각형 동축선로는 제작 및 측정 과정이 쉽지 않기 때문에 원형의 동축선로로 구성하였다.

네트워크 분석기 (Hewlett Packard, 8722A)로 반사계수와 전달 계수를 측정하여, 그림 4와 그림 5에 계산치와 비교하여 나타내었다.

그림 4에서 필터의 중심주파수는 1.627 GHz로, 계산치와 비교하여 2.83% 의 오차가 생겼다. 이것

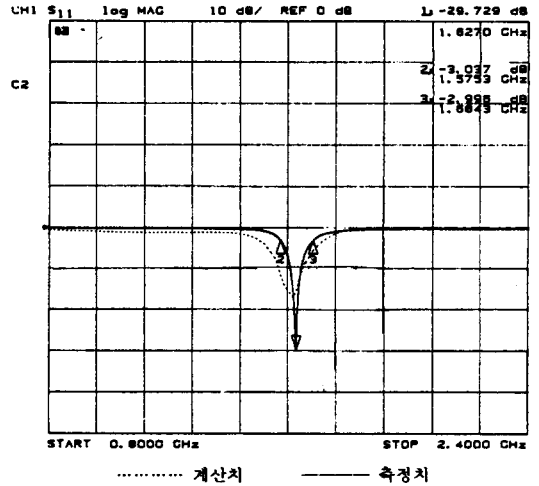


그림 4. 반사계수의 계산치와 측정치 비교
 Fig. 4. A comparison of calculated and measured results for the reflection coefficient.

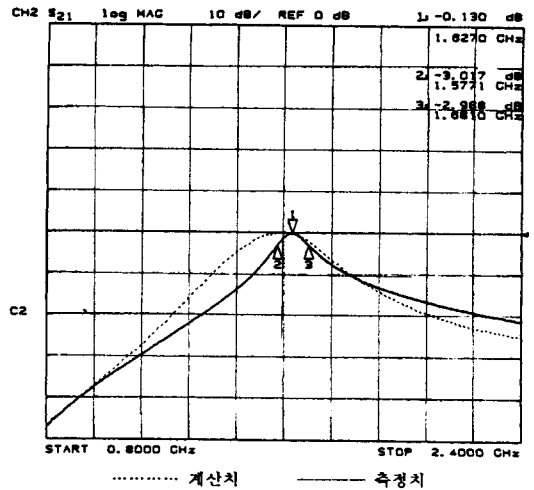


그림 5. 전달 계수의 계산치와 측정치 비교
 Fig. 5. A comparison of calculated and measured results for the transmission coefficient.

은 실제 제작된 동축선 대 캐비티 필터의 구조와 그림 1과 같은 해석된 구조의 차이에 의한 것으로서, 예를 들면 캐비티 안으로 삽입된 동축선의 내부도

체가 원형인 점이나 캐비티의 내부 모서리를 원형으로 처리한 점을 들 수 있다. 이것은 제작과정에서 원형의 절삭공구가 사용되므로 각을 지게 깎는 것은 매우 어렵기 때문이다.

그리고 해석된 구조가 사각형 동축선로인 반면 실제 제작된 구조는 원형 동축선로를 사용했기 때문에, 두 동축선로의 임피던스 차이에 의해서 반사계수는 측정치가 -29.729 dB 이고 계산치가 -17 dB로 비교적 큰 오차가 발생하였다.

그림 5에 나타난 전달 계수의 경우에는 계산치와 측정치가 중심주파수의 차이를 제외하고는 거의 일치된 것을 알 수 있다. 그리고 통과대역은 1.577 GHz 부터 1.681 GHz로 6.39% 의 대역폭을 갖는 것으로 측정되었으며, 삽입 손실의 경우 측정치가 0.19 dB 이고 계산치가 0.14 dB로 거의 유사한 값을 가졌다.

그러므로 그림 4와 5에서 계산치와 측정치를 비교한 결과 시간영역 유한차분법은 필터 구조상의 원, 타원, 곡선 등을 근사화 알고리즘을 사용하여 모델링한다면 특성 해석 방법으로 매우 유용한 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

동축선 대 캐비티 필터의 특성을 시간영역 유한차분법으로 계산한 결과와 제작된 필터의 측정치를 비교하여 이 방법의 유용성을 확인하였다.

필터의 반사계수와 전달 계수의 계산값을 측정값과 비교한 결과 중심주파수는 2.83% 의 오차가 발생하였고, 대역폭은 6.26% 의 차이가 있었으며, 반사계수와 삽입 손실의 경우는 매우 유사함을 확인하였다. 이러한 중심주파수와 대역폭의 오차들은 동축선로 및 캐비티 내부에서 해석 구조와 제작된 구조와의 차이에서 기인된 것으로 판단된다.

따라서 시간영역 유한차분법을 필터의 특성 해석에 사용할 경우, 오차를 줄이기 위해서 필터 구조상의 원, 타원과 곡선 등의 근사화를 더 간단하고 정확하게 표현할 수 있는 알고리즘에 관한 연구가 이

루어진다면, 이 방법은 복잡한 구조의 필터 특성을 해석하고 더 나가서 필터를 설계하는 도구로도 매우 유용하고 정확한 방법이 될 것으로 본다.

참 고 문 헌

- [1] F. Arndt, I. Ahrens, U. Papziner, U. Wiechmann, and R. Wilkeit, "Optimized E-plane T-junction series power dividers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 35, no. 11, pp. 1052-1059, Nov. 1987.
- [2] J. Dittloff, F. Arndt, and D. Grauerholz, "Optimum design of waveguide E-plane stub-loaded phase shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 3, pp. 582-587, Mar. 1988.
- [3] F. Alessandri, G. Bartolucci, and R. Sorrentino, "Admittance matrix formulation of waveguide discontinuity problem : Computer-aided design of branch guide directional couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 2, pp. 394-403, Feb. 1988.
- [4] M. Guglielmi and C. Newport, "Rigorous, multimode equivalent network representation of inductive discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 11, pp. 1651-1659, Nov. 1990.
- [5] J. M. Rebollar, J. Esteban, and J. E. Page, "Fullwave analysis of three and four-port rectangular waveguide junctions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 256-263, Feb. 1994.
- [6] M. Guglielmi, G. Gheri, M. Calamia, and G. Pelosi, "Rigorous multimode network numerical representation of inductive step," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 317-326, Feb.

- 1994.
- [7] A. K. Bhattacharyya, "Multimode moment method formulation for waveguide discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 8, pp. 1567-1571, Aug. 1994.
- [8] W. Pascher and R. Pregla, "Analysis of rectangular waveguide junctions by the method of lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2649-2653, Dec. 1995.
- [9] J. P. Webb, G. L. Maile, and R. L. Ferrari, "Finite-element solution of three-dimensional electromagnetic problems," *IEE Proc. Part H*, vol. 130, no. 2, pp. 153-159, Mar. 1983.
- [10] J. Abdunour and L. Marildon, "Boundary elements and analytic expansions applied to H-plane waveguide junctions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 6, pp. 1038-1045, June 1994.
- [11] J. M. Reiter and F. Arndt, "A boundary contour mode-matching method for the rigorous analysis of cascaded arbitrarily shaped H-plane discontinuities in rectangular waveguides," *IEEE Microwave and Guides Wave Lett.*, vol. 2, no. 10, pp. 403-405, Oct. 1992.
- [12] I. J. Craddock and C. J. Railton, "Analysis of curved and angled surfaces on a cartesian mesh using a novel finite-difference time domain algorithm," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 10, pp. 2460-2465, Oct. 1995.
- [13] M. E. Bialkowski, "Analysis of a coaxial-to-waveguide adaptor including a disenclosed probe and a tuning post," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 2, pp. 344-349, Feb. 1966.
- [14] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problem involving Maxwell's equation in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [15] A. Taflovie and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 23, no. 8, pp. 623-630, Aug. 1975.
- [16] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic-field equations," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.

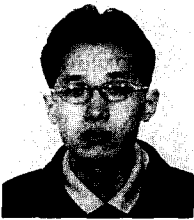
백 락 준

1985년 2월 : 동국대학교 전자공학과(공학사)
1987년 2월 : 동국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1997년 2월 : 동국대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료
1990년 1월 ~ 현재 : (주) 에이스 테크놀로지 중앙연구소장

윤 현 보

1979년 3월 ~ 현재 : 동국대학교 전자공학과 교수

허 문 만



1975년 1월 24일생
1997년 2월 : 동국대학교 전자공학과
(공학사)
1997년 3월 ~ 현재 : 동국대학교 대학
원 전자공학과 석사과정
1997년 8월 ~ 현재 : 신아정보통신