

---

# FDTD 법을 이용한 마이크로스트립 안테나의 전자파 특성에 관한 연구

홍용인\*, 정명덕\*, 홍성일\*, 이홍기\*

A Study on the Electromagnetic wave properties of microstrip antenna using finite difference time domain method

Yong-In Hong\*, Myeong-Deok Jeong\*, Seong-Il Hong\*, Heung-Ki Lee\*

## Abstract

The purpose of this paper is to analyze the electromagnetic field characteristics of microstrip array antenna with the FDTD(finite difference-time domain method). Finite difference equations of Maxwell's equations are defined in rectangular coordinate systems. To simulate the unbounded problem like a free space, the Mur's absorbing boundary condition is also used. After modeling the microstrip array antenna with the grid structure, the transient response of the field distribution is depicted in the time domain.

## 요약

본 연구는 시간영역 유한 차분법(finite difference-time domain method:FDTD)을 이용하여 마이크로스트립 배열 안테나의 전자계 특성들을 해석한다. 직각좌표계에서 맥스웰 방정식의 유한차분 방정식을 정의하였으며, 자유공간과 같은 무한영역해석을 위해서 Mur의 흡수경계조건을 이용하였다. 마이크로스트립 배열 안테나를 단위격자 구조로 모델링한 후 시간영역에서 필드분포를 도시하였다.

## I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 일반적으로 이득이 낮

고 출력이 적으며, 특히 주파수 대역폭이 좁아 시스템 응용에 많은 제약을 받는 단점이 있지만, 두께가 얕고, 소형, 경량으로 원하는 형태로 제작할

---

\* 부산정보대학 이동통신

접수일자 : 1998년 12월 3일

수 있으며, 또한 대량생산이 가능함으로 가격이 저렴하다. 초기에는 출력이 낮고 좁은 대역폭을 갖는 안테나로 그 응용범위가 매우 제한되어 사용되었으나, 많은 연구 결과로 인해 이동통신뿐만 아니라 위성통신 등으로 응용 범위가 넓리 확장되면서, 최근에는 가장 널리 사용되는 안테나 중의 하나이다.

마이크로스트립 평면 안테나의 기본개념은 1953년 Deschamps[1]에 의하여 처음으로 제안되었다. 1974년 Munson[2]은 미사일에 장착될 수 있는 구형 마이크로스트립 배열 안테나를 제작하였다. 최근에는 밀리미터파 대역을 이용한 GPS(Global Positioning System), 감지기와 같은 시스템에서 수신감도가 민감한 안테나의 필요성이 절실하며, 특히 장거리 통신을 하기 위해서는 특정 방향으로 높은 이득을 갖는 안테나가 필요하다. 단일 소자로 된 안테나는 범폭이 넓고, 낮은 이득을 가지고 있어서, 안테나의 이득을 높이는 방법을 연구할 필요성이 있다.

안테나의 이득을 높이는 방법으로는 안테나의 유효면적을 크게 해주는 방법이 있고, 단일소자를 적당하게 배열하는 방법이 있다. 본 연구에서는 마이크로스트립 안테나를 해석하기 위해서 시간영역 유한차분법(finite-difference time-domain method; FDTD)을 적용하였다[3-7].

FDTD 법은 시간 영역 해석 방법으로 시간적 변화를 갖는 미분형 Maxwell 방정식을 유한 차분 방정식으로 시간과 공간에 이산화 시키는 방법으로 Yee[8]가 등방성 매질에서의 전자파 산란문제에 처음으로 적용하였으며, 최근에 FDTD 법이 마이크로스트립 구조의 주파수 의존특성을 효율적으로 계산하는데 이용되어지고 있다. 본 연구에서는 FDTD 법을 이용하여 시간변화에 따른 필드분을 제시하고, 시간 영역에서 구한 값을 Fourier 변환하므로 주파수 영역(0~20GHz)에서의 반사손실을 구하였으며, 이 계산값을 가지고 실험치와 비교하였다.

## II. FDTD를 이용한 마이크로스트립 안테나 해석

미분 방정식 형태의 맥스웰 방정식에 FDTD 법을 적용하여, 이 방정식을 푸는 법은 Yee[8]에 의해 제시되었고, 이는 이미 알려진 방법이기에 여기서는

간략하게 기술한다.

마이크로스트립 안테나를 해석하기 위하여 사용한 미분방정식 형태의 맥스웰 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad \dots \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad \dots \quad (2.2)$$

여기서  $\sigma, \mu, \epsilon$ 은 각각 도전율, 투자율, 유전율이다. 본 연구의 해석대상인 마이크로스트립 안테나를 직각좌표계로 나타내면 식(2.1)과 (2.2)식은 다음과 같은 스칼라 방정식이 된다.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad \dots \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad \dots \quad (2.4)$$

식(2.3), (2.4)는 시간적 변화를 갖는 전계와 자계의  $x$ 축 성분이며, 나머지  $y, z$  성분도 식(2.3), (2.4)와 유사한 형태가 된다.

Yee[8]의 표기 방법에 따라 시간과 공간에 대한 임의의 필드함수  $F$ 를 공간에서의 증분( $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ )과 시간에서의 증분( $\Delta t$ )으로 표현할 때 식(2.5)과 같이 나타낼 수 있다.

여기서  $i, j, k$ 는 각각  $\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z$  방향으로 단위격자의 위치를 나타내며  $n$ 은 이산화 된 시간을 나타낸다.

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad \dots \quad (2.5)$$

시간과 공간에 대한 편미분 방정식은 중간값에서 미분정리를 이용해서 유한 차분 방정식으로 다음과 같이 근사 시킬 수가 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} &= \frac{F^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - F^n(i - \frac{1}{2}, j, k)}{\Delta x} \\ &\quad + \text{order}(\Delta x^2) \end{aligned} \quad \dots \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} &= \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} \\ &\quad + \text{order}(\Delta t^2) \end{aligned} \quad \dots \quad (2.7)$$

식(2.3~2.4)의 맥스웰 방정식을 유한 차분 방정식으로 시간과 공간에 대해서 근사 시키면 식(2.8)과 (2.9)식이 된다.

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i+\frac{1}{2}, j, k) &= \left( \frac{2\epsilon - \sigma \Delta t}{2\epsilon + \sigma \Delta t} \right) E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \\ &+ \frac{1}{\Delta y} \left( \frac{2\Delta t}{2\epsilon + \sigma \Delta t} \right) \left[ H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k) \right] \quad \dots \dots \dots (2.8) \\ &- \frac{1}{\Delta z} \left( \frac{2\Delta t}{2\epsilon + \sigma \Delta t} \right) \left[ H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \\ &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} \left[ E_z^n(i, j+1, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2}) \right] \quad \dots \dots \dots (2.9) \\ &+ \frac{\Delta t}{\Delta z} \left[ E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k+1) - E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k) \right] \end{aligned}$$

식(2.8)과 (2.9)로 나타낸 시간과 공간분할 알고리즘이 갖는 안정도 조건[6,10]은

$$v_{\max} \Delta t \leq \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad \dots \dots \dots (2.10)$$

이다. 여기서  $v_{\max}$ 는 해석대상 영역내에서 최대 위상 속도이다. 시간영역 유한 차분법에 의한 마이크로스트립 안테나의 해석에 있어서 넓은 주파수 대역의 응답특성을 얻기 위해서는 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 가우시안 펄스[7]를 사용한다. 해석대상에서  $x$  방향으로 진행하는 이상적인 가우시안 펄스는 다음과 같다.

$$E(t, x) = \exp \left[ -\frac{(t - t_o - \frac{x - x_o}{v})^2}{T^2} \right] \quad \dots \dots \dots (2.11)$$

여기서  $v$ 는 해석영역에서 펄스의 진행속도를 나타내며,  $x = x_o$ ,  $t = t_o$ 에서 여기신호는 최대값을 갖는다. 마이크로스트립 안테나와 같은 구조는 전계, 자계 성분을 무한영역까지 계산해야 하는 개방

구조이다. 이러한 개방구조에 대한 FDTD 법은 컴퓨터처리속도와 기억용량의 한정 때문에 해석대상 영역을 제한하고, 제한영역에 구조와 동일하도록 흡

수경계조건(Absorbing Boundary Condition)[12-14]을 부여한 계산영역의 경계면에서 전자파의 반사가 일어나지 않도록 한다. 이를 보통 흡수경계조건 또는 복사경계조건이라고도 한다. 이 경계조건은 유한차분방정식의 안정성을 부여하고 경계에서 일어나는 비 물리적인 파의 반사를 제거할 수 있다.

본 연구에서는 Mur[9]의 1차 흡수경계조건을 이용하였다.  $\hat{a}_n$  방향에 수직인 면에 대한 파동방정식은 다음과 같다.

$$\left( \frac{\partial}{\partial n} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{\tan} = 0 \quad \dots \dots \dots (2.12)$$

식(2.12)는 Mur의 1차 흡수경계조건을 나타내며,  $\partial/\partial n$ 는 흡수경계면에서 법선 방향에 대한 편미분을 나타낸다. 여기서  $E_{\tan}$ 은 전계의 접선성분이다.  $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$ 는 최대 위상속도이다. 정확한 유한 차분 방정식을 얻기 위해서 흡수경계면에서 평균값을 취하는 방법으로 이산화 시켰다.  $\hat{a}_x$  방향의 흡수경계면에 대한 유한 차분 방정식은 식(2.13)~(2.15)와 같다.

$$\begin{aligned} E_y^{n+1}(I^+, j+\frac{1}{2}, k) &= E_y^n(I^+ - 1, j+\frac{1}{2}, k) \\ &+ \left( \frac{v\Delta t + \Delta x}{v\Delta t - \Delta x} \right) \left[ E_y^{n+1}(I^+ - 1, j+\frac{1}{2}, k) - E_y^n(I^+, j+\frac{1}{2}, k) \right] \quad \dots \dots \dots (2.13) \end{aligned}$$

$$E_z^{n+1}(I^+, j, k + \frac{1}{2}) = E_z^n(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) \\ + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} [E_z^{n+1}(I^+ - 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(I^+, j, k + \frac{1}{2})] \quad (2.14)$$

$$E_y^{n+1}(I^-, j + \frac{1}{2}, k) = E_y^n(I^- + 1, j + \frac{1}{2}, k) \\ + \left( \frac{v\Delta t + \Delta x}{v\Delta t - \Delta x} \right) [E_y^{n+1}(I^- + 1, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^n(I^-, j + \frac{1}{2}, k)] \quad (2.15)$$

$\hat{a}_y$ ,  $\hat{a}_z$  방향의 유한차분 방정식도 식(2.13)~(2.15)과 유사한 형태가 된다.

### III. 수치해석 및 결과

1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나를 해석하기 위하여 FDTD 법을 이용하여 해석하였다. 본 연구에서는 마이크로스트립 안테나의 특성을 고찰하기 위해 기판의 두께  $h=0.762\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.52$ , 그리고 유전체 손실  $\tan\delta=0.003$  인 Chukoh사 태플론 기판을 사용하여 마이크로스트립 안테나를 제작하였으며, 시뮬레이션에 사용된 기판 파라메타 역시 동일하다. 또한 마이크로스트립 안테나의 금전선은 측정장비와 임피던스 정합을 위하여 50Ω으로 설계하였다.

필드분포를 구하기 위하여 그림 3.1에 대한 배열의 크기는  $168 \times 190 \times 16$  이고,  $i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z$  이다. 즉, 수치해석하고자 하는 구조를 단위격자 구조로 세분할 때 단위 격자의 미소길이에 단위격자의 인덱스 넘버를 곱하면 실제 물리적인 길이가 된다.

그림 3.2는 패치 소자가 3개일 때 가우시안 펄스를 인가하여 시간영역에서의 응답을 나타낸 것이다. 그림에서  $x$ 축의 값은 전계성분의 이산화 된 시간  $n$ 을 나타내며, 실제 시간은  $n\Delta t$ 이다.

그림 3.2는 가우시안 펄스를 사용하여 1/4 파장 선 결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 시간에 따른 전계분포를 나타낸 것이다. 패치에서 강하게 형성된 필드는 거리에 따라 감소하는 특성을 알 수 있다.

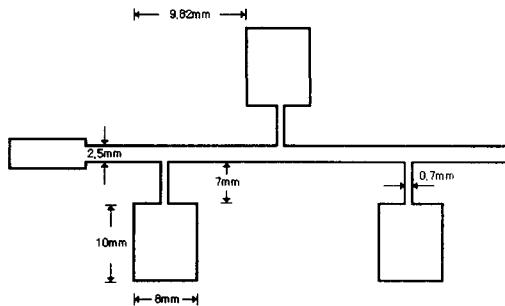


그림 3.1 1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나

Fig. 3.1 Quarter-Wavelength line-coupled patch array antenna

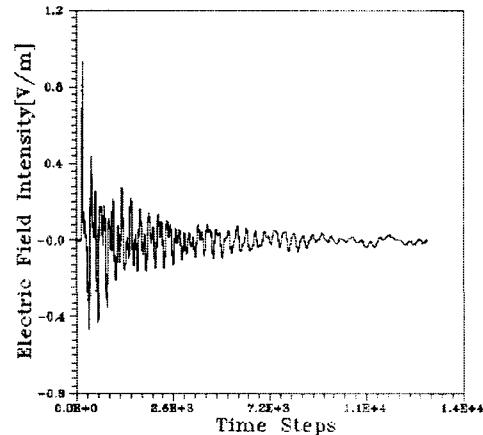


그림 3.2 1/4 파장 선 결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나에 대한 시간영역에서의 전계

Fig. 3.2 Electric field of time domain for Quarter-Wavelength line-coupled microstrip patch array antenna(theoretical value)

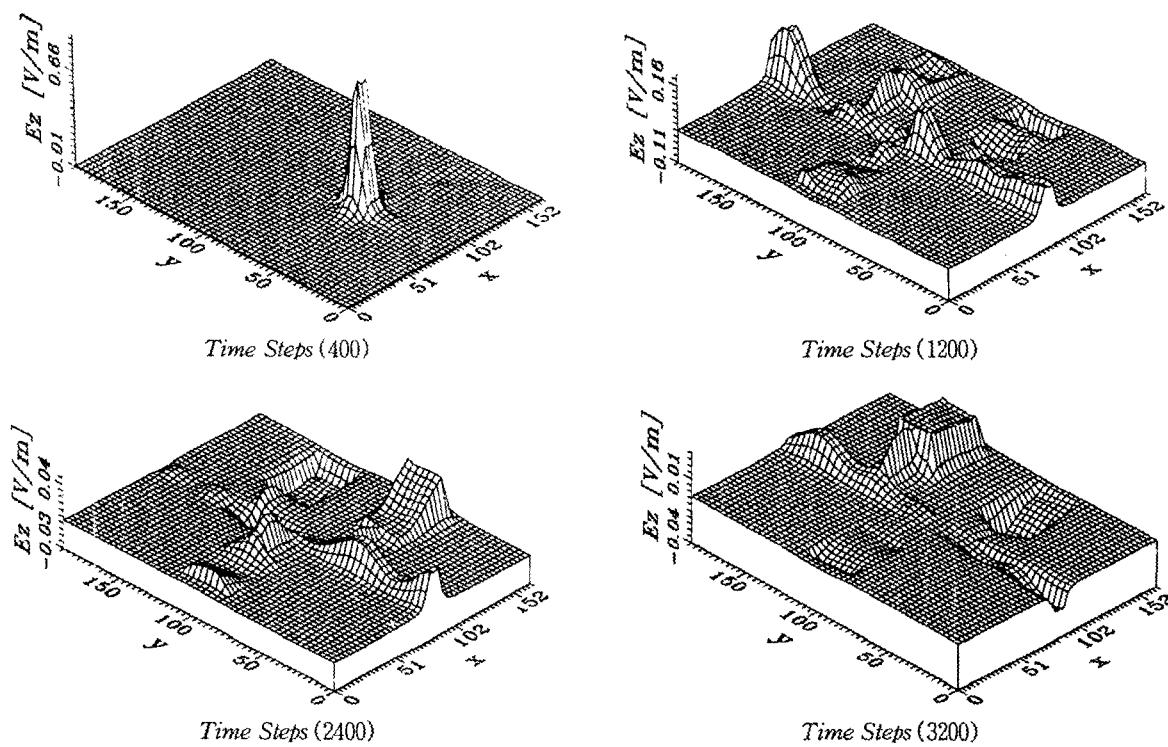
그림 3.3 1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나에 대한 전계분포 ( $E_z$ )

Fig. 3.3 Electric field distribution of Quarter-Wavelength line-coupled microstrip patch array antenna

그림 3.4는 패치 소자에 따른 각각의 반사손실을 계산하여 서로 비교해 본 결과이며, 각각의 공진 주파수 약 7.8GHz에서 8GHz로서 실험치의 7.91GHz 와 비교적 일치하였다. 이 결과에서 패치 소자가 증가하더라도 공진 주파수는 거의 일정하지만 패치 소자가 3개 일 때는 공진 주파수(7.9GHz)를 중심으로 반사손실 -20dB에서 사용할 수 있는 주파수 대역폭은 약 6GHz 이지만, 패치 소자가 5개 일 때는 약 10GHz이다. 패치 소자가 3개 일 때와 5 개 일 때를 비교했을 때 대역폭 특성은 2배정도 개선되었다. 그림 3.5는 실험치에 따른 1/4 파장 선 결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 반사 손실을 나타낸 것이다.

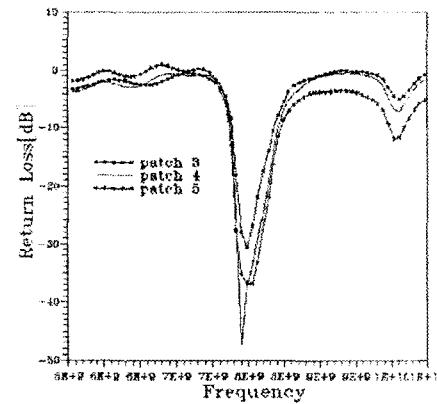


그림 3.4 1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 반사손실(이론치)

Fig. 3.4 Return loss of Quarter-Wavelength line-coupled microstrip patch array antenna(theoretical value)

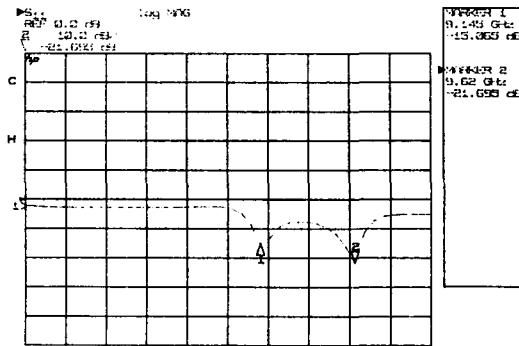


그림 3.5 1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 반사손실(실험치)  
Fig. 3.5 Return loss of Quarter-Wavelength line-coupled microstrip patch array antenna (experimental value)

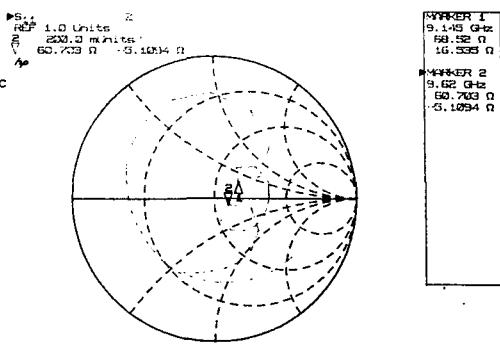


그림 3.6 1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 입력임피던스(실험치)  
Fig. 3.6 Input impedance of Quarter-Wavelength line-coupled microstrip patch array antenna (experimental value)

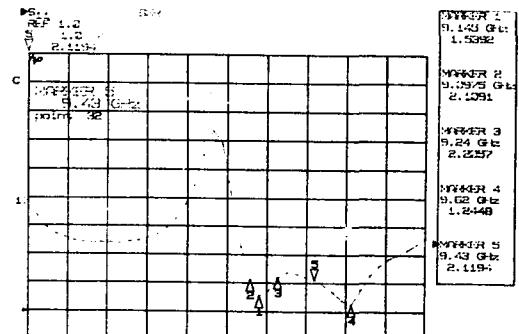


그림 3.7 1/4 파장 선결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 정재파비(실험치)  
Fig. 3.7 VSWR of Quarter-Wavelength line-coupled microstrip patch array antenna(experimental value)

그림 3.6은 급전부를 임피던스 정합 한 안테나의 입력임피던스를 측정한 것이다. 그림 3.7은 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 정재파비이다. 일반적으로 정재파비가 2이하인 경우를 전송효율이 좋은 상태로 보고 이 범위 안에 들어 있는 주파수 대역을 실용화할 수 있는 회로망의 대역폭으로 결정한다. 그러나 보다 좋은 전송효율을 요구하는 회로망의 경우 정재파비는 1.5 이하이다. 따라서 그림

3.7의 마이크로스트립 안테나의 정재파비가 1.27로 안테나 규격을 만족하는 특성을 나타내는 결과를 얻었다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 1/4 파장 선 결합 마이크로스트립 패치 배열 안테나를 FDTD 법을 이용하여 7.9GHz에서 공진 하도록 설계하여 안테나 해석에 대한 타당성을 입증하기 위하여 실험치와 비교하였다. FDTD 법을 이용하여 전자파의 진행을 시각적으로 관찰하였으며, 또한 시간영역에서의 결과를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, FFT)을 사용하여 주파수의 함수로 변환하였다. 시스템의 광대역 정보를 얻고자 할 때 한번에 한 주파수에서의 결과를 계산하는 주파수 영역 접급방식에 비해 아주 효율적이다. 또한 본 방법은 다중 유전체의 경우에도 적용이 되며 유한 차분법으로 단위격자를 형성하기 힘든 경우만 아니면 임의의 구조에 대해서도 적용이 가능하다. 본 연구에서는 마이크로스트립 안테나를 제작하여 입력 임피던스, 반사손실, 정재파비를 측정하였으며, FDTD를 이용하여 시간변화에 따른 필드분포와 패치 소자에 따른 대역폭의 변화를 구하였다.

## 참고문헌

- [1] Deschamps, and G. A., "Microstrip microwave Antennas," presented at the 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [2] R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Trans. AP-22*, 1974, pp. 74-78.
- [3] S. Kunz, Raymond Luebbers, The finite difference time domain method for electromagnetics, CRC Press, 1993.
- [4] A. Taflove, K. R. Umashankar, "A hybrid moment method/finite-difference time-domain approach to electromagnetic coupling and aperture penetration into complex geometries," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no. 4, pp.617-627, July 1982.
- [5] A. Taflove, K. R. Umashankar, and T. G. Jurgens, "Validation of FD-TD modeling of the radar cross section of three-dimensional scatters," *IEEE Trans. Antennas propagat*, vol. Ap-33, pp. 662-666, June 1985.
- [6] A. Taflove, K. R. Umashankar, B. Beker, F. Harfoush, and K. S. Yee, "Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lapped joints in thick conducting screens," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. 36, pp. 247-257, Feb. 1966.
- [7] X. Zhang and K. K. Mei, "Time-domain finite-difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [8] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.vol. AP-14*, pp. 302-307, May 1966.
- [9] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat* vol. EMC-23, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [10] B. Enquist and A. Majda, "Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves," *Math. Comput.* vol. 31 no. 139, pp. 629-651, July 1977.
- [11] J. G. Blaschak and G. A. Kriegsmann, "A comparative study of absorbing boundary conditions," *J. Comp. Phys.*, vol. 77, pp.103-139, 1988.



홍 용 인(Yong-In Hong)  
 1987년 2월: 청주대학교 전자  
 공학과 졸업(공학사)  
 1989년 8월: 중앙대학교 대학원  
 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1996년 2월: 중앙대학교 대학원  
 전자공학과 졸업(공학박사)  
 1994년 10월 ~ 현재: 부산정보대학 정보통신계열  
 조교수

\*주관심분야 : 전자파수치해석, 안테나해석 및 설  
 계, 마이크로파회로해석 및 설계



정 명 덕(Myeong-Deok Jeong)  
 1989년 2월 부경대학교 전자  
 공학과 졸업  
 1991년 2월 동아대학교 대학원  
 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1998년 6월 동아대학교 대학원  
 전자공학과 졸업(공학박사)  
 1979년 11월 ~ 1993년 2월 한국통신 근무  
 1993년 3월 ~ 현재 부산정보대학 정보통신계열 조교수



홍 성 일(Seong-il Hong)  
1988년 2월 동아대학교 전자  
공학과 졸업(공학사)  
1992년 2월 동아대학교 대학원  
전자공학과 졸업(공학석사)  
1997년 2월 동아대학교 대학원  
전자공학과 졸업(공학박사)  
1995년 3월 ~ 현재 부산정보대학 정보통신계열 조  
교수



이 흥 기(Heung-Ki Lee)  
1972년 2월 광운대학교 전자통  
신과졸업(공학사)  
1980년 2월 건국대학교 행정대  
학원행정학과 졸업  
(행정학 석사)  
1995년 2월 동의대학교 전자공  
학과 대학원 졸업(공학석사)  
1998년 8월 한국해양대학교 전자통신공학과 대학원  
졸업(공학박사)  
1984년 ~현재 부산정보대학 정보통신계열 교수