

論文2002-39TC-11-4

유한 차분 시간 영역 해석법을 이용한 임피던스 정합 모노폴 마이크로스트립 안테나 설계 및 해석

(Design and Analysis of an Impedance-Tuned Monopole Microstrip Patch Antenna using the Finite Difference Time Domain Method)

鄭榮浩 * , 李東喆 ** , 李文秀 ***

(Young Ho Jung, Dong Cheol Lee, and Mun Soo Lee)

요약

본 논문에서는 유한 차분 시간영역 해석법을 이용하여 PCS용 임피던스 정합 모노폴 마이크로스트립 안테나를 해석하였다. FDTD 격자를 나누기 위해서 Berenger 가 제안한 완전정합층 흡수경계조건을 사용하였다. 소스 신호로 Gaussian 펄스를 사용하고, 급전부는 내부저항 전압원을 적용시켜 모델링 하였다. FDTD법은 근계 해석 기술이므로 안테나의 방사패턴과 이득을 구하기 위해서는 시간영역과 주파수영역에 모두 적용이 가능한 근계를 원계로 변환하는 것이 필요하다. 따라서 원계 방사패턴을 계산하기 위해 주파수 영역 변환을 사용하였다. FDTD법에 의해 얻어진 해석 결과는 HFSS 소프트웨어를 사용한 해석 결과와 비교 분석하였으며, 만족한 결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, the impedance-tuned monopole microstrip antenna designed for PCS is analyzed using finite difference time domain(FDTD) method. The perfectly matched layer(PML) absorbing material condition proposed by Berenger is used for the truncation of finite difference time domain lattice. A Gaussian pulse is selected as an excitation signal and a resistive voltage source model is used to reduce the error caused by the reflection waves. The FDTD method is inherently a near field technique. Therefore, the near field to far field transformation is need to compute far field antenna parameters such as radiation patterns and gain. The near field to far field transformation can be done both in the time domain and the frequency domain. We use the frequency domain transformation to compute the far field radiation patterns at single frequency. All the numerical results obtained by the FDTD method are compared with simulation results using the HFSS software. Good agreements are obtained in all cases.

Keywords : FDTD법, PCS용 안테나, 마이크로 스트립 안테나, 모노폴, 방사패턴

* 正會員, 韓國航空宇宙産業 (Korea Aerospace Industries, LTD.)

** 正會員, 慶尙大學校 電子工學科 (Dept. of Elec. Eng., Gyeongsang Nat'l Univ.)

*** 正會員, 慶尙大學校 컴퓨터 情報通信 研究所 (Research Institute of Computer & Information Communication)

接受日字:2002年7月8日, 수정완료일:2002年10月17日

I. 서 론

1966년에 Yee^[1]에 의해 처음 제안된 FDTD법은 벡터 편미분 방정식인 Maxwell 방정식을 유한차분법을 이용하여 시간과 공간 영역에 근사적으로 이산화시켜 전자기 문제를 분석하는 수치 해석 방법으로 이해가 쉽고 임의의 3차원 구조의 해석이 용이하며, 시스템의 공진 주파수를 기준으로 광대역 응답을 쉽게 예측할 수 있다는 장점으로 인해 현재 전자기학 문제를 다루는 수치 해석법 중 가장 널리 쓰이는 방법 중 하나이다.

FDTD법은 물체로부터의 전자기파의 산란을 모델링하는데 주로 사용되었다. 후에 계산 격자 내에 소스(source)를 포함시키는 기법이 개발되면서 방사체를 모델링하기 위해 사용되기 시작했다. 처음 FDTD법으로 해석된 안테나는 원통형, 혼형, 모노폴 등의 간단한 구조였다. 이러한 안테나의 FDTD법을 이용한 해석 결과가 만족할 만한 결과를 보여줌에 따라 보다 복잡한 안테나 해석에의 적용 가능성을 보여준다. 이후 배열안테나, 도파관 혼 및 TEM 혼 안테나, 마이크로 스트립 패치 안테나 같은 평면형 안테나, 능동 안테나 등 복잡한 형태의 다양한 안테나에 대한 해석도 가능하게 되었다^[2].

본 논문에서는 Keely A. Wagner와 Steven S. Gearhart에 의해 소개된 슬롯 조정 임피던스 정합 모노폴 마이크로스트립 안테나^[3]를 PCS 주파수 대역에서 사용할 수 있도록 설계하여 FDTD법으로 해석한다. FDTD 격자를 나누기 위해서 Berenger가 제안한 완전 정합층 흡수경계조건을 사용한다. 소스 신호로 Gaussian 펄스를 사용하고, 급전부는 내부저항 전압원을 적용시켜 모델링 한다. FDTD법은 근계 해석 기술이므로 안테나의 방사패턴과 이득을 구하기 위해서는 시간영역과 주파수 영역에 모두 적용이 가능한 근계를 원계로 변환하는 것이 필요하다. 따라서 원계 방사패턴을 계산하기 위해 주파수 영역 변환을 사용한다. FDTD법에 의해 얻어진 해석 결과는 상용전자기 해석 툴인 HFSS로 해석한 결과 및 실제 안테나의 측정된 결과와 비교 검토한다.

II. 유한차분 시간영역 해석법

1. FDTD법을 위한 Maxwell 방정식

FDTD법은 전자파 전파 특성을 다루는 맥스웰 방정식을 유한체적의 3차원 해석 대상을 중심 차분법으로

시간과 공간에 대해 동시에 분할함으로써 근사해를 구하는 전자계 해석방법이다^[4-5].

전류원이 없는 유손실 매질에서 등가 자류밀도 M 은

$$M = \rho' H \quad (1)$$

이고 등가 전류밀도 J 는

$$J = \sigma E \quad (2)$$

이다. 여기서 ρ' 은 등가 자기저항율이고, σ 는 전기전도도이다. 따라서 맥스웰 방정식은

$$\frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times E - \frac{\rho'}{\mu} H \quad (3)$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times H - \frac{\sigma}{\varepsilon} E \quad (4)$$

로 쓸 수 있다.

식(3),(4)를 직각 좌표계에서 각 성분별로 나타내면,

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho' H_x \right) \quad (5a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho' H_y \right) \quad (5b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho' H_z \right) \quad (5c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial y} - \sigma E_x \right) \quad (6a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} - \sigma E_y \right) \quad (6b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial x} - \sigma E_z \right) \quad (6c)$$

이 된다.

따라서, 본 논문에서는 Yee 알고리즘^[1]을 이용하여 위의 맥스웰 방정식을 격자단위에 적용하여 급전점의 전계를 바탕으로 자계를 계산하고, 그 자계 성분으로 다시 전계를 구하는 방식으로 공간 격자의 전계와 자계 성분을 계산한다.

2. 단위격자의 분할 및 안정조건

FDTD법에서 단위 격자 내에서는 전·자계가 크게 변해서는 안된다. 이것은 격자의 크기가 급전 주파수 대역에서 최고 주파수인 f_m 의 파장의 수분의 1 이어야 함을 의미한다. Nyquist 샘플링 정리에 의하면 단위 격자의 크기는 $\lambda_m/2$ 이내로 해야 한다. 그러나 급전 펄스에는 f_m 보다 높은 주파수 성분이 있어 2차원 또는 3차원

의 경우에는 수치 계산 결과의 주파수에 따른 분산이 생기며, 차분 방정식 자체가 근사식이므로 보다 높은 공간적 샘플율을 필요로 한다. 즉, 단위 격자의 크기를 보다 작게 해야한다. 원하는 계산 정확도에 따라 다르지만 계산결과와 분산성을 최소로 하기 위해서는 보통 $\lambda_m/10$ 이내로 한다. 단위 격자의 크기 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 가 결정되면, 시간 간격 Δt 를 결정해야 한다. 시간 분할 간격 Δt 는 Courant^[5] 안정조건에 의해

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (7)$$

로 구할 수 있다. 여기서, c는 계산영역 매질 내에서의 최대 전파속도로써 자유공간에서의 빛의 속도와 같다.

3. FDTD의 흡수경계조건으로 완전정합층 적용

완전정합층은 흡수 경계지역에서 전계와 자기필드의 성분을 분리하고, 각각 분리된 필드성분에 손실을 주어 파를 흡수하는 것처럼 모델링하는 것이다. <그림 1>은 2차원 완전정합층의 일반적 구조를 나타낸 것이다.

계산 영역에서 왼쪽과 오른쪽의 흡수층은 완전정합층 $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ 매질로 정합된다. 그러면, x축에 수직인 자유공간과 AB층, CD층의 경계면에서 반사는 이론적으로 0이다. 진행파는 AB층, CD층 경계에서 반사없이 전파하게 된다. 비슷한 원리로 정합된 완전정합층 $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$ 매질은 진행파가 반사없이 전파할 수 있도록 BC층과 AD층에서 계산 영역을 싸고 있다.

완전정합층 영역의 구석 네 곳의 흡수층은 완전정합

층 $(\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_y^*)$ 매질로 정합된다. 따라서, 이론적으로는 경계와 구석에서의 반사는 없게 된다. 이러한 완전정합층 매질의 특성을 이용해 Katz에 의한 3차원에서 완전정합층 기법이 FDTD 알고리즘에 적용되었다.

4. 근계를 원계로 변환

근계를 원계로 변환은 Huygens의 원리를 바탕으로 안테나를 둘러 싸고있는 가상 폐곡면 상에서 등가 소스(source)를 구하여 그 소스로부터 원계 소스를 구한다. Huygens의 원리를 주적으로 나타내면,

$$\vec{E}'(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi r} \oint_S \left\{ \hat{n} \times \hat{r} \times \frac{\partial}{\partial t} [\hat{n} \times \vec{H}(\vec{r}', t)] - \frac{1}{n_0} \hat{r} \times \frac{\partial}{\partial t} [\hat{n} \times \vec{E}(\vec{r}', t)] \right\}$$

와 같다. 여기서 t' 은

$$t' = t - \frac{r - \hat{r} \cdot \vec{r}'}{c} \quad (9)$$

으로 나타나고, S는 변환면, \hat{n} 은 S상의 바깥방향 수직 벡터, \vec{r}' 은 변환면 S상의 점, \vec{r} 은 원계의 점을 나타낸다.

원계 필드를 구하는 방법에는 시간 영역에서의 변환과 주파수 영역에서의 변환 방법이 있다. 시간영역에서의 변환은 광대역 특성을 볼 수 있으나, 모든 시간스텝의 소스 필드를 저장해야 하므로 많은 양의 저장 공간을 필요로 한다. 따라서 본 논문에서는 컴퓨터 저장공간을 줄이기 위해 원하는 주파수에서 방사패턴을 계산하는 주파수 영역에서의 변환 방법을 사용하였다.

III. 임피던스 정합 모노폴 마이크로스트립 안테나 설계 및 제작

본 연구에서는 PCS 단말기에 사용될 안테나를 설계하기 위해 중심주파수는 1.88GHz, 대역폭을 290MHz, 방사패턴은 H면에서 무지향성 특성을 갖도록 정하고, 이 주파수특성이 만족되도록 모노폴 마이크로스트립 안테나 내부에 있는 슬롯의 크기를 조정하여 해석한 결과를 기준으로 삼아 FDTD의 해석결과와 비교하고자 한다. 안테나 기판은 비유전율 2.5, 두께 0.8mm인 Pillar사의 NPC-F250A를 사용하였으며, 접지면의 크기는 50×50mm로 하였다.

설계된 안테나구조는 <그림 2>와 같으며, 모노폴 마

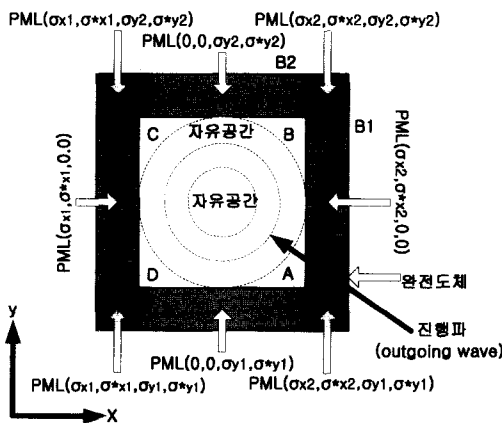


그림 1. PML영역에 의하여 종단된 FDTD격자
Fig. 1. FDTD lattice terminated by the PML regions.

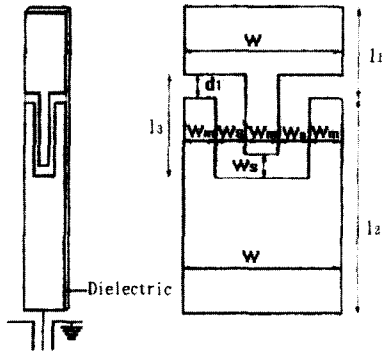


그림 2. 임피던스정합 모노폴 마이크로스트립 안테나
Fig. 2. Impedance-tuned monopole antenna.

표 1. 안테나 규격
Table 1. Antenna dimension.

	l_1	l_2	l_3	W	W_m	d_1	W_s
길이 (mm)	29	14	11.5	4	1	1	0.5

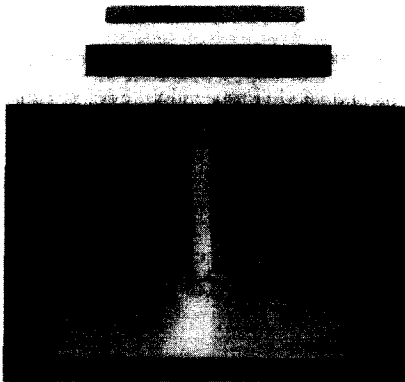


그림 3. 제작된 임피던스정합 모노폴 마이크로스트립 안테나
Fig. 3. Fabricated impedance-tuned monopole microstrip antenna.

이 마이크로스트립 안테나의 내부에 있는 슬롯의 크기를 조정하여 임피던스 정합을 시킨다. 안테나 길이 ($l_1 + l_2$)는 $\frac{\lambda_g}{4}$ (λ_g 는 관내파장)를 초기치로 정하고, 폭은 제작 가능한 슬롯의 폭 W_s 와 방사효율을 감안하여 4mm로 정하였다. 우선, 모노폴 마이크로스트립과 슬롯의 폭은 고정시키고 길이만 조정하여 정해진 공진 주파수와, 대역 폭내에서 임피던스 정합이 이루어지도록 한다. 이와같이 설계된 안테나를 HFSS와 FDTD법으로 해석한 결과는 <그림 4>와 같다.

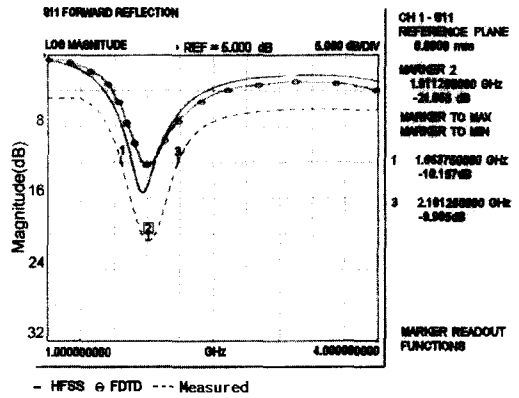
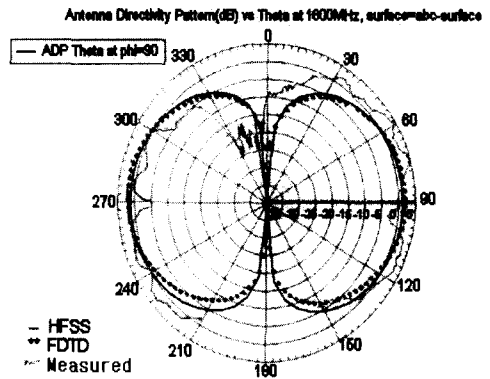
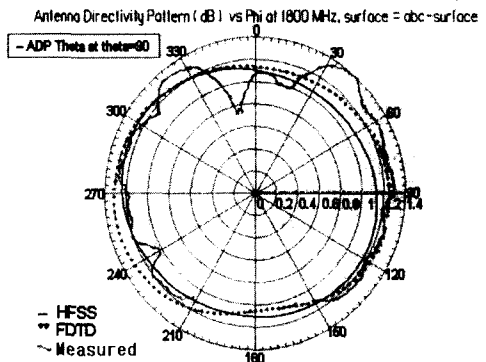


그림 4. HFSS와 FDTD로 계산 및 측정된 반사손실
Fig. 4. Calculated return loss using HFSS & FDTD methods and measured return loss.



(a) E-면 방사패턴
(a) E-plane radiation pattern.



(b) H-면 방사패턴
(b) H-plane radiation pattern.

그림 5. HFSS와 FDTD로 계산 및 측정된 방사패턴
Fig. 5. Calculated radiation pattern using HFSS & FDTD methods and measured radiation pattern.

<표 1>은 설계된 안테나 크기의 치수를 나타낸 것이고, <그림 3>은 제작된 안테나이다.

<그림 4>의 반사손실 계산 및 측정 결과를 살펴보면 HFSS 계산결과는 중심주파수 1.88GHz, 대역폭이 310 MHz인데 비해, FDTD 계산결과는 중심주파수 1.9GHz, 대역폭은 1.77~2.03GHz(260MHz)로 계산되었다. 제작된 안테나는 중심주파수 1.91GHz, 대역폭은 1.66~2.18GHz (520MHz)로 측정되었다. 따라서 FDTD와 HFSS의 계산을 비교하면 중심주파수는 거의 비슷하나 대역폭은 다소 차이가 있으며, 측정치와 비교할 때는 FDTD법이 HFSS 보다 중심주파수가 더 근사함을 알 수 있다.

<그림 5>는 FDTD와 HFSS로 계산된 안테나의 방사 패턴(E-면과 H-면)을 측정치와 비교하여 나타낸 것으로 서로 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 이 방사패턴은 다이폴 안테나의 방사패턴과 같이 E면에서 8자 특성, H면에서 무지향성 특성을 나타내고 있어 PCS 단말기에 사용되는 안테나 방사패턴에 적합하다고 생각된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 PCS용으로 설계된 임피던스 정합 모노폴 안테나를 FDTD법을 이용하여 해석하였다. 소스 신호로 Gaussian 펄스를 사용했으며, 급전부는 내부저항 전압원을 적용시켜 모델링 하였다. 그리고 흡수 경계조건으로 Berenger의 PML을 적용시켜 해석하였고, 안테나의 반사 손실과 방사 패턴을 계산하였다. 이 결과를 상용 전자기 해석 툴인 HFSS7.0의 해석 결과 및 실

제 제작측정결과와 비교하여 그 타당성을 검증하였다.

FDTD 계산결과를 HFSS의 계산 결과 및 실제 제작된 안테나의 측정결과와 비교해 볼 때 전체적으로 유사한 특성을 나타내었으며, 대역폭과 중심주파수에서 약간의 차이는 FDTD법을 이용한 해석시 컴퓨터 용량의 한계 때문에 격자의 크기를 충분히 작게 하지 못한 것과 안테나 제작에 대한 오차로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] K.S.Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas and Propagation., Vol. AP-14, pp. 302~307, May 1966.
- [2] A.Taflove, Advances In Computational Electro Dynamics The Finite-Difference Time-Domain Method, Artech House, ch. 1, 1998.
- [3] Wagner, K. A. and Gearhart, S. S. "Novel impedance-tuned monopole antenna", IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp. 1332~1335, July 1997.
- [4] W.L.Stutzman, Antena Theory and Design, John Wiley & Sons, ch. 11, 1998.
- [5] N.O.Sadiku, Numerical Techniques in Electro magnetics, CRC Press, ch. 3, 1992.

저 자 소 개

鄭 榮 浩(正會員)


1997년 2월 : 경상대학교 전자공학과 졸업. 2001년 2월 : 경상대학교 대학원 전자공학과 공학석사 취득. 2001년 2월~2001년 11월 : 코산정보기술 근무. 2001년 12월~현재 : 한국항공우주산업 근무중. <주관심 분야 : 마이크로파 및 안테나등임.>

분야 : 마이크로파 및 안테나등임.>

李 東 喆(正會員)

1992년 2월 : 경상대학교 전자재료공학과 졸업. 1994년 2월 : 경상대학교 대학원 전자공학과 공학석사 취득. 1994년~1996년 : 금호정보통신 연구소 근무. 1997년~현재 : 테이콤 종합연구소 근무중. 1997년 3월~현

재 : 경상대학교 대학원 전자공학과 박사과정. <주관심 분야 : 마이크로파와 무선랜, 안테나등임.>



李文秀(正會員)

1970년 2월 : 한국항공대학교 항공통신학과 졸업. 1980년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 공학석사 취득. 1984년 8월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 공학박사 취득. 1981년 3월~1986년 2월 : 제

주대학교 통신공학과 부교수. 1986년 8월~1987년 8월 : 미국 COMSAT 연구소 연구원. 1986년 3월~현재 : 경상대학교 공과대학 전자공학과 교수. 1998년 8월~2000년 7월 : 영남지부 전자과학회 지부장. 현재 : 경상대학교 컴퓨터정보통신연구소 연구원. <주관심분야 : 이동통신, 마이크로파, 안테나, GIS등임>