

비분리형 비등방성 완전 정합층(UAPML)을 이용한 원형편파 등각 마이크로스트립 패치 안테나의 해석

An Analysis of A Circularly Polarized Conformal Microstrip Patch Antenna Using The Unsplit Anisotropic Perfectly Matched Layer(UAPML)

박동희* · 김정기**

Dong-hee Pack* · Jung-ki Kim**

요 약

본 논문은 비분리형 비등방성 완전정합층(UAPML)을 이용하여 이동통신용 원형편파 등각 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하였다. 또한 3차원 UAPML에 대한 모서리 및 모퉁이 부분에 대하여 특별히 다루었다. 특히 동축 여기선을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하기 위해서 Mur의 1차 흡수경계조건을 혼합 적용하였다. 결과적으로 본 논문은 UAPML법이 모서리 및 모퉁이 부분에서 수렴함은 물론 Mur의 1차 흡수 경계조건과 혼합하여 흡수경계조건으로서 충분히 사용 가능함을 제시한다. 수치해석 결과는 이동통신 대역인 L밴드 및 C 밴드에서 중심주파수 1.575 GHz, 1.778 GHz 그리고 4.8 GHz를 갖는 단일 및 병렬 패치에 대한 전자장의 E_z 및 H_x 에 대한 시간응답, 동축선의 입력임피던스 및 마이크로 스트립 패치의 복사특성을 해석 하였다. 본 논문의 해석 결과는 2차 분산 경계조건(SDBC)과 Mur의 1차 흡수경계조건을 혼합한 수치해석 방법 그리고 순수 Mur의 1차 흡수경계조건과 비교하였다. 따라서 본 논문에서 제시된 해석방법이 합당함을 입증할 수 있다.

Abstract

This paper analyzed the circularly polarized conformal microstrip patch antenna using the unsplit anisotropic perfectly matched layer(UAPML) method. Also, this paper are treated effectively the edge and corner parts on the 3 dimensional UAPML. Especially, to analyze microstrip patch antennas with the coaxial feeder line, it was applied to mixed the UAPML with Mur's first order absorbing boundary condition. Therefore this paper suggest the new the method to mix the UAPML with Mur's first order absorbing boundary condition. The results show the time responses of electromagnetics E_z and H_x , input impedances of coaxial cable and radiation patterns of strip parchs on the single and the array patches with central frequencies 1.575 GHz, 1.778 GHz and 4.8 GHz in L-band and C-band for mobile communication. The results of this paper shows that its

* 충주대학교 전자통신공학과 (Dept. of Electro-communication Engineering, Chungju National University)

** 중앙대학교 전자공학과 (Dept. of Electronic Engineering, Chungang University)

· 논문 번호 : 980710-063

· 수정완료일자 : 1998년 11월 27일

results was compared the Mur's first order abc and mixed the second order dispersion boundary condition(SDBC) with the Mur's first order absorbing boundary condition. In accordance with, the validity of the present method is confirmed.

I. 서 론

최근 안테나 해석을 위한 분야에서 진행중인 3 차원 시간영역 유한차분법(Finite Difference Time Domain)은 전자파의 산란문제 및 특성을 시간 및 공간 영역에서 해석 물체의 구조적 특성에 따라 매우 유용하게 해석할 수 있으므로 많은 연구가 진행되고 있다^{[1]~[3]}.

이 방법의 주요장점은 시간 및 공간상에서 만족된 Maxwell의 시간영역 미분 방정식을 시간과 공간상에서 직접적으로 해석하거나 또는 균질 및 비균질 유전체와 자성체 그리고 도체 등으로 이루어진 임의의 물체에 쉽게 적용할 수 있다는 특징을 갖고있다^{[4],[5]}. 특히 안테나의 복사특성을 해석하기 위한 무경계장에 관한 mesh truncation 문제로서 Mur^[6]의 1차 및 2차 흡수경계조건이 일반적으로 사용되었으나 최근에 비등방성 완전정합층(Anisotropic Perfectly Matched Layer : APML)법이 연구되었다^{[7],[8]}. 이 방법의 특징은 APML층 내에서 진행하는 전자파를 감쇄상수의 값을 적절히 조절하여 점차적으로 흡수할 수 있도록 하였다. 또한 흡수경계조건을 만족하도록 구성된 프로그램은 다른 구조적 프로그램에 쉽게 적용할 수 있다는 장점을 갖고있다.

비등방성 완전정합층(APML)법은 크게 두 가지로 분류할 수 있다. 이는 APML 영역 내에서 전장 및 자장 성분을 분리한 SAPML(Split Anisotropic Perfectly Matched Layer)법^{[7],[8]}과 분리하지 않은 UAPML(Unsplit Anisotropic Perfectly Matched Layer)법^{[9],[10]}으로 나눌 수 있다.

SAPML의 경우는 전장 및 자장의 축성분을 임의의 두 성분으로 분리하기 때문에 완전정합층 내에서 만족하는 FDTD 해석식이 매우 복잡하게 유

도됨은 물론 해석 프로그램 역시 매우 복잡하게 구성된다는 단점이 있다. 이에 반하여 UAPML법은 APML 영역에서 시간 및 공간상에서 만족된 Maxwell의 방정식으로부터 전장 및 자장 성분의 분리 없이 직접적으로 해석 프로그램을 구성할 수 있다. 따라서 후자의 방법이 전자의 방법에 비하여 훨씬 간단하고 프로그램의 크기도 작아진다. 또한 UAPML법의 특징은 Mur의 흡수경계 조건보다 상대적으로 오차가 줄어든다는 것을 선형 안테나의 해석을 통해 입증하였다^[10].

UAPML법을 마이크로스트립 패치 안테나에 적용할 경우 스트립 라인을 이용한 여기에는 문제가 없으나 동축 여기인 경우 동축선의 끝단이 PML 층과 접하게 됨으로써 반사파가 크게 나타난다. 따라서 본 논문은 동축 여기선을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하기 위한 mesh truncation으로서 UAPML법과 Mur의 1차 흡수경계조건과의 혼합 적용이 가능함과 이동통신에 적용이 가능한 원편파용 스트립 패치 안테나를 설계하여 수치해석적 결과로서 제시한다.

수치해석 결과는 이동통신 주파수 대역인 L 밴드와 C 밴드에서 중심주파수가 각각 1.575 GHz 와 1.778 GHz 그리고 4.8 GHz인 원형 분극을 갖는 등각인 마이크로 스트립 단일 패치 및 병렬 패치 안테나에 대하여 시간에 따른 전자계 분포 E_z 과 H_x 동축 여기선의 입력 임피던스 및 마이크로 스트립 패치 안테나의 복사특성을 해석 하였다.

본 논문의 해석 결과는 2차 분산 경계조건(SDBC)과 Mur의 1차 흡수경계조건을 혼합한 해석 방법 그리고 순수 Mur의 1차 흡수경계조건만을 적용한 해석 결과를 비교하였다. 결과적으로 UAPML 해석방법은 공진주파수의 특성에서 SDBC와 Mur의 1차 ABC 그리고 Mur의 1차 ABC와는 큰 차이

가 없으나 복사특성에서 SDBC와 Mur의 1차 ABC와는 일치하는 하는 반면에 Mur의 1차 ABC와는 차이를 보이고 있다. 따라서 본 논문에서 제시된 UAPML 해석방법이 합당함을 입증할 수 있었다.

II. 본 론

시간영역 및 주파수 영역에서 일반적인 Maxwell의 방정식은 3차원 해석 영역과 가상흡수경계영역인 비분리형 비등방성 완전정합층(UAPML)을 포함한 영역 전체에서 다음과 같은 식 (1)~(4)을 만족한다^{[5],[9]}. 식 (1)~(4)의 우변에서 중괄호의 위쪽은 3차원 시간영역에서 만족되며 아래쪽은 mesh truncation으로서 UAPML층 내부 주파수 영역에서 만족된다.

$$\nabla \times \bar{H} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{J}_i \\ j\omega \bar{D} \end{array} \right\} \quad (1)$$

$$\bar{D} = \left\{ \begin{array}{l} [\epsilon] \\ [\bar{\epsilon}(\omega)] \end{array} \right\} \bar{E} \quad (2)$$

$$\nabla \times \bar{E} = \left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} - \bar{M}_i \\ -j\omega \bar{B} \end{array} \right\} \quad (3)$$

$$\bar{B} = \left\{ \begin{array}{l} [\mu] \\ [\bar{\mu}(\omega)] \end{array} \right\} \bar{H} \quad (4)$$

식 (2) 와 (4)에서의 중괄호 내의 $[\mu]$ 과 $[\epsilon]$ 는 유전체 및 자성체의 물질이 그 영역에서 균질 및 비균질을 각각 나타내고, $[\bar{\mu}(\omega)]$ 과 $[\bar{\epsilon}(\omega)]$ 은 UAPML층 내에서 유전체 및 자성체의 텐서를 의미한다. 이 UAPML 영역에서는 광대역 주파수 범위에서 전자파 흡수가 만족될 수 있도록 하기위해 행렬요소식을 z축 방향으로 진행하는 진행파에 대한 횡방향 성분에서는 다음과 같은 식으로 나타낸다^[9].

$$a(\omega) = \left(1 + \frac{\sigma_z}{1 + j\omega\epsilon} \right) \quad (5)$$

식 (5)에서 ω 는 각주파수를 의미하고, σ_z 과 ϵ 는 전도도의 z축 성분과 그 영역에서의 유전율값을 나타낸다.

또한 진행파는 파의 진행축 방향에서는 그 행렬요소의 역수를 갖도록 한다. 그러므로 z축 방향으로 진행하는 진행파에 대해 다음과 같은 행렬식으로 간략히 나타낼 수 있다.

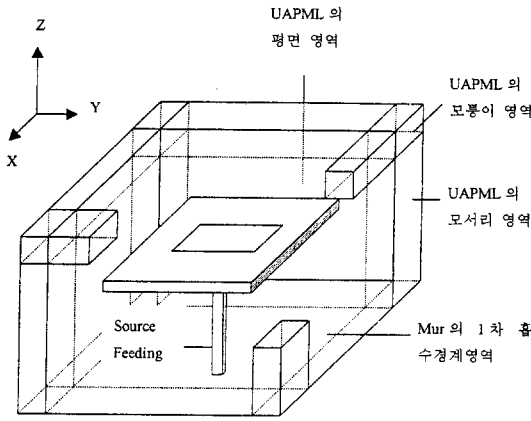
$$[\bar{\bar{E}}_z(\omega)] = [\bar{\bar{\mu}}_z(\omega)] = \begin{bmatrix} a_{xx}(z; \omega) & 0 & 0 \\ 0 & a_{yy}(z; \omega) & 0 \\ 0 & 0 & a_{zz}^{-1}(z; \omega) \end{bmatrix} \quad (6)$$

위 식을 동축여기를 갖는 마이크로스트립 패치 안테나에 적용하기 위하여 그림 1과 같이 안테나를 포함한 3차원 영역과 가상흡수 경계영역으로서 UAPML 영역과 Mur의 1차 흡수경계영역으로 분류하여 나타낼 수 있다. 그림 1에서 mesh 방법은 일반적인 FDTD방법을 따르며 mesh truncation 내부에 있는 패치 및 동축선을 나타내 보이기 위하여 임의의 영역을 잘라내어 보였고 또한 wave의 진행방향에 따라 σ 값의 변화량을 나타내었다.

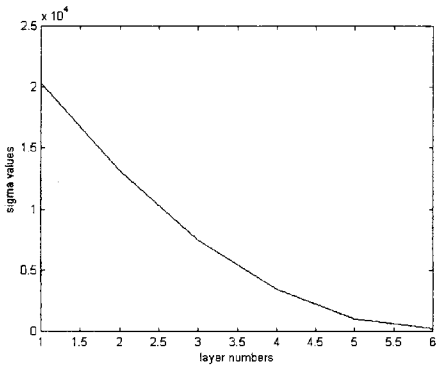
유전율과 투자율 각각의 텐서는 식 (7)에서와 같은 임피던스 정합 조건을 만족하도록 하여야 하며, 각각의 대각 원소는 주파수가 낮은 경우에서부터 높은 경우까지 만족할 수 있도록 고려한다^{[5],[9]}.

$$\frac{\sigma(x, y, z)}{\epsilon_o} = \frac{\sigma^*(x, y, z)}{\mu_o} \quad (7)$$

식 (7)에서 σ^* 는 자기 전도도값을 의미하고, ϵ_o 과 μ_o 는 자유공간상에서의 유전율과 투자율값을 각각 나타낸다.



(a)



(b)

그림 1. (a) 등각의 마이크로스트립 패치 안테나의 3 차원 구성과 임의의 가상 흡수경계조건 으로서 UAPML 영역과 Mur의 1차 흡수 경계영역

(b) UAPML 6층에 대한 σ 값의 변화

Fig. 1. (a) The three dimensional structure of the conformal microstrip patch antenna and UAPML regions and Mur's 1st ABC as arbitrary absorbing boundary condition.

(b) The variation of σ values on UAPML 6 layers.

UAPML영역을 제외한 전체 해석영역에서 만족 된 전장 및 자장의 x성분에 대한 시간영역 유한차

분식은 식 (1), (2), (3) 및 (4)의 조합에 의한 결과 로서 식 (8), (9)와 같이 나타낼 수 있다^[5]. 또한 y 와 z성분을 갖는 각각의 전장 및 자장은 변수와 요소변수의 노드점에 대한 주기적인 순환특성을 갖게 되므로 식 (8)과 식 (9)와 유사하게 나타낼 수 있으므로 생략한다.

$$E_x^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} E_x^n + \frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \left(\frac{H_z^{n+1/2} \Big|_{j+1/2} - H_z^{n+1/2} \Big|_{j-1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2} \Big|_{k+1/2} - H_y^{n+1/2} \Big|_{k-1/2}}{\Delta z} \right) \tag{8}$$

$$H_x^{n+1/2} = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\mu}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\mu}} H_x^{n+1/2} + \frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\mu}} \left(\frac{E_y^n \Big|_{k+1/2} - E_y^n \Big|_{k-1/2}}{\Delta z} - \frac{E_z^n \Big|_{j+1/2} - E_z^n \Big|_{j-1/2}}{\Delta y} \right) \tag{9}$$

또한 UAPML 영역 내에서 만족하는 합당한 식 을 얻기 위하여 z축 방향으로 진행되는 진행파에 대해 식 (6)을 식 (2)에 대입하면, 전장파 전속밀도에 대한 시간영역 편미분방정식은 다음과 같이 유도 될 수 있다.

$$E_x^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \sigma_z)}{2\epsilon}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \sigma_z)}{2\epsilon}} E_x^n - \frac{\left(1 - \frac{\Delta t}{2\epsilon}\right)}{1 + \frac{\Delta t(1 + \sigma_z)}{2\epsilon}} \frac{D_z^n}{\epsilon_0} + \frac{\left(1 + \frac{\Delta t}{2\epsilon}\right)}{1 + \frac{\Delta t(1 + \sigma_z)}{2\epsilon}} \frac{D_z^{n+1}}{\epsilon_0} \tag{10}$$

$$E_z^{n+1} = \frac{\frac{2\epsilon}{\Delta t} - 1}{\frac{2\epsilon}{\Delta t} + 1} E_z^n + \frac{\left(1 + \sigma_z - \frac{2\epsilon}{\Delta t}\right)}{\frac{2\epsilon}{\Delta t} + 1} \frac{D_z^n}{\epsilon_0} + \frac{\left(1 + \sigma_z + \frac{2\epsilon}{\Delta t}\right)}{\frac{2\epsilon}{\Delta t} + 1} \frac{D_z^{n+1}}{\epsilon_0} \tag{11}$$

식 (10)과 식 (11)에서 n는 시간에 대한 미소증 분수를 나타내고 그리고 Δt 는 시간에 대한 미소 증분을 각각 나타낸다. 전장 E_y^{n+1} 에 대한 결과식은 진행파의 횡방향 성분으로서 전장의 x성분과

유사하게 나타낼 수 있다. 또한 UAPML층 내에서 자장과 자속밀도에 대한 시간도함수식은 식 (6)을 식 (4)에 대입함으로써 구할 수 있으며, 이는 전장 및 전속밀도에 대한 성분을 자장 및 자속밀도에 대한 성분으로 변환하고 그리고 $\sigma_z \rightarrow \sigma_z^*$ 과 $\epsilon \rightarrow \mu$ 으로 대치함으로써 식 (10) 또는 식 (11)과 유사한 결과식을 얻을 수 있다.

UAPML 영역에서 만족되는 위의 식 (10)과 식 (11)은 3차원 좌표계에서 6면체 중 x-y평면에 대한 전파의 방향은 z축으로 진행하는 경우를 예를 들어 나타낸 것이다. 이는 x-z 및 y-z평면에 대하여 유사하게 나타낼 수 있다. 따라서 mesh truncation으로서 UAPML을 적용할 경우 좌표계의 방향성분에 따른 2단계 결합계산방법에 의해 완전정합층 내에서 진행되는 전자파를 충분히 흡수할 수 있다.

본 논문은 참고문헌^[9]의 2차원적 알고리즘을 적용하여 3차원 UAPML영역이 각각 겹치는 6면체의 모서리와 모퉁이 부분에 대한 시간영역유한차분식을 각각 유도하였다.

모서리 부분에서의 전자파가 x-z평면에 평행한 방향으로 전파하는 평면의 경우는 최종적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $\sigma \rightarrow \tau$ 과 $\epsilon \rightarrow \alpha$ 대치하여 일반적인 표현식으로 나타내었다.

$$E_x^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_x^n - \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_x^n}{\epsilon_0} + \frac{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_x^{n+1}}{\epsilon_0} \quad (12)$$

$$E_y^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_y^n - \frac{\left(1 - \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) D_y^n}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{1}{\epsilon_0} + \frac{\left(1 + \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) D_y^{n+1}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{1}{\epsilon_0} \quad (13)$$

$$E_y^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_y^n - \frac{\left(1 - \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) E_y'^n}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} + \frac{\left(1 + \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) E_y'^{n+1}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \quad (14)$$

$$E_z^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_z^n - \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_z^n}{\epsilon_0} + \frac{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_z^{n+1}}{\epsilon_0} \quad (15)$$

위의 식 (13)과 식 (14)는 1차 편미분 가능한 시간도함수를 유도하기 위하여 치환하였으며, 전속밀도와 치환함수 그리고 치환함수와 전장의 순으로 흡수된 전자파를 해석한다. 또한 y-z 및 x-y평면에 대한 유한차분식도 유사하게 유도될 수 있다.

모퉁이 부분에서의 전자파가 전파하는 경우는 모서리 부분에서의 유한차분식과 유사한 방법으로 치환함수를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

전속밀도와 치환함수의 관계 :

$$E_x^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_x^n - \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_x^n}{\epsilon_0} + \frac{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_x^{n+1}}{\epsilon_0} \quad (16)$$

$$E_y^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_y^n - \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_y)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_y^n}{\epsilon_0} + \frac{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_y)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_y^{n+1}}{\epsilon_0} \quad (17)$$

$$E_z^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_z^n - \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_z^n}{\epsilon_0} + \frac{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \frac{D_z^{n+1}}{\epsilon_0} \quad (18)$$

치환함수와 전장과의 관계 :

$$E_x^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_x^n - \frac{\left(1 - \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) E_x'^n}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} + \frac{\left(1 + \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) E_x'^{n+1}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \quad (19)$$

$$E_y^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} E_y^n - \frac{\left(1 - \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) E_y'^n}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} + \frac{\left(1 + \frac{\Delta t}{2\alpha}\right) E_y'^{n+1}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_x)}{2\alpha}} \quad (20)$$

$$E_z^{n+1} = \frac{1 - \frac{\Delta t(1 + \tau_z)}{2\alpha}}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_z)}{2\alpha}} E_z^n - \frac{\left(1 - \frac{\Delta t}{2\alpha}\right)}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_z)}{2\alpha}} E_z^{n'} + \frac{\left(1 + \frac{\Delta t}{2\alpha}\right)}{1 + \frac{\Delta t(1 + \tau_z)}{2\alpha}} E_z^{n+1} \quad (21)$$

모서리와 모퉁이 부분에서의 자장 및 자속밀도에 대한 시간영역유한차분식은 전장 및 전속밀도의 시간영역유한차분식과 유사한 방법으로 유도될 수 있다. 따라서 본 논문은 참고문헌^[9]의 알고리즘을 적용한 주파수영역에서의 전장 및 전속밀도 그리고 자장 및 자속밀도에 대한 식으로부터 1차 편미분 가능한 시간도함수를 유도하기 위하여 치환함수를 이용하였다. 이는 전속밀도와 치환함수 그리고 치환함수와 전장의 순서 그리고 자속밀도와 치환함수 그리고 치환함수와 자장의 순서로 유한차분 시간영역법에 따른 UAPML 영역의 전자파 흡수를 의미한다.

III. 수치해석 결과 및 고찰

본 논문은 유한차분 시간영역법을 이용한 mesh truncation으로서 3차원 UAPML층과 Mur의 1차 흡수경계조건을 혼합 적용함이 가능함을 해석적으로 제시한다. 해석대상은 이동통신 대역인 L대역에서 원형분극을 갖는 공진주파수 $f=1.575$ GHz과 $f=1.778$ GHz에 의한 각각의 마이크로스트립 패치 안테나를 설계하여 전자장의 E_z 및 H_x 에 대한 시간응답, 동축선의 입력임피던스 및 마이크로스트립 패치 안테나의 복사특성을 해석하였다.

원형분극을 이용한 이동통신용 마이크로스트립 패치 안테나를 직접 설계하기위하여 유전체 기판의 비유전률값 및 유전체의 높이는 각각 $\epsilon_r=2.33$ 과 $h=0.158$ cm으로 선택하였다. 실행된 프로그램의 전체 크기는 (98, 98, 69)이고 미소 Cell의 크기는 ($\Delta x = 1.9475$, $\Delta y = 1.9084$, $\Delta z = 0.5249$) mm으로 선택하였다. 원형분극을 이용한 이동통신용 마이크로스트립 패치 안테나를 해석적 방법에 따라 직접 설계하면 중심주파수 1.575 GHz에서 패

치의 크기는 가로와 세로가 각각 6.24 cm와 6.1 cm로 구해지며, 여기점의 위치는 RHCP의 경우 패치의 대각선 중심에서 아래쪽으로 약 30 % 되는 지점을 선택하였다. 또한 중심주파수 1.778 GHz에서 패치의 크기는 가로와 세로가 각각 5.497 cm와 5.375 cm로 구해졌으며 미소 Cell의 크기는 ($\Delta x = 1.7016$, $\Delta y = 1.6663$, $\Delta z = 0.5249$) mm로 선택하였다. 입력함수는 식 (22)와 같은 Sine Modulated Gaussian Pulse를 선택하여 동축선의 위치 (54.60, 38.44, 10)에서 입력하였다.

$$Input = A_{amp} \sin(\omega t) \exp\left(-\frac{t - pw}{0.29 pw}\right) \quad (22)$$

위 식에서 A_{amp} 는 sine파의 크기를 나타내고 그리고 pw 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$pw = \frac{0.64617}{f_{3dB}} \quad (23)$$

식 (23)에서 f_{3dB} 는 3 dB 차단주파수를 의미한다.

적용된 3차원 UAPML 층의 수는 6층으로 선택하였으며, 3차원 구조체에 적용된 전체의 면은 5개와 8개의 모서리 그리고 4개의 모퉁이에 대하여 적용하였다. 또한 동축 여기선의 하단 부분은 동축선의 특성에 따라 Mur의 1차 흡수경계조건을 적용하였다.

전장의 E_z 성분과 자장의 H_x 성분은 좌표의 위치 (49, 49, 55)에서 반복시간 7000회에 대한 시간응답을 그림 2와 그림 3에서 각각 나타내었다. 계산에 소요된 총 시간은 약 9시간 정도이며 사용된 컴퓨터의 기종은 Digital alpha 1000이다. 입력임피던스는 전압의 y성분에 대한 위치(57, 38.40, 38)과 전류의 z성분에 대한 위치(54.60, 38.44, 38)에서 계산된 시간함수값을 주파수 영역으로 변환(Fourier Transform)하였으며 무한거리에서의 복사특성을 해석하여 각각 그림 6과 그림 7에 나타내었다.

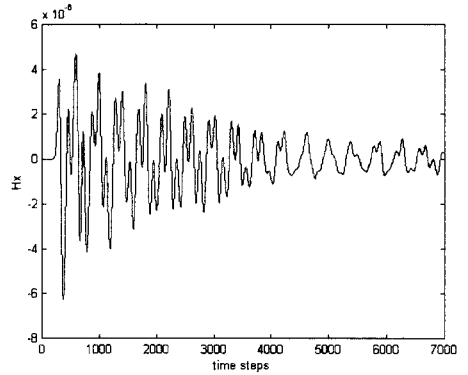
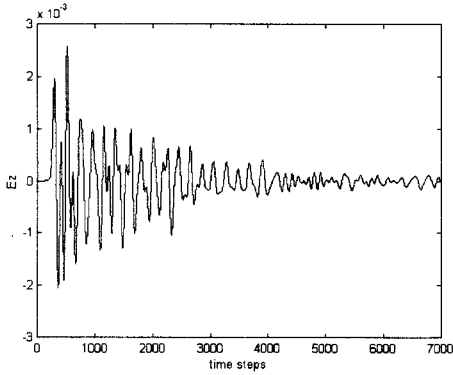


그림 2. 마이크로스트립 단일 패치(가로 : 6.24 cm 세로 : 6.1 cm) 안테나로서 중심주파수 1.575 GHz, (49, 49, 55)에서의 전자장의 시간응답

Fig. 2. Time response of electromagnetic fields at (49, 49, 55), center frequency 1.575 GHz as the microstrip single patch (width : 6.24 cm, length : 6.1 cm) antenna.

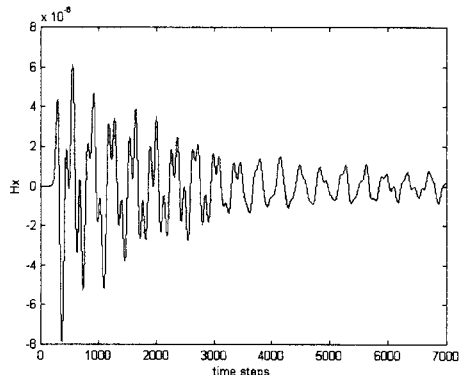
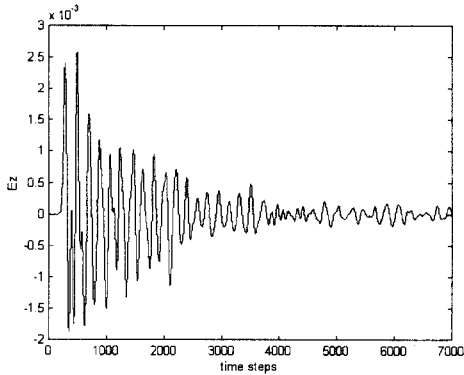


그림 3. 마이크로스트립 단일 패치(가로 : 5.497 cm, 세로 : 5.375 cm) 안테나로서 중심주파수 1.778 GHz, (49, 49, 55)에서의 전자장의 시간응답

Fig. 3. Time response of electromagnetic fields at (49, 49, 55), center frequency 1.778 GHz as the microstrip single patch(width : 5.497 cm, length : 5.375 cm) antenna.

또한 동일한 두개의 패치를 갖는 병렬 마이크로 스트립 안테나에 대하여 중심주파수는 4.8 GHz를 선택하였고 크기는 가로 1.83 cm 와 세로 1.3 cm 로 선택하였으며 Cell의 크기는 ($\Delta x = 1.1438$, $\Delta y = 0.8125$, $\Delta z = 0.5249$) mm로 선택하였다.

또 다른 병렬 패치로서 4개의 동일한 크기를 갖는 패치 안테나를 좌표의 위치 (50, 50, 55)에서 전

장의 E_z 성분과 자장의 H_x 성분에 대한 시간응답을 해석하여 그림 4와 그림 5에 각각 나타내었다. 입력임피던스와 복사특성은 그림 8과 9에서 각각 나타내었으며 이때 유전체 기판의 특성은 이전의 단일 패치에 대한 해석과 동일한 조건을 사용하였다.

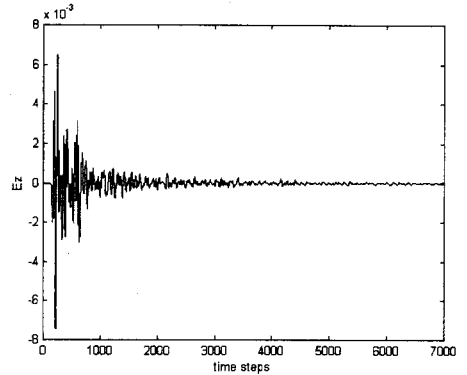
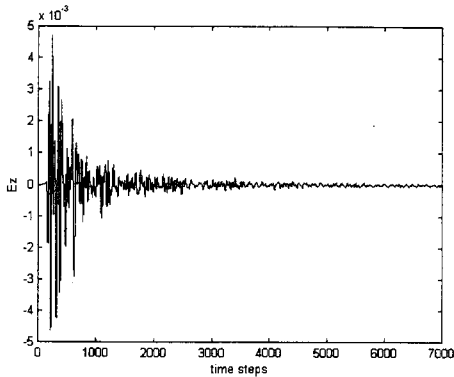


그림 4. 마이크로스트립 동일 크기 2개 배열 패치 안테나(가로 : 1.83 cm 세로 : 1.3 cm)로서 중심주파수 4.8 GHz, (50, 50, 55)에서의 전자장의 시간응답

Fig. 4. Time response of electromagnetic fields at(50, 50, 55), center frequency 4.8 GHz as the microstrip two patches array(width : 1.83 cm, length : 1.3 cm) antenna.

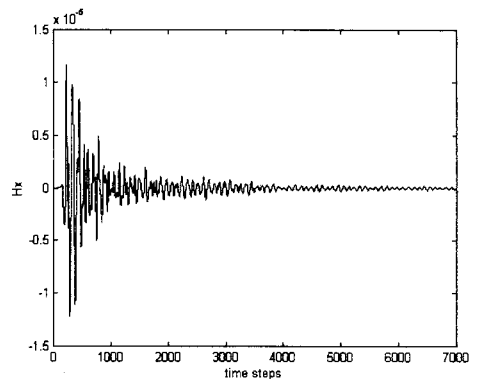
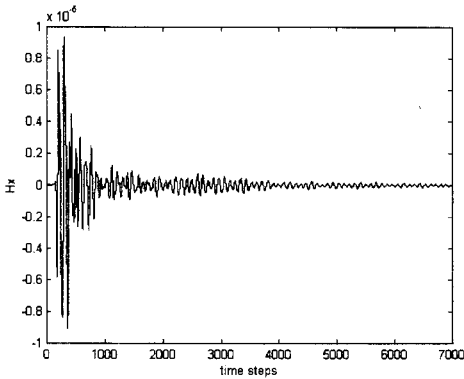


그림 5. 마이크로스트립 동일 크기 4개 배열 패치 안테나(가로 : 1.83 cm 세로 : 1.3 cm)로서 중심주파수 4.8 GHz (50, 50, 55)에서의 전자장의 시간응답

Fig. 5. Time response of electromagnetic fields at (50, 50, 55), center frequency 4.8 GHz as the microstrip four patches array(width : 1.83 cm, length : 1.3 cm) antenna.

따라서 본 논문의 수치해석적 결과는 2차 분산 경계조건과 Mur의 흡수경계조건과을 혼합 적용한 수치해석 결과와 일치함을 확인하였다.

VI. 결 론

유한차분시간영역법에 있어서 해석적 방법의 정확성과 용량의 제한을 극복하기위한 노력으로서 UAPML(unsplit Anisotropic Perfectly Matched Layer)법에 관한 연구는 최근 매우 활발히 연구되어지고 있다. 특히 이 방법은 다른 해석적 프로그램에 용이하게 적용할 수 있으며, 흡수 영역에서

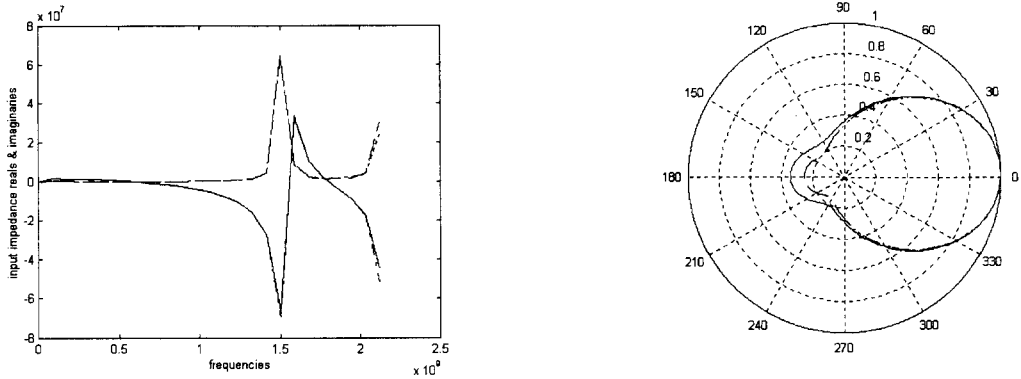


그림 6. 마이크로스트립 단일 패치 안테나로서 중심주파수 1.575 GHz

- (a) 복소 입력 임피던스(Mur's 1st abc : ——— - - - - , UAPML & SDBC : - - - - - - - - - -)
- (b) 복사패턴(Mur's 1st abc : ——— - - - - , UAPML & SDBC : - - - -)

Fig. 6. Center frequency 1.575 GHz at the microstrip single patch antenna

- (a) Complex input impedance(Mur's 1st abc : ——— - - - - , UAPML & SDBC : - - - - - - - - - -)
- (b) Radiation pattern(Mur's 1st abc : ——— - - - - , UAPML & SDBC : - - - -)

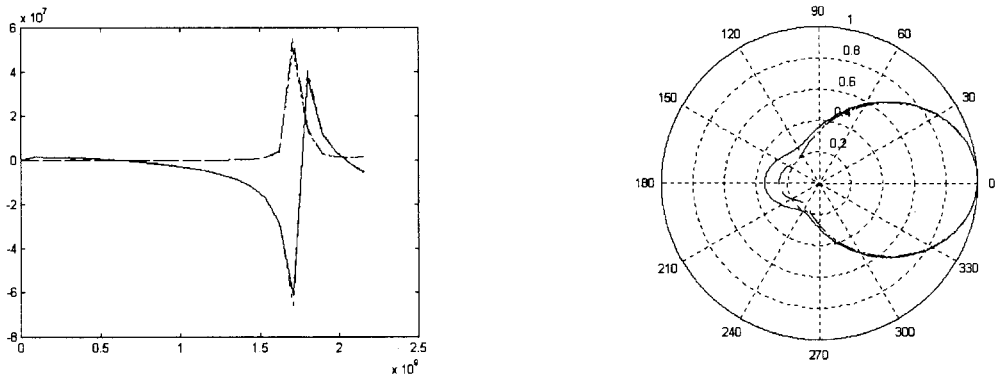


그림 7. 마이크로스트립 단일 패치 안테나로서 중심주파수 1.778 GHz

- (a) 복소 입력 임피던스(Mur's 1st abc : ——— - - - - , UAPML & SDBC : - - - - - - - - - -)
- (b) 복사패턴(Mur's 1st abc : ——— , UAPML & SDBC : - - - -)

Fig. 7. Center frequency 1.778 GHz at the microstrip single patch antenna.

- (a) Complex input impedance(Mur's 1st abc : ——— - - - - , UAPML & SDBC : - - - - - - - - - -)
- (b) Radiation pattern(Mur's 1st abc : ——— , UAPML & SDBC : - - - -)

전자파의 특성을 잘 고찰할 수 있다.

본 논문에서 제시된 3차원 UAPML법은 동축여기를 갖는 마이크로스트립 패치 안테나에 관한 해

석으로서 UAPML을 3차원 전체 영역에 적용하기보다 일부분을 적용하고 그 나머지 영역에서는 Mur의 흡수경계조건을 혼합 적용하여 해석하였다.

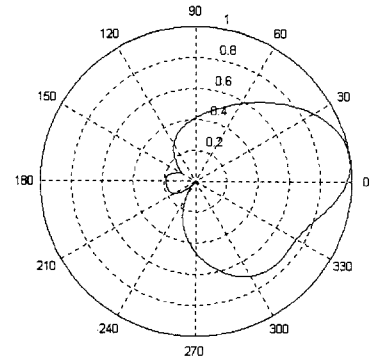
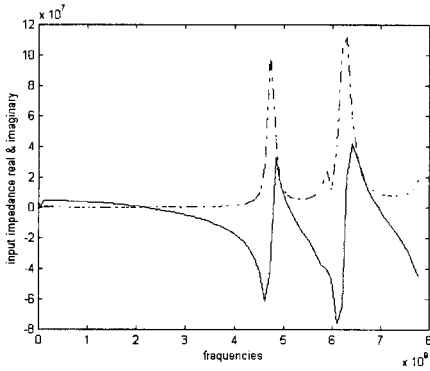


그림 8. 마이크로스트립 동일 크기 2개 배열 패치 안테나로서 중심주파수 4.8 GHz에서의 입력 임피던스의 실수 (—)와 허수(-----) 및 복사패턴

Fig. 8. Complex input impedance real(—) and imaginary(-----) and radiation pattern of center frequency 4.8 GHz as the microstrip two patches array antenna.

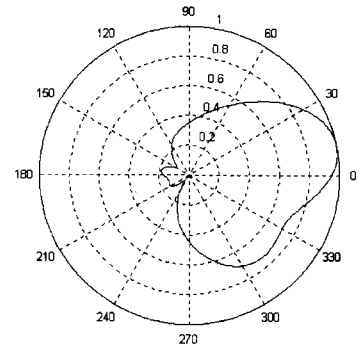
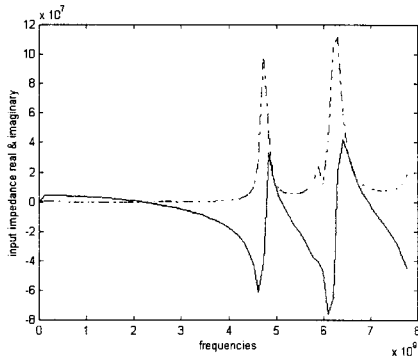


그림 9. 마이크로스트립 동일 크기 4개 배열 패치 안테나로서 중심주파수 4.8 GHz에서의 입력 임피던스의 실수 (—)와 허수(-----) 및 복사패턴

Fig. 8. Complex input impedance real(—) and imaginary(-----) and radiation pattern of center frequency 4.8 GHz as the microstrip four patches array antenna.

따라서 본 논문은 3차원 UAPML과 Mur의 흡수 경계조건을 혼합하여 해석할 수 있다는 것을 수치 해석적으로 입증하였다.

또한 이 방법의 장점은 다른 PML법과 비교하여 다소의 실행시간 및 프로그램 크기를 줄일 수 있는 부분적 적용과 정확한 해에 관한 연구가 지속

적으로 요구되며 또다른 좌표계를 이용한 해석방법의 확장이 요구된다.

참 고 문 헌

[1] Y. Suzuki and T. Chiba, "Computer Analysis

- Method for Arbitrarily Shaped Microstrip Antenna with Multiterminals," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, no. 6, pp. 585-590, June 1984
- [2] T. Kashiwa, T. Onish and I. Fukai, "Analysis of Microstrip Antennas on a Curved Surface Using the Conformal Grids FD-TD Method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, no. 3, pp. 423-427, March 1994.
- [3] S. S. Pattnaik, A. Devi, P. A. Satheesan, A. L. Das and B. K. Sinha, "Broadband Active Microstrip Antenna for Lower UHF Applications," *Microwave and Optical Technology Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 28-31, Jan. 1997.
- [4] K. Kunz and R. Luebbers, *Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. Boca Raton, FL : CRC, 1993
- [5] A. Taflove, *Computational Electromagnetics The Finite-Difference Time-Domain Method*. Artech House, INC., 1995.
- [6] G. Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Application of the Time-Domain Electromagnetic Field Equations," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, pp. 377-382, 1981.
- [7] J. P. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Wave," *J. Comp. Phys.*, vol. 114, pp. 185-200, May 1994.
- [8] J. C. Veihl and R. Mittra, "An Efficient Implementation of Berenger's Perfectly Matched Layer(PML) for Finite-Difference Time-Domain Mesh Truncation," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.* vol. 6, no. 2, pp. 94-96, July 1996.
- [9] M. Tong, Y. Chen and R. Mittra, "An Enhanced 2D-FDID Solver for Analyzing Guided Wave Structures," *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1002-1005, 1997.
- [10] 박동희, 김정기, "유한차분시간영역(FDTD)법에 있어 Mesh Truncation을 위한 비등방성 완전정합층에 관한 연구", *한국전자과학회 논문지*, vol. 9, no. 5, pp. 678-686, Oct. 1998.

박 동 희

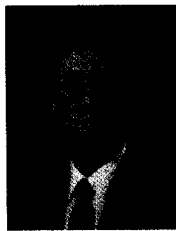


1985년 2월 : 청주대학교 공과대학
전자공학과(공학사)
1987년 2월 : 중앙대학교 대학원 전
자공학과(공학석사)
1992년 2월 : 중앙대학교 대학원 전
자공학과(공학박사)
1996년 12월 ~ 1998년 1월 : Pen-
sylvania 주립대학교 전기공학과 Post Doc.

1992년 4월 ~ 현재 : 국립충주대학교 전자통신공학과
조교수

[주 관심분야] 안테나 및 전자파 산란, EMI/EMC, 전
자파 흡수 등

김 정 기



1961년 3월 ~ 1965년 2월 : 연세대
학교 공과대학 전기공학과(공학
사)

1967년 3월 ~ 1965년 2월 : 연세대
학교 대학원 전기공학과(공학석
사)

1970년 9월 ~ 1975년 2월 : 연세대
학교 대학원 전기공학과(공학박사)

1970년 3월 ~ 1977년 2월 : 광운대학교 통신공학과
부교수.

1977년 3월 ~ 현재 : 중앙대학교 전자공학과 교수