

시간영역 유한차분법을 이용한 휴대용 전화기의 모노폴 안테나 특성분석

(Analysis of the monopole antenna characteristics of handy phone using Finite Difference Time Domain(FDTD) Method)

손 영 수* · 윤 현 보*

(Young-Su Son* · Hyun-Bo Yoon*)

요 약

800MHz대 휴대용 전화기에서, 모노폴 안테나의 입력임피던스, 입력전력 및 복사패턴을 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하여 계산하였다. FDTD로 모노폴 안테나의 주파수특성 해석을 위해, 휴대용 전화기를 모노폴 안테나가 도체 박스에 접속된 형태로 모델링하고, 도선구조의 FDTD 해석을 위해, Yee 알고리즘을 가는 도선 근사법 및 맥스웰 적분방정식을 이용하여 변형한 알고리즘[11]을 적용하였다. 또한, 도체 박스에 의한 모노폴 안테나의 복사특성 영향을 관찰하기위해, 모노폴 안테나 및 도체 박스주위에 분포하는 주변자계로부터, 전류분포를 직접 구하여 복사패턴을 계산하는 방법을 제시하고, 기존의 FDTD 복사패턴 계산방법에 의한 결과와 비교하였다. 모든 FDTD 계산결과는 휴대용 전화기의 전체 길이를 $\lambda/2$ 가 되도록 제작, 측정결과와 비교, 잘 일치하고 있음을 확인하였다.

Abstract

The broadband input impedance, the input power and the radiation pattern of the monopole antenna attached to the handy phone operated at 800MHz are calculated by using the Finite Difference Time Domain (FDTD) Method. For the FDTD analysis of frequency characteristics of monopole antenna, the handy phone is modeled with the geometry that the monopole antenna is connected to a conducting box, and the modified FDTD algorithm[11] used the thin wire approximation method and the Maxwell's integral equation from the original Yee algorithm is applied for the analysis of the wire structure. Also, by means of finding the current distribution directly from circumferencial magnetic fields around the monopole antenna and the conducting box, the radiation pattern is calculated to observe the influence of the conducting box, and is compared with the results of the known method for the FDTD calculation of radiation pattern. For the experiments, the handy phone of which full length including antenna is $\lambda/2$ is manufactured and we confirm that all computation results are agree well with the measured values.

I. 서 론

1966년 K.S.Yee[1]가 제안한 시간영역 유한차분법(이하 FDTD)은 전자파의 전파를 지배하는 맥스

웰 미분방정식을 유한 체적을 갖는 3차원 해석대상 영역내에서, 전계 및 자계를 시간과 공간에 대해 적절한 분할하고, 시간영역 광대역 펄스에 따른 과도 응답을 푸리에 변환과정을 통하여, 해석대상의 주파

* 동국대학교 전자공학과 (Dept. of Electronics Eng., DongGuk University)

수특성 근사해를 구하는 방법으로서, 주로 전자파의 산란, 투과 및 RCS 등의 해석분야에 광범위하게 응용되어왔다.[2], [3]

1989년 A.Reineix 및 Bernard[4]가 마이크로스트립 패치안테나의 제 특성을 FDTD로 해석하면서 시작된 안테나 문제에서의 FDTD 적용은 다양한 복사구조를 갖는 안테나의 입력 임피던스, 복사특성 등을 기존의 주파수영역 수치해석방법에 의한 결과 및 실험치와 비교, 그 해석의 정확성이 입증되면서 FDTD를 이용하여 각종 안테나의 특성을 해석하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.[5], [6], [7]

특히, 안테나의 복사구조 중, 가장 간단하면서도 광범위하게 활용되고 있는 도선(wire)구조의 모노폴 안테나는 최근 급속히 확산되고 있는 개인 휴대용 전화기의 안테나로 이용되면서, 유한 접지판의 영향을 고려한 모노폴 안테나의 임피던스 및 복사특성 등을 해석, 휴대용 전화기의 복사성능 개선을 도모하기 위한 연구가 계속되고 있다.[8], [9]

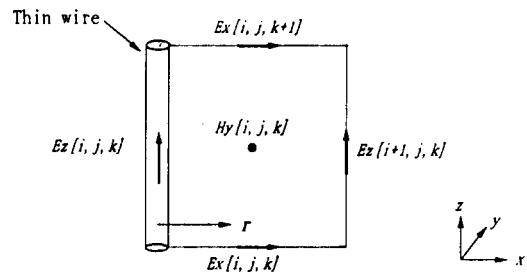
따라서, 본 연구에서는 국내 휴대용 전화기의 사용주파수 영역인 800Mhz대에서 휴대용 전화기를 도체 박스상에 모노폴 안테나가 부착된 형태로 모델링하여, FDTD로 모노폴 안테나의 광대역 입력 임피던스 및 입력 전력을 계산하고, 실험을 통하여 FDTD에 의한 입력 임피던스계산의 유용함을 확인하였다. 또한, FDTD에 의해 모노폴 안테나 및 도체 박스의 전류분포를 직접 구하여, 복사패턴을 계산하는 방법을 제시하고, 그 결과를 FDTD로 표면전류(Js) 및 표면자류(Ms)를 구하여 복사패턴을 계산하는 기존의 방법[10]과 비교하였다. 도선구조를 갖는 안테나의 원거리 복사패턴 계산의 경우, 제시한 방법이 기존방법에 비해 계산과정이 간단하고, 계산수행시간이 감축됨을 알 수 있었으며, 실험을 통하여 제시한 방법의 타당성을 확인하였다. 도선구조의 FDTD 해석을 위해 모노폴 안테나는 가는 도선 근사법[11](thin wire approximation)을 이용하였으며, 입력신호는 주파수영역 해석방법인 모멘트 법(MOM) 등에서 도선의 여기신호로 이용하는 magnetic frill 소스[12]방법을 적용하였다.

II. FDTD 모델링

2-1. 가는 도선 모델링

FDTD로 해석하고자 하는 대상이 가는 도선, 좁은 슬롯등과 같이 FDTD격자(Yee cell)의 한쪽 길이보다 작은 구조를 포함할 경우, 이 구조를 정확히 해석하기 위해서는 격자를 해석구조보다 충분히 작게 분할하여야 하므로, FDTD 계산시간의 증가 및 메모리 부족등의 문제가 발생하여 비효율적이다.

따라서, 모노폴 안테나와 같은 가는 도선 구조의 해석을 위해서는 맥스웰 방정식의 미분형을 유한차분형태로 표현한 기존의 FDTD식을 가는 도선 근사법 및 맥스웰방정식 적분형을 이용한 새로운 FDTD식을 사용하므로써 이들 구조를 효과적으로 해석할 수 있다.



[그림 1] 가는 도선 모델링을 위한 FDTD 전자계 성분 위치

[Fig. 1] FDTD field location for thin wire modeling

[그림 1]에서 FDTD 계산영역내의 수직전계성분 $E_z(i, j, k)$ 가 반경 r_0 인 도선의 중앙에 위치하고 r_0 가 FDTD격자 길이 $\Delta x/2$ 보다 작다고 가정하면, 도선주위의 전자계 성분은 근사적으로 도선중앙으로부터의 거리 r 의 역에 비례한다. 이를 수식으로 표현하면, 도선으로부터 r 거리의 주위 전자계 H_y, E_x 는

$$H_y(r, j, k) \cong H_y(i, j, k) \cdot \frac{\Delta x}{2r}$$

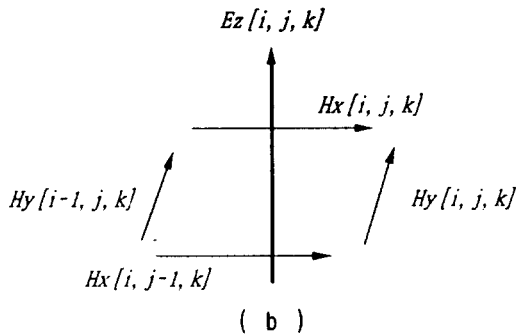
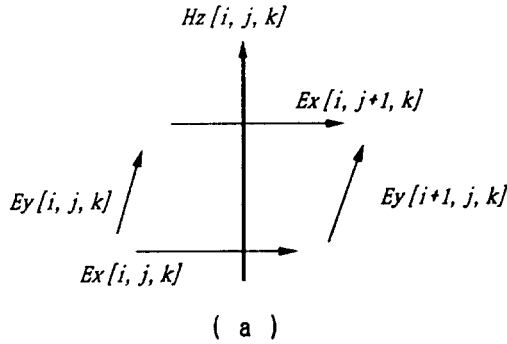
$$E_x(r, j, k) \cong E_x(i, j, k) \cdot \frac{\Delta x}{2r} \dots\dots\dots(1) \text{이 된다.}$$

한편, 도선을 완전도체로 가정하면, 맥스웰방정식 적분형은

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_s \epsilon \vec{E} \cdot \vec{d}s = \oint_c \vec{H} \cdot \vec{d}l$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_s \mu \vec{H} \cdot \vec{d}s = - \oint_c \vec{E} \cdot \vec{d}l \dots (2) \text{로 표현되며,}$$

FDTD 격자에서의 전자계성분 위치는 [그림 2]와 같으므로,



[그림 2] FDTD 셀에서의 전자계성분 분포
(a) Hz[i,j,k] 주위 (b) Ez[i,j,k] 주위
[Fig. 2] Field component distribution at FDTD cell
(a) relative to Hz[i,j,k] (b) relative to Ez[i,j,k]

식 (2)를 유한차분방정식 형태로 표시하면,

$$\epsilon \frac{\partial E_z(i, j, k)}{\partial t} = \frac{H_x(i, j-1, k) - H_x(i, j, k)}{\Delta_y} + \frac{H_y(i, j, k) - H_y(i-1, j, k)}{\Delta_x}$$

$$- \mu \frac{\partial H_z(i, j, k)}{\partial t} = \frac{E_x(i, j, k) - E_x(i, j+1, k)}{\Delta_y} +$$

$$\frac{E_y(i+1, j, k) - E_y(i, j, k)}{\Delta_x} \dots \dots \dots (3) \text{이 된다.}$$

따라서 Maxwell-Faraday 방정식의 유한차분형태인 식(3)과 식(1)을 이용, [그림 1]에서와 같이 4개의 전계위치를 따라 적분하여 정리하면,

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} [E_y^*(i, j, k+1) - E_y^*(i, j, k)]$$

$$+ \frac{2\Delta t}{\mu \Delta y \ln(\frac{\Delta y}{r_0})} \cdot E_z^*(i, j+1, k)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} [E_x^*(i, j, k) - E_x^*(i, j, k+1)]$$

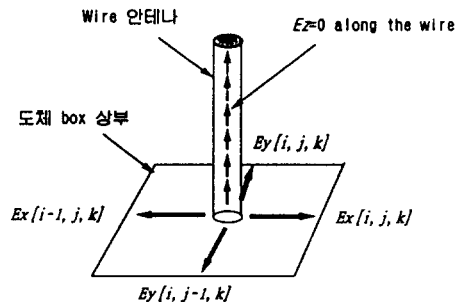
$$+ \frac{2\Delta t}{\mu \Delta x \ln(\frac{\Delta x}{r_0})} \cdot E_z^*(i+1, j, k) \dots \dots \dots (4) \text{로서,}$$

가는 도선을 모델링하기 위한 변형된 FDTD 식을 얻을 수 있다.

2-2 여기신호 모델링

주파수영역 수치해석법인 MOM 등에서 주로 사용하고 있는 도선 안테나의 입력신호 여기방법으로는 도선의 중앙에 미소간격(δ-gap)이 존재한다고 가정, 이 미소간격에 도선의 축방향으로 수직 전계성분을 인가하는 δ-gap 소스 여기방법과 도선 안테나 여기점주위에 분포하는 자류(magnetic current)를 인가하는 magnetic frill 소스 여기방법등이 있다.

본 연구에서는 여기신호로 magnetic frill 소스방법을 이용하였으며, FDTD에서의 frill 소스 모델링은 다음과 같다.



[그림 3] FDTD에서의 여기신호 모델링
[Fig. 3] Excitation source modeling of FDTD

[그림 3]과 같이, 도체 박스상부에 위치한 모노폴 안테나의 축방향을 따라 존재하는 전계의 수직성분 E_z 를 0으로 놓고, 신호 여기위치인 도체 박스상부 표면에서 네개의 접선 전계성분 $E_x(i, j, k)$, $E_x(i-1, j, k)$, $E_y(i, j, k)$, $E_y(i, j-1, k)$ 를 앞서의 가는 도선 근사법을 적용하므로써 여기신호로 상용할 수 있으며, 이를 FDTD에서의 수식으로 표현하면

$$E_x^n(i, j, k) = -E_x^n(i-1, j, k) = \frac{-V(n\Delta t)}{\ln\left(\frac{\Delta x}{r_0}\right)}$$

$$E_y^n(i, j, k) = -E_y^n(i, j-1, k) = \frac{-V(n\Delta t)}{\ln\left(\frac{\Delta y}{r_0}\right)}$$

.....(5)와 같이

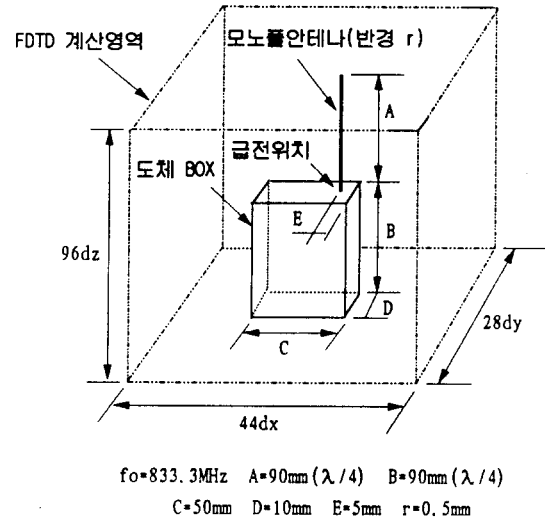
E_x, E_y : 신호 여기위치에서의 접선 전계성분
 $V(n\Delta t)$: 시간영역 특정 여기전압, r_0 : wire 반경

나타낼 수 있다. 이 여기방법은 접선 전계성분 E_x, E_y 를 MOM 방법에서 도선 주위에 인가하는 자유 소스와 등가인 것으로 간주할 수 있다.

III. 수치해석 및 실험 결과

800MHz대 휴대용 전화기에서의 모노폴 안테나 특성을 FDTD로 계산하기 위하여 [그림 4]와 같이 모노폴 안테나가 도체 박스에 부착된 형태로 모델링 하였다. 여기서, 도체 박스는 무손실, 완전도체로 가정하며, 모노폴 안테나주위의 전자계 이외의 모든 FDTD계산은 Yee 알고리즘을 적용하여 수행하고, FDTD 계산영역의 외곽경계는 Mur의 1차 흡수경계 조건을 이용하였다.[13] 또한 격자의 크기는 Courant의 안정조건을 만족하도록 분할하였으며, 해석대상과 외곽경계사이에는 FDTD의 일반적인 기준인 10 셀 보다 약간 큰 12셀이 되도록 하였다. 휴대용 전화기의 동작주파수는 833.3MHz로 설정, 안테나를 포함한 휴대용 전화기의 전체 길이가 $\lambda/2$ 가 되도록 하였으며, 실험을 위해 도체 박스는 0.5mm 동판으로 제작하고, 동축커넥터를 이용하여 [그림 4]의 위

치에 안테나를 부착하였다. 또한, 특성임피던스 50ohm이 되도록 임피던스 정합회로를 구성하였다.



[그림 4] 휴대용 전화기의 FDTD 계산영역
 [Fig. 4] FDTD Computation domain of handy phone

3-1. 입력 임피던스 및 입력 전력

모노폴 안테나의 광대역 임피던스계산을 위해, 여기 신호로는 광대역 주파수를 포함하는 0.1313ns 주기를 갖는 Gaussian 펄스를 사용하며, FDTD 격자는 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 2.5\text{mm}$, 전체 계산영역은 $44\Delta x \times 28\Delta y \times 96\Delta z$ 로 분할하였다.

모노폴 안테나와 도체 박스의 접속부위인 급전점을 흐르는 시간영역 입력전류 $I_s(n\Delta t)$ 는 급전위치에서의 모노폴 안테나 수직전계 $E_z(i, j, k)$ 주위에 분포하는 자계성분 H_x 및 H_y 를 선적분(line integral)하므로써 구할 수 있다.

즉, 주위자계 $H_x(i, j, k)$, $H_x(i, j-1, k)$, $H_y(i, j, k)$ 및 $H_y(i, j-1, k)$ 는 식(4)로서 구해지며 급전점에서의 입력전류 $I_s(n\Delta t)$ 는

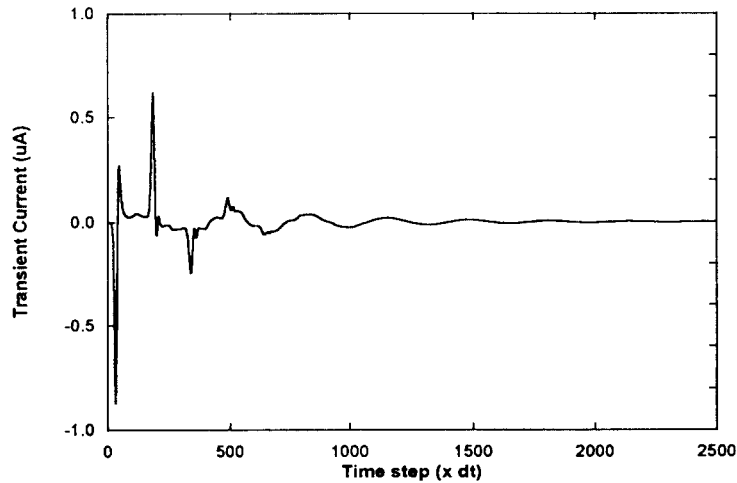
$$I_s(n\Delta t) = [H_x^{n+1/2}(i, j-1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)] \cdot \Delta x + [H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1, j, k)] \cdot \Delta y$$

.....(6)로 표현된다.

따라서, 여기신호인 Gaussian 펄스전압 $V_s(n\Delta t)$ 및 입력전류 $I_s(n\Delta t)$ 를 식(7)과 같이, 푸리에 변환 하므로써 광대역 주파수에서의 입력 임피던스를 구할 수 있다.

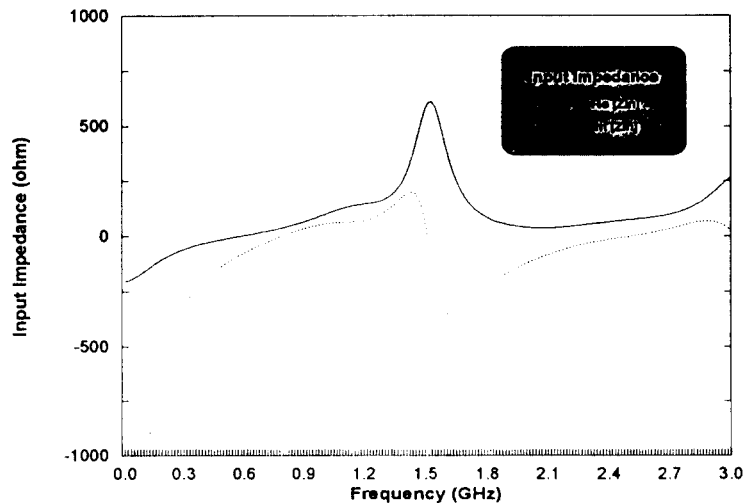
$$Z_{in}(\omega) = \frac{(V_s(n\Delta t))}{(I_s(n\Delta t))} = \frac{V_s(\omega)}{(I_s(\omega))} \dots\dots\dots(7)$$

광대역에서의 입력 임피던스를 15MHz의 주파수 해상도를 갖도록 16384번의 FFT를 수행한 결과, 급전점을 흐르는 과도입력전류 $I_s(n\Delta t)$ 는 [그림 5]와 같으며, 입력 임피던스는 [그림 6]과 같이 계산되었다.



[그림 5] 급전점에서의 과도 입력전류

[Fig. 5] Transient input current at excitaion point



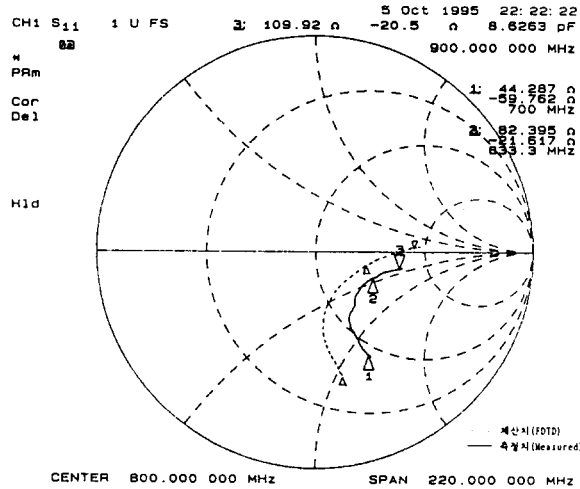
[그림 6] 모노폴 안테나의 광대역 입력 임피던스

[Fig. 6] Broadband input impedance of monopole antenna

안테나 동작주파수 주위인 700-900MHz에서 입력 임피던스의 변화를 측정, 수치해석 결과와의 비교를 [그림 7]에 나타내었다. 임피던스 궤적이 비교적 잘 일치하고 있음을 알 수 있으나, 계산결과와의 편이는 임피던스 정합회로 구성에 있어서의 오차에 기인하는 것으로 판단된다.

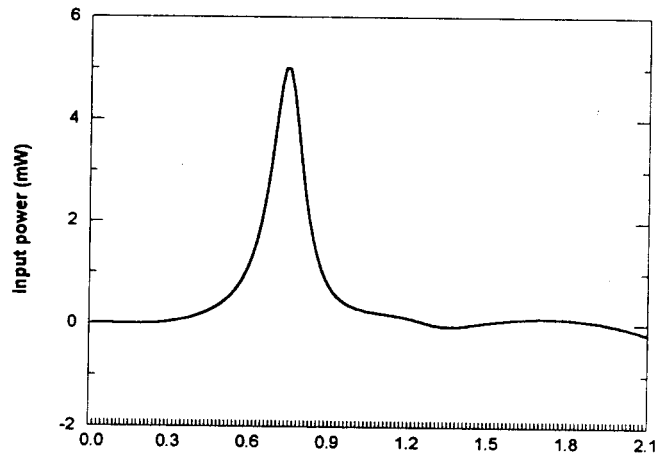
모노폴 안테나의 입력전력은 앞서 구한 광대역 여기신호의 입력전압 및 전류 $V_s(w)$, $I_s(w)$ 로부터 식 (8)에 의거, 쉽게 계산할 수 있으며, 광대역에서의 입력전력 계산결과는 [그림 8]과 같다.

$$P_{in}(w) = \text{Re}[V_s(w) \cdot I_s(w)] \dots\dots\dots(8)$$



[그림 7] 동작주파수 부근에서의 입력임피던스 변화

[Fig. 7] Input impedance variation near the operating frequency

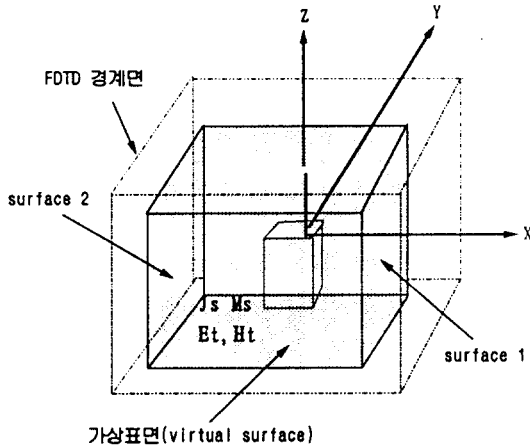


[그림 8] 모노폴 안테나의 광대역 입력 전력

[Fig. 8] Broadband input power of monopole antenna

3-2 복사 패턴

FDTD를 이용한 원거리에서의 전자계 성분계산은 주로 산란이나 RCS 등을 해석하기 위해 1982년 Allen Taflov에 의해 제안되었으며, 안테나 복사패턴 계산에의 적용은 1989년 Alain Reineix가 마이크로 스트립 안테나의 복사패턴을 FDTD로 계산한 것을 시초로, 다양한 종류의 안테나 복사패턴 해석에 이 방법이 이용되고 있다.



[그림 9] FDTD로 복사패턴 계산을 위한 가상표면
[Fig. 9] Virtual surface for FDTD calculation of radiation pattern

[그림 9]와 같이, 복사구조의 주위에 유도되는 표면 전류 및 표면 자류분포는 FDTD 계산영역내에 존재하는 복사구조와 외곽 경계사이에 FDTD 격자 구조와 같은 육면체의 가상표면(Virtual surface)을 설정하여 각 6개 표면에서의 근거리 접선 전자계 성분을 FDTD로 계산하고, 이를 Huygen의 등가원리 [14]를 이용하므로써 구할 수 있으며,

$$\begin{aligned} \vec{J}_{Seq}(\vec{r}) &= \hat{n} \times \vec{H}_s(\vec{r}) \\ \vec{M}_{Seq}(\vec{r}) &= -\hat{n} \times \vec{E}_s(\vec{r}) \end{aligned} \dots\dots\dots(9)$$

J_{Seq} : 가상표면 Sa에서의 등가 표면전류,
 M_{Seq} : 가상표면 Sa에서의 등가 표면자류
 n : 가상표면 Sa에서의 out normal 벡터

이 J_s 및 M_s 를 식(10), (11)과 같이 근, 원거리 전자계 변환(near to far field transformation)하므로써, 다이폴 안테나에서의 원거리 복사패턴을 구할 수 있다.

$$E_\theta = (-jk_0 \eta_0) \left[A_\theta + \frac{F_\theta}{\eta_0} \right] \dots\dots\dots(10)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{A} \\ \vec{F} \end{bmatrix} = \left(\frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \right) \iint_{sa} \begin{bmatrix} \vec{J}_{Seq} \\ \vec{M}_{Seq} \end{bmatrix} \cdot e^{jk_0 r' \cos \zeta} dS_a' \dots\dots\dots(11)$$

여기서, $k_0 = 2\pi/\lambda$, $\eta_0 = 120\pi$

\vec{A} : magnetic vector potential

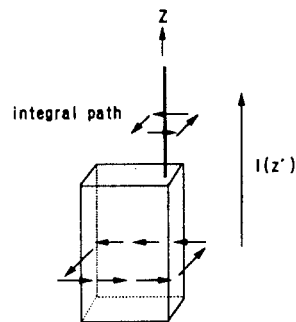
\vec{F} : electric vector potential

$$r' \cos \zeta = (x' \cos \phi + y' \sin \phi) \sin \theta + z' \cos \theta$$

본 연구에서는 모노폴 안테나 및 도체 박스 주위에 분포하는 자계를 이용하여 직접 전류분포 $I(z)$ 를 구하여 복사패턴을 계산하는 방법을 제시하고, 그 결과를 기존의 방법과 비교한다.

$\lambda/2$ 다이폴 안테나와 같은 도선구조의 안테나는 축방향(z)을 따라, 급전점 위치에서 최대값을 갖는 정현 형태의 전류분포가 형성되며, 무한 접지판상의 $\lambda/4$ 모노폴 안테나는 영상이론에 의거, $\lambda/2$ 다이폴 안테나와 동일한 전류분포 및 복사패턴을 갖는다.

따라서, 유한면적을 갖는 도체판에 접속된 $\lambda/4$ 모노폴 안테나의 전류분포 및 복사패턴을 관찰하므



[그림 10] 전류분포의 FDTD계산을 위한 적분경로
[Fig. 10] Integral path for FDTD calculation of current distribution

로서, 휴대용 전화기에 부착된 모노폴 안테나의 유한 접지판에 의한 복사패턴영향을 해석할 수 있다.

전류분포는 [그림 10]과 같이 모노폴 안테나의 축방향 주위 및 도체 박스 주위에 분포하는 자계를 z 방향의 각 FDTD 격자점에서 식(5)를 이용하므로써 구할 수 있으며, 이 전류분포 $I(z')$ 를 이용, 식(12) 및 (13)에 의해, 복사패턴을 계산하므로써, FDTD 계산영역내의 6개 가상표면 각 격자점에 분포하는 표면전류 및 자유밀도를 구하여, 원거리 복사패턴을 계산하는 기존의 방법에 비해, 계산과정 및 계산수행시간을 크게 줄일 수 있다.

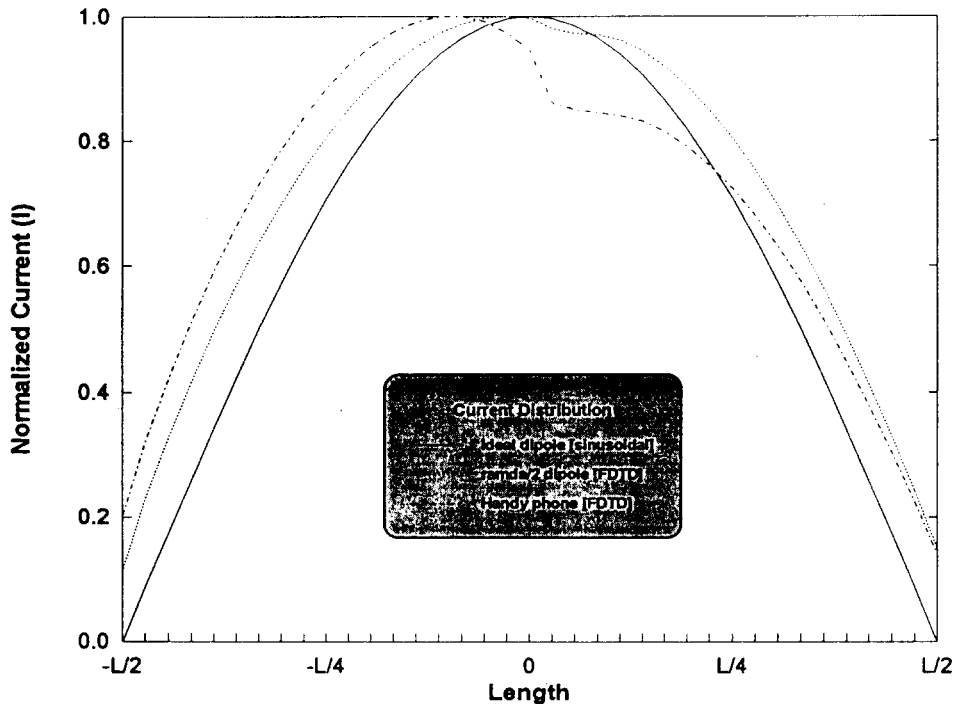
$$A_z = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int I(z') e^{jk_0 z' \cos\theta} dz' \dots\dots\dots(12)$$

$$E_\theta = j\omega\mu \sin\theta A_z \dots\dots\dots(13)$$

[그림 11]은 833.3MHz에서 FDTD로 계산된 $\lambda/2$

다이폴안테나와 휴대용 전화기에서의 전류분포를 이상적인 $\lambda/2$ 다이폴의 전류분포와 비교한 것으로, 휴대용 전화기의 경우, 도체 박스의 영향으로 전류분포가 이상적인 $\lambda/2$ 다이폴의 정현분포에 비해 도체 박스측으로 편이되어 급전부위에서 전류분포가 일그러짐을 관찰할 수 있다.

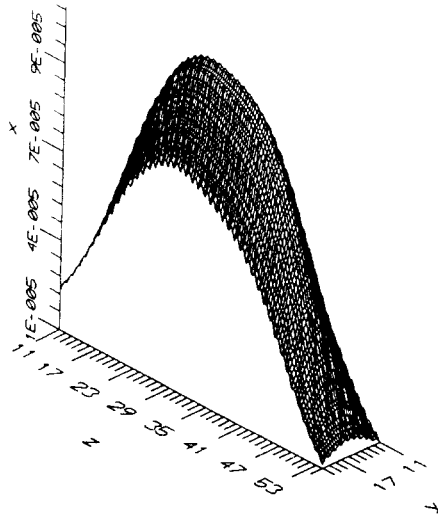
안테나 복사패턴의 FDTD계산을 위해 사용하는 여기신호는 임피던스계산의 경우와는 달리, 광대역 주파수를 갖는 Gaussian 펄스보다는 안테나 동작주파수의 단일 주파수를 갖는 연속적인 정현파 신호를 여기하는 것이 효율적이다. 따라서, 본 연구에서는 원거리 복사특성의 계산을 위해 833.3MHz의 정현파를 여기신호로 사용하였으며, 사용한 FDTD 격자의 크기는 임피던스 계산의 경우보다 큰 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 5\text{mm}$ 로 분할, 전체 계산영역을 $40\Delta x = 32\Delta y = 66\Delta z$ 로 설정하였다. [그림 12]는 $t = 11.3\text{ns}$ 에서, 도체박



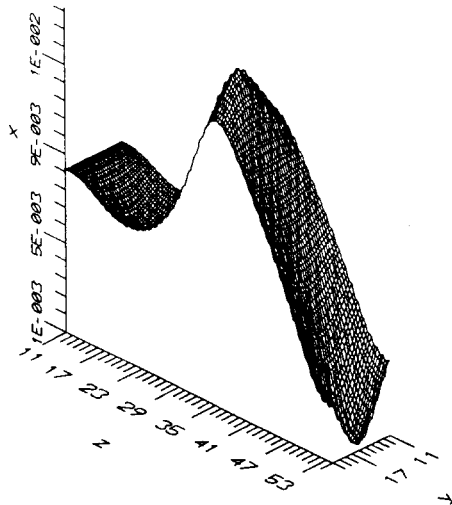
[그림 11] 휴대용 전화기에서의 전류분포

[Fig. 11] Current distribution of handy phone

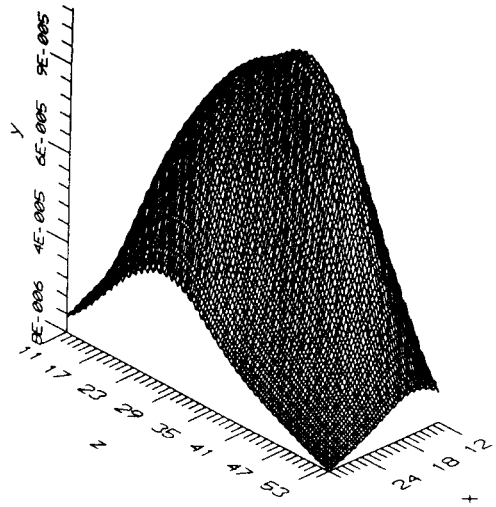
스로 부터 4셀 떨어진 가상표면 1 및 2에 분포하는 표면전류 및 자류밀도를 시각화하였으며, $\lambda/2$ 다이폴 안테나와 도체 박스에 부착된 $\lambda/4$ 모노폴 안테나에서의 복사특성을 비교하기 위해, $\phi=0^\circ$ 에서, 기존 계산방법에 의한 E_0 패턴과 전류분포 $I(z')$ 를 이용하여 계산한 E_0 패턴을 [그림 13]에 나타내었다.



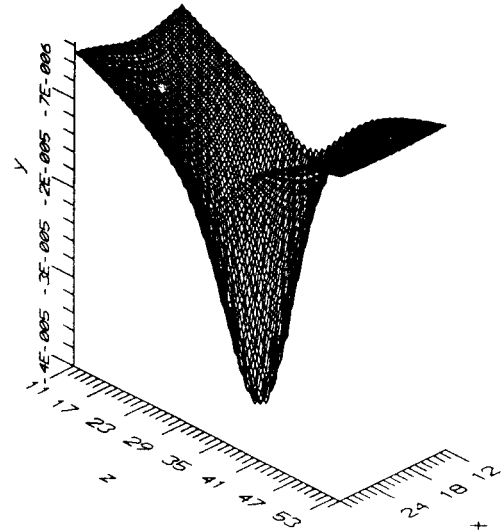
a) Jz at surface1



b) My at surface1



c) Jz at surface 2



d) Jz at surface2

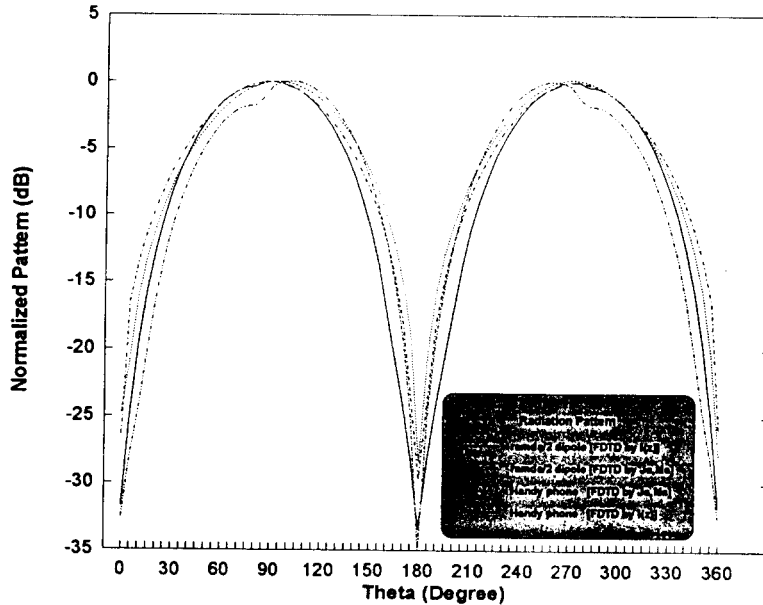
[그림 12] $t=11.3\text{ns}$ 에서 FDTD 가상표면의 J_s, M_s 분포

[Fig. 12] J_s, M_s distribution of FDTD virtual surface at $t=11.3\text{ns}$

모노폴 안테나의 경우, 유한 도체 박스의 영향으로 $\lambda/2$ 다이폴 안테나에 비해, 복사패턴이 90° 축방향 아래로 처지는 것을 관찰할 수 있다. 833.3MHz에

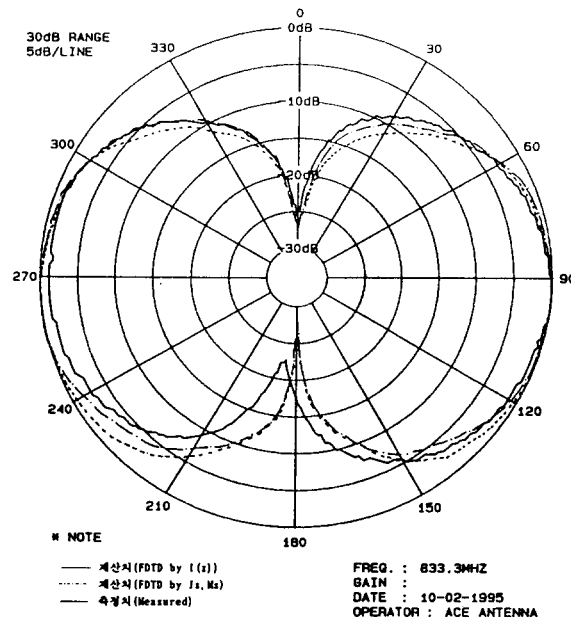
서, 도체 박스에 부착한 모노폴 안테나의 원거리 복사패턴을 측정된 결과, [그림 14]와 같이 기존 방법 및 제시한 방법에 의해 계산한 결과가 잘 일치하고

있음을 확인하였으며, 따라서, 도선구조를 갖는 안테나의 경우, 제시한 FDTD 복사패턴 계산방법의 타당성을 확인하였다.



[그림 13] 833MHz에서 $\lambda/2$ 다이폴 및 도체박스에 부착된 모노폴 안테나의 복사패턴 E_θ ($\phi=0^\circ$)

[Fig. 13] E_θ radiation pattern of $\lambda/2$ dipole and monopole antenna connected to conduction box at 833MHz ($\phi=0^\circ$)



[그림 14] 833MHz 모노폴 안테나에서 복사패턴의 계산 및 측정 결과

[Fig. 14] Calculated and measured radiation pattern of monopole antenna at 833.3MHz

IV. 결 론

국내 휴대용 전화기의 사용주파수 영역인 800MHz에서, 휴대용 전화기에 부착된 모노폴 안테나의 특성해석을 위해, 모노폴 안테나가 도체 박스에 부착된 형태로 모델링하여, FDTD로 입력 임피던스, 입력 전력 및 원거리 복사특성을 계산하였다. 입력 임피던스의 계산을 위해, 모노폴 안테나와 같은 가산 도선구조의 FDTD해석을 위해 제안된 방법을 적용하여 해석하였으며, 833.3MHz의 동작주파수에서 휴대용 전화기의 전체길이가 $\lambda/2$ 가 되도록 도체 박스 및 안테나를 제작, 동작주파수 부근인 700-900MHz사이에서 입력 임피던스 변화를 측정한 결과, 계산결과와 잘 일치함을 확인하였다.

또한 모노폴 안테나 및 도체 박스의 전류분포를 FDTD로 직접 구하여, 원거리 복사특성을 계산하는 방법을 제시하고, 기존의 FDTD 복사패턴 계산방법 및 실험결과와 비교, 양호한 결과를 얻으므로, 제시한 방법의 타당성을 확인하였으며, 기존 방법에 비해, 계산과정 및 계산수행시간을 줄일 수 있었다. 휴대용 전화기에서, 유한 접지판의 영향으로 모노폴 안테나의 복사특성이 $\lambda/2$ 다이폴 안테나에 비해 90° 축방향 아래로 처지는 특성을 나타내었다.

향후, 도선구조를 갖는 다이폴 배열안테나 또는 전자기결합 마이크로 스트립 다이폴 배열 안테나등의 복사특성 해석에 본 논문에서 제시한 방법을 적용할 수 있을 것으로 생각하며, 이에 대한 연구가 계속되어야겠다.

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 Propagat., vol.AP-14, pp.302-307, May 1966

[2] A. Taflove and M.E. Brodwin, "Numerical solution of steady state electromagnetic

scattering problems using time dependent Maxwell's equations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-23, pp.623-630, Aug. 1975

[3] A. Taflove and K. Umashankar, "Radar Cross section of General Three Dimensional Scatterers," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-25, no.4, pp.433-440, Nov. 1983

[4] A. Reineix and B. Jecko, "Analysis of microstrip patch antenna using finite difference time domain method," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-37, no.11, pp. 1361-1369, Nov. 1989

[5] J.G. Maloney and G.S. Smith, "Accurate computation of radiation from simple antenna using the FDTD," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.AP-38, pp.1059-1068, July 1990

[6] P.A. Tirkas and C.A. Balanis, "Finite Difference Time Domain Method for Antenna Radiation," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-40, pp.334-340, March 1992

[7] E. Thiele and A., Taflove, "FDTD analysis of vivaldi flared horn antennas and array," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.42, no.5, pp.633-641, May 1994

[8] S. Bhattacharya and S.A. Long, "Input impedance of a monopole antenna attached on a cubicle conducting box," IEEE Antennas Propagat., Vol.35, pp.756-762, July 1987

[9] A. Chu and S.A. Long, "The radiation pattern of a monopole antenna attached to a conducting box," IEEE Antennas propagat., Vol.38, pp.1907-1911, Dec. 1990

[10] K. Umashankar and A. Taflove, "A novel method to analyze electromagnetic scattering of complex objects," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-24,

- no.4, November, 1982
- [11] K. Umashankar and A. Taflove, "Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity," IEEE Trans. Antennas propagat., Vol.AP-35, no.11, pp.1248-1257, Nov. 1987
- [12] R. Luebbers and Li Chen, "FDTD calculation of radiation patterns, impedance, and gain for a monopole antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.40, no.12, pp. 1577-1582, December 1992
- [13] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equations," IEEE Trans. Electromagn, Compat., vol.EMC-23, no.4, pp.377-382, Nov. 1981
- [14] C.A. Balanis, Advanced Engineering Elcetromagnetics., John Wiley & Sons, 1989