

論文99-36D-2-4

휴대용 이동통신 전화기에 탑재된 모노폴 안테나와 PIFA 안테나의 특성 해석

(Characteristic Analysis of Monopole Antenna and PIFA Mounted on Handheld Telephone)

朴柱惠*, 金男*

(Ju-Derk Park and Nam Kim)

요 약

본 논문은 유한차분 시간영역(FDTD) 해석법을 이용하여 모노폴 안테나 및 평면형 도체판이 탑재된 이동통신 단말기의 방사 특성에 대해 해석하였다. 플라스틱 케이스가 코팅된 도체 박스 위에 탑재된 모노폴 안테나는 집적회로 소자를 이용하여 급전시켰다. 51mm의 길이를 갖는 모노폴 안테나에 플라스틱 케이스가 코팅되지 않은 구조의 이동통신 전화기는 공진 주파수 877MHz에서 동작하는 특성을 보였고 $\epsilon_r=2$ 인 플라스틱 케이스를 몸체에 코팅할 경우 824MHz로 공진 주파수는 낮아지고 대역폭은 1.5배 정도로 넓어지는 특성을 보였다. 몸체에 평면형 구조의 방사체를 부착할 경우 원역장에서의 이득에 대한 방사패턴이 다소 비등방적인 모양을 나타내었다. 평면형 안테나인 PIFA에 플라스틱 케이스가 코팅된 이동통신 전화기는 PCS 이동통신 전화기의 사용 가능한 주파수대 1.52GHz 부근에서 공진이 이루어졌다. 전계강도에 대한 방사패턴에서 20dB 이하로 방사되는 방향의 각도가 모노폴 안테나의 42°에 비해 14°정도로 전계강도의 미약한 부분이 더 좁은 각으로 나타났다.

Abstract

Characteristics of monopole antenna and planar conductor structure mounted on handheld telephone are analyzed by using FDTD method. Feeding of monopole antenna is implemented with lumped elements and plastic case is coated on the surface of conductor box. Otherwise, resonant frequency of handheld telephone mounting monopole antenna with no plastic case is 877MHz, when plastic case ($\epsilon_r=2$) is coated, the resonant frequency is down to 824MHz and the bandwidth is broadened about 1.5 times. Planar structure of handheld telephone mounted on the body makes to change far-field gain radiation patterns. In this case, radiation patterns are somewhat asymmetrical. Handheld telephone using PIFA(Planar Inverted F Antenna), instead of monopole antenna, is resonated at frequency 1.52GHz that is available on PCS. In the radiation pattern of this structure, azimuth that electric field intensity is presented below 20dB is 14°.

1. 서론

최근 개인 휴대통신 기술의 발달로 이동 통신 장비

의 크기가 소형화되고 이에 부수적인 부품들의 집적화 및 디자인에 대한 연구가 활발히 진행중이다. 그에 따라 휴대용 단말기에 장착된 소형안테나와 집적회로에 대한 구현 기술 및 디자인에 대한 관심이 고조되고 있다. 현재 휴대용 단말기의 기술 개발 및 디자인은 컴퓨터 기술발달에 따라 여러 디자인 도구와 시뮬레이션 구현 방법에 크게 의존하고 있다.^[1]

* 正會員, 忠北大學校 工科大學 情報通信工學科
(Dept. of Computer & Communication Eng., Chungbuk Nat'l Univ.)

接受日字:1998年10月23日, 수정완료일:1999年2月1日

본 논문에서는 이들 중 휴대용 이동 통신 단말 장치에서 가장 관심이 고조되고 있는 이동통신 전화기에 대해 FDTD 해석법을 이용하여 그 성능 및 동작 특성에 대해 기술하였고 안테나에 의해 인체에 유기되는 SAR(Specific Absorption Rate)의 분석을 위한 사전 작업으로서 진행된 점을 감안하여 여러 구조에 대한 해석 내용을 다루었다. 여기서 기본적인 안테나로 사용된 모노폴 안테나는 광대역·등방성의 특성과 안테나 크기의 가변성 때문에 현재 이동통신 전화기에서 가장 널리 사용되고 있다. 이와 더불어 몇몇 구조의 평면형 도체가 전화기의 몸체에 탑재된 구조에 대한 해석을 통해 그 차이점과 장단점을 비교 분석해 보았다.

시뮬레이션을 통한 이동통신 전화기의 결과가 실제에 더욱 적합한 구조를 갖게 하기 위해 고려된 구성요소들로서 안테나부에 해당되는 가는 도선(thin wire)과 몸체를 구성하고 있는 도체 상자(conductor box) 및 손실성 유전체로 이루어진 플라스틱 외곽(plastic case), 방사체를 구성하는 평면형 도체판 등이 고려되었다. 본문에서는 우선 모노폴 안테나의 해석 접근방법과 가는 도선 구조의 FDTD 구현법 및 급전방식에 대해서 기술하였고 기존의 모노폴 안테나만을 사용한 구조와 비교를 통해 평면형 구조의 도체판과 PIFA(Planar Inverted F Antenna)가 이동통신 전화기의 성능에 미치는 영향을 중심으로 기술하였다.

II. FDTD 해석법

1. 기본 알고리즘

1966년 Yee에 의해 처음으로 제시된 유한차분 시간영역(Finite Difference Time Domain) 해석법은 전자기 현상의 해석에 광범위하게 이용되고 있다. FDTD 해석법은 고성능의 컴퓨터를 필요로 하는 단점에도 불구하고 복잡한 구조의 전자파 간섭문제에 적용할 수 있고 손실성 유전체와 자계성 물질의 침투성 문제에도 적용이 가능하다는 이유로 근래에 많은 관심의 대상이 되고 있다. 식 (1)과 식 (2)에 시변계에서 표현되는 맥스웰의 미분형 방정식을 나타내었다.

$$\nabla \times E = -\partial B / \partial t \tag{1}$$

$$\nabla \times H = \partial D / \partial t + j \tag{2}$$

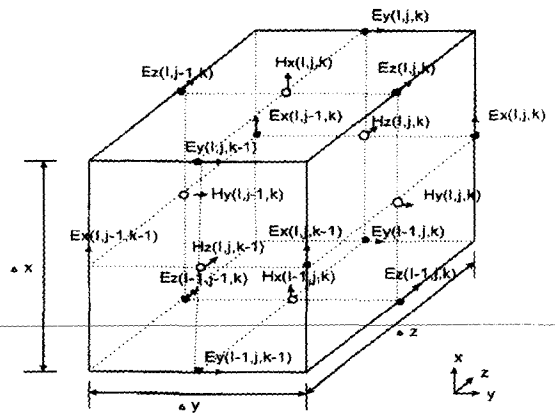


그림 1. (i,j,k) 좌표의 cell에 대한 전계성분과 자계성분

Fig. 1. E and H field at cell of point (i,j,k).

FDTD 해석법은 맥스웰의 시간 영역 curl 방정식에 대한 직접적인 해법이다. 이 방법에서는 벡터 포텐셜을 적용하여 파동방정식에 대한 일반해를 구하는 방법을 이용하지 않고 해석 대상체에 대한 유한 계산 영역에서 주기적으로 이산화된 시간 간격만큼의 시간마다 계에 대한 전계 및 자계의 세기를 갱신하는 방법을 취하고 있다. Yee에 의해서 제안된 방식에서 grid로 표현된 공간의 기본적인 계산 단위를 그림 1에 나타내었다. FDTD 해석법은 이들 식에 대하여 공간적·시간적으로 표본화(sampling)를 요하므로 식 (3)에서 (8)과 같이 이산화된 방정식으로 표현된다. [2]

$$H_{x,i,j,k}^{n+1/2} = H_{x,i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{y,i,j,k}^n - E_{y,i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{z,i,j,k}^n - E_{z,i,j-1,k}^n) \tag{3}$$

$$H_{y,i,j,k}^{n+1/2} = H_{y,i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{x,i,j,k}^n - E_{x,i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{z,i,j,k}^n - E_{z,i,j-1,k}^n) \tag{4}$$

$$H_{z,i,j,k}^{n+1/2} = H_{z,i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{y,i,j,k}^n - E_{y,i,j-1,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{x,i,j,k}^n - E_{x,i-1,j,k}^n) \tag{5}$$

$$E_{x,i,j,k}^{n+1} = E_{x,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_{z,i,j,k+1}^{n+1/2} - H_{z,i,j,k-1}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (H_{y,i,j,k+1}^{n+1/2} - H_{y,i,j,k-1}^{n+1/2}) \tag{6}$$

$$E_{y,i,j,k}^{n+1} = E_{y,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_{x,i,j,k+1}^{n+1/2} - H_{x,i,j,k-1}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (H_{z,i,j,k+1}^{n+1/2} - H_{z,i,j,k-1}^{n+1/2}) \tag{7}$$

$$E_{z,i,j,k}^{n+1} = E_{z,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_{y,i,j,k+1}^{n+1/2} - H_{y,i,j,k-1}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (H_{x,i,j,k+1}^{n+1/2} - H_{x,i,j,k-1}^{n+1/2}) \tag{8}$$

그림 1에서 계산의 기본단위를 이루는 한 cell은 직육면체의 각 변이 1/2로 나누어져 전체와 자계를 계산하는 참조점이 서로 다른 것을 알 수 있다. 이와 같은 방식은 한 시간 간격마다 계산이 이루어지며 전체 공간에 대하여 curl 방정식의 주회적분(contour integral)을 가능하게 하는 leap-frog 방법이다. 지금까지 설명된 FDTD 해석법은 모노폴 안테나의 굽기를 고려하여 sub-grid로 구현된 가는 선 또는 적분 방정식을 도입하여 급전문제를 다루는 경우 등을 제외한 모든 공간에 대하여 공통적으로 적용되고 있다.

2. 안정 조건

FDTD 해석법에서 고려해야 할 사항들로 한 cell의 크기, 이산화 시간 간격, 입사파의 구현, 산란체의 구조 표현, 전체 계(total field)에 대한 직접적인 계산, 흡수 경계 조건, 전파 인가원 등이 있다. 이들 중 한 cell의 크기와 이산화 시간 간격 및 입사파의 구현은 이산화에 따른 계산상의 오차를 발생시키므로 시뮬레이션의 안정성에 직접적인 영향을 준다.^[3]

한 cell의 크기를 결정하는 것은 FDTD 해석법에서 매우 중요한 요소이다. 한 cell의 크기는 최대 사용 주파수에 대해 정확한 값을 산출하기에 충분할 정도로 작아야 하고 전파 인가원을 구현하기에 충분할 정도로 커야 된다는 조건을 동시에 만족해야 한다. 또한 한 cell의 크기는 해석 대상체를 이루는 매질의 전기적 성질과 매우 밀접한 연관이 있다. 매질의 유전율(ϵ_r) 또는 도전율(ρ)이 클수록 일정 주파수에서 파장은 짧아지므로 더 작은 cell을 요한다. 그리고 계산되어야 할 총 cell의 개수가 늘어남에 따라 계산량은 많아지고 소요시간도 늘어난다. 반면 cell의 크기가 작을수록 라운드 오프 에러(round off error)가 증가하는데 이는 컴퓨터의 계산 단위를 이루는 변수가 유한한 자리수의 유효값만을 취할 수 있는 사실에서 기인한다. 한 cell의 변의 길이는 해석하려는 최대 주파수의 1/20 λ_{min} 이상 1/10 λ_{min} 이하의 범위에서 정한다.^[3]

이산화 시간 간격은 매질의 전파 속도와 cell의 크기에 따라 결정된다. 이산화 간격을 Δt 로 표현할 때 Δt 만큼의 시간이 경과 후 전파는 한 cell 만큼 공간적으로 이동 하는 것이 가장 이상적이다. 그러나 매질에 따른 전파의 이동속도가 다른 점을 고려할 때 이들 중 최대 전파속도를 고려한다. 식 (9)는 이산화 시간 간격과 한 cell의 변의 길이에 대한 안정조건을 표현

한 것이다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{V_{max} \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (9)$$

여기서 V_{max} 는 최대 전파속도, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각변의 길이이다. 그리고 각변의 길이가 Δ 인 같은 값을 가질 경우 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t \leq \frac{\Delta}{V_{max} \sqrt{3}} \quad (10)$$

본 논문에서 구현된 한 cell의 길이는 3mm이며 이 길이에 대한 이산화 간격 Δt 는 대략 5.77 [nsec] 이다.

입사파의 구현 문제 또한 중요한 요소로서 한 번의 시뮬레이션을 통해 광대역의 주파수 특성을 알아보기 위해 가우시안 입사파(gaussian incident wave)를 인가하였다. 최대 사용주파수와 매질의 유전율에 따라 가우시안 입사파의 폭이 결정된다. 식 (11)과 식 (12)는 시간영역에서 구좌표계를 이용하여 가우시안 입사파를 표현한 것이다.

$$\vec{E} = (E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi}) f(t + (\vec{r}' \cdot \hat{r})/C + R/C) \quad (11)$$

$$\vec{H} = (\frac{E_\phi}{\eta} \hat{\theta} - E_\theta \hat{\phi}) f(t + (\vec{r}' \cdot \hat{r})/C + R/C) \quad (12)$$

모노폴 안테나를 탑재한 휴대용 이동통신 전화기와 같은 구조에서는 해석 공간 내부의 특정 점에 급전할 필요가 있다. 대개 급전점은 모노폴 안테나의 하단부에 구현되고 한쪽 방향으로의 전체 성분만을 기술함으로써 이루어지므로 가우시안 입사파는 전체에 대한 이산화 식만을 필요로 한다. 식 (13)에 z 방향으로 인가되는 가우시안 입사파의 이산화 식을 나타내었다.

$$E_z^n(i, j, k) = E_z e^{-\alpha(i - \beta \Delta t)^2} \quad (13)$$

식 (13)의 n 은 정수 값을 가지며 $n \Delta t$ 만큼의 시간이 경과되었음을 의미하고 i, j, k 는 이산화된 공간의 좌표이다. 식의 우변에서 시간에 대한 가우시안 입사파의 폭은 지수부의 β 에 의해 결정된다. 가우시안 함수는 시간에 대한 변수 t 가 $(0, 2\beta \Delta t)$ 인 범위에 분포하며 그 이외의 범위에 대해서는 0인 진폭을 나타낸다. 이 과정에서 사용 가능한 최대 주파수가 결정되는데 안정된 응답을 얻기 위해서 가우시안 함수의 주파수 스펙트럼에서 파의 왜곡이 -120db이하로 일어나는

주파수 범위에서 안정된 응답을 얻을 수 있다.^[2] 그림 2는 시간에 대해 이산화된 가우시안 입사파를 나타내었다.^[2]

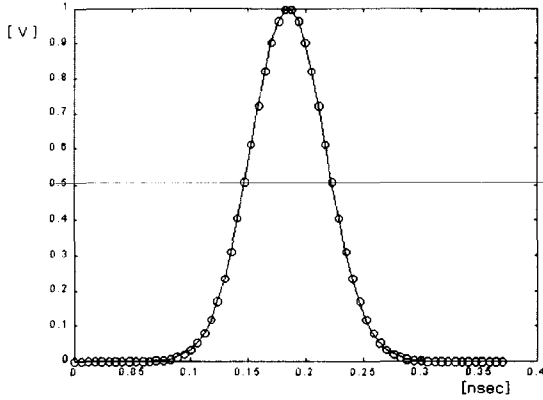


그림 2. 3mm³ 입방셀에 대한 가우시안 입사파
Fig. 2. Gaussian incident wave for 3mm³ cubical cell.

3. 가는 선(Thin wire)구조의 구현

1) 주회적분을 적용한 방법

FDTD의 셀 크기에 비해 매우 작은 크기의 구조를 갖는 해석 대상체의 구현 방법으로 맥스웰 방정식의 적분형을 적용시킬 수 있다. 식 (14)와 식 (15)에 맥스웰의 적분형 방정식을 나타내었다. 이 방정식은 서브 셀을 갖는 기하학적 구조나 이에 따른 계의 효과를 적용시키기 위한 것으로 그림 3과 같이 셀의 한 단면에서 선적분과 면적적분에 대한 관계로 이산화시킬 수 있다.

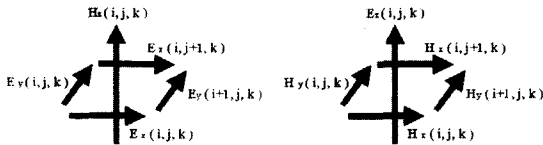


그림 3. 전계성분과 자계성분의 상관관계
Fig. 3. Relationship of electrical and magnetic components.

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \iint_s \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (14)$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = -\epsilon \frac{\partial}{\partial t} \iint_s \vec{E} \cdot d\vec{s} + \iint_s \sigma \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (15)$$

식 (16)과 식 (17)은 위의 적분형 방정식에 대한 이산화 식을 나타낸다.

$$[E_x(i,j,k) - E_x(i,j+1,k)]\Delta x + [E_y(i+1,j,k) - E_y(i,j,k)]\Delta y = \mu \frac{\partial}{\partial t} H_z(i,j,k) \Delta x \Delta y \quad (16)$$

$$[H_x(i,j-1,k) - H_x(i,j,k)]\Delta x + [H_y(i,j,k) - H_y(i-1,j,k)]\Delta y = \epsilon \frac{\partial}{\partial t} E_z(i,j,k) \Delta x \Delta y + \sigma E_z(i,j,k) \Delta x \Delta y \quad (17)$$

적분형 방정식을 가는 도선이 포함된 cell의 모서리를 기준으로 그 주위에서 적용시키기 위해 선의 반경을 r로 정의하고 주위의 방정식 형태를 식 (18)과 식 (19)와 같이 수정한다. 이들 식은 단지 선이 포함된 cell 모서리에 이웃하는 좌표의 전계와 자계에 대한 값을 산출하는 데에만 적용하게 계산 알고리즘을 수정한다. 그림 4에 가는 선을 포함한 cell과 그 이웃하는 좌표의 관계를 나타내었다. 가는 도선의 굵기 r을 고려하여 식 (15)를 가는 도선 근처에서 다음과 같이 근사화 시킨다.

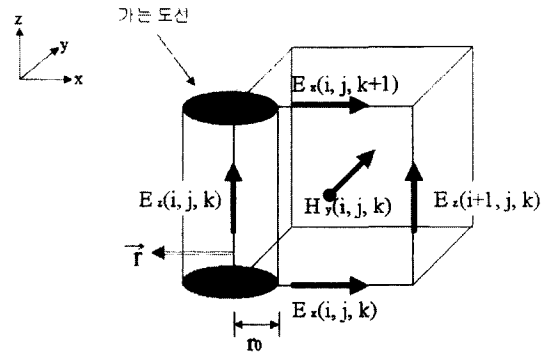


그림 4. 가는 선을 포함한 cell
Fig. 4. Cell containing thin wire.

$$H_y(r,j,k) \approx H_y(i,j,k) \cdot \frac{\Delta x}{2r} \quad (18)$$

$$E_x(r,j,k) \approx E_x(i,j,k) \cdot \frac{\Delta x}{2r} \quad (19)$$

식 (18)과 식 (19)를 적분형 방정식에 적용시키고 이를 이산화하면 식 (20)과 같이 가는 도선을 포함한 cell의 자계에 대한 방정식을 구할 수 있다.

$$H_y^{n+1/2}(i,j,k) = H_y^{n-1/2}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} [E_x^n(i,j,k) - E_x^n(i,j,k+1)] + \frac{2\Delta t}{\mu \Delta x \ln(\frac{\Delta x}{r_0})} E_z^n(i+1,j,k) \quad (20)$$

그림 4와 같이 중심에 가는 도선이 존재하는 cell의

각 $E_z(i,j,k)$ 성분과 이웃하는 자계성분은 식 (20)으로 식을 수정하고 나머지 공간에 분포하는 계의 방정식은 식 (3)에서 식 (8)의 이산화 방정식을 그대로 적용한다. [2]

2) 집중회로 소자(lumped element)를 포함한 계산방법

가장 일반적으로 이용되는 방법으로 가는 도선과 접지면 사이에 gap을 두어 집중회로 소자에 대한 값을 미리 예측하는 방식이다. 이와 같은 방법으로 FDTD cell의 구조 안에서 매우 쉬운 방법으로 저항 성분이나 용량성 성분을 포함시킬 수 있다. 그러나 이 방법에서 유도성 성분을 포함시키는 것은 복잡한 일이다. 이에 관한 내용은 본 논문에서 구현된 해석 대상체에 포함되지 않은 구조이므로 생략하기로 한다.

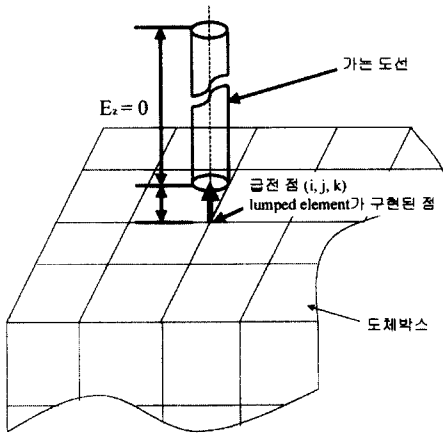


그림 5. gap을 이용한 안테나의 급전방식
Fig. 5. Feeding method using a gap.

그림 5는 가는 도선으로 구성된 안테나의 간단한 구조를 나타내고 있다. 구성된 안테나와 도체 박스 사이에 $1 \Delta z$ 만큼의 간격을 두었다. 도선을 따라 z 방향으로 전계성분은 급전이 가해지는 부근의 gap이 존재하는 곳에서만 값을 가지며 나머지 성분들은 0인 값을 갖는다. 이 방법에서는 2.3.1절의 주회 적분을 이용한 방법과는 달리 주변의 자계성분에 대한 FDTD 방정식을 따로 구현할 필요가 없다. 식 (21)에 gap에서 전계의 세기와 전압에 대한 관계를 나타내었다. gap에 인접한 자계의 분포는 식 (17)을 이용해 구할 수 있다. 이 때 도선을 따라 존재하는 z방향의 전계성분 E_z 는 모두 0의 값을 갖는다. 간단한 급전점(feeding point)을 구현하는 방법으로 식 (21)을 예로 들 수 있

다. 이 경우 $V_s(t)$ 는 급전점에 인가된 전압원이다.

$$E_z^n(i,j,k) = V_s(t) / \Delta z \quad (21)$$

전압원으로부터 전류를 구하기 위해 식 (17)을 이용할 수 있다. 식 (17)을 이용해 gap의 $E_z^n(i,j,k)$ 를 둘러싸고 있는 H 성분을 선적분하여 전류 밀도를 구한다. 전압과 전류분포의 푸리에 변환을 통해 안테나의 임피던스와 입력 전력을 구하는 데 이용하게 된다.

저항과 캐패시터가 병렬로 연결된 구조로 집중회로의 부하(lumped load)를 구현하는 방법을 설명하기 위해 식 (3)을 다음 식 (22)의 형태로 표현하였다.

$$\begin{aligned} & \epsilon \frac{\partial E_z(i,j,k)}{\partial t} + E_z(i,j,k) \\ &= \frac{H_x(i,j-1,k) - H_x(i,j,k)}{\Delta y} \\ &+ \frac{H_y(i,j,k) - H_y(i-1,j,k)}{\Delta x} \\ &= (\nabla \times H)_z \end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)의 시간에 대한 미분 성분을 유한요소 Δt 로 근사화시켜 다음 식 (23)과 같이 간략화시킬 수 있다.

$$(\nabla \times H^{n+1/2})_z = \epsilon \frac{E_z^{n+1} - E_z^n}{\Delta t} + \sigma E_z^{n+1} \quad (23)$$

식 (23)의 좌변은 총전류(전도전류와 변위전류를 모두 포함)의 밀도를 나타내고 양변에 cell의 한 변에 해당하는 면적 $\Delta x \Delta y$ 를 곱하여 다음 식 (24)로 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} \Delta x \Delta y (\nabla \times H^{n+1/2})_z &= \frac{\Delta x \Delta y}{\Delta z} \epsilon \frac{\Delta z (E_z^{n+1} - E_z^n)}{\Delta t} \\ &+ \sigma \frac{\Delta x \Delta y}{\Delta z} \Delta z E_z^{n+1} \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)에서 $\epsilon(\Delta x \Delta y) / \Delta z$ 는 전계의 z성분에 대한 급전점에서의 용량성분으로, $\sigma(\Delta x \Delta y) / \Delta z$ 는 도전율로 식을 고쳐 쓰면 식 (25)로 표현된다.

$$\Delta x \Delta y (\nabla \times H^{n+1/2})_z = C \Delta z \frac{(E_z^{n+1} - E_z^n)}{\Delta t} + G \Delta z E_z^{n+1} \quad (25)$$

식 (23)과 식 (25)에서 용량성분 C는 cell의 면적을 고려하여 유전율 ϵ 에 따라 설정하고 저항성분 $R = 1/G$ 로서 도전율 σ 를 적절히 설정하여 급전점에서 임피던스를 조절할 수 있다. [2] [4] [5]

III. 휴대용 이동통신 전화기의 해석 및 고찰

1. 모노폴을 탑재한 이동통신 전화기

모노폴 안테나는 광대역·등방성의 특성 때문에 현재 휴대용 이동통신 전화기에서 가장 폭넓게 이용되고 있다. 그림 6에 나타난 구조는 가는 도선으로 이루어진 1/4 파장 안테나가 도체상자 위에 탑재된 구조를 나타낸다. 안테나는 51mm의 길이로 설계 되었으며 도체 상자와 모노폴 안테나의 사이에 1 Δz의 gap를 두어 이 cell 안에 집중회로소자를 구현하여 50 Ω으로 정합시켰다. [2] FDTD 해석법을 통해 도체 상자의 표면에 플라스틱 케이스가 있는 경우와 없는 경우, 두 가지에 대한 계산이 이루어졌다. 플라스틱 케이스는 유전율 ε_r = 2, 두께는 3mm인 매질을 고려하였다. 급전점에서 그림 2에 표시한 가우시안 입사파를 인가하였다. 가우시안 입사파를 가하였을 경우 시간에 대하여 급전점에서 관측되는 전압의 세기를 표현하면 다음 그림 7과 같은 것을 알 수 있다. 그림 7의 파형은 처음에 입사되는 가우시안 모양과 반사 성분에 의한 잔여성분을 살펴 볼 수 있다. 급전점에서 관측되는 잔여 성분은 파의 진행경로에서 기하학적으로 불연속인 지점이나 흡수경계면에서 반사되는 성분들이 관측된 것으로서 시간이 경과해 감에 따라 0 [V]로 수렴해 가는 것을 확인 할 수 있다. 그리고 가우시안 입사파의 폭은 플라스틱 케이스가 포함된 경우 파의 진행속도가 느려지므로 케이스의 유전율에 비례하여 넓게 하였다. [2] [3] [6]

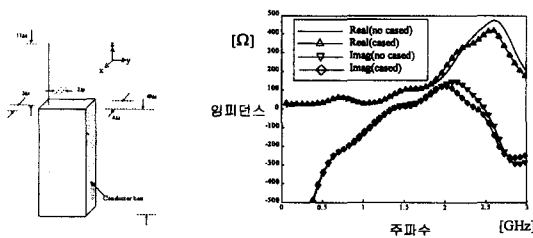


그림 6. 모노폴 안테나를 탑재한 이동통신 전화기의 구조와 임피던스 특성

Fig. 6. Structure of monopole antenna mounted on handheld telephone and impedance characteristics.

그림 6의 임피던스 곡선을 볼 때 1.3 GHz 이내의 영역에서는 큰 차이를 나타내지 않았고 임피던스의 실수 성분이 처음 정합 임피던스인 50 Ω 근처에서 동작

함을 알 수 있다. 좀 더 정확한 공진 특성을 알아보기 위해 다음 식 (26)으로 정의된 s-파라미터 곡선으로 표현하면 그림 8과 같은 곡선을 얻을 수 있다. [1] [7] [8]

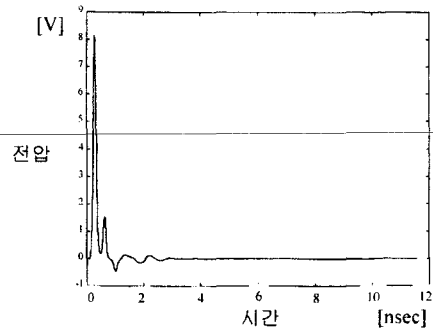


그림 7. 급전점의 시간에 따른 전압의 세기
Fig. 7. Voltage vs. time at feeding point.

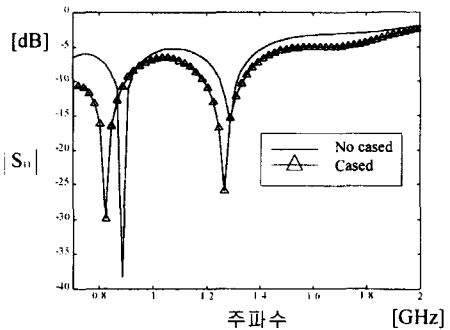


그림 8. 모노폴 안테나의 S₁₁ 파라미터
Fig. 8. S₁₁ parameter of monopole antenna.

$$S_{11} = \frac{Z_{real} - 50}{Z_{real} + 50} \tag{26}$$

여기서 Z_{real}은 주파수영역의 임피던스에 대한 실수 성분이고 S₁₁은 안테나의 급전점에서 입력된 전압 파형에 대한 반사계수를 의미한다. 그림 8에서 반사계수는 플라스틱 케이스가 있는 구조가 없는 구조에 비해 더 낮은 주파수에서 공진이 이루어짐을 알 수 있고 이득도 감소하는 것을 알 수 있다. 모노폴 안테나는 각각 877 [MHz]와 824 [MHz]의 주파수에서 공진이 이루어졌다. 그림 9은 각 구조에 대해 공진 주파수에서 원거리변환(near to far field transform)을 통해 방사패턴을 나타낸 것이다. [6] [9] 이동통신 전화기의 구조상 안테나의 위치가 offset 되어 있고 무한한 접지면을 구현할 수 없는 점을 감안할 때 방사패턴이 중심에 대해 완전한 대칭을 이루고 있지는 않았

다. 그러나 원형과 쌍반원형의 모양은 수직으로 접지된 모노폴 안테나의 방사 패턴에서 크게 벗어나지 않는 것을 확인할 수 있다. 그리고 x-y평면의 E_θ 성분에서 90° 와 270° 방향의 전계, x-z평면의 E_θ 성분에서 0° 와 180° 방향의 전계가 상대적으로 매우 미약하게 나타났지만 그 방위각의 폭은 7° 에서 8° 정도로 매우 좁은 범위를 나타낸다.

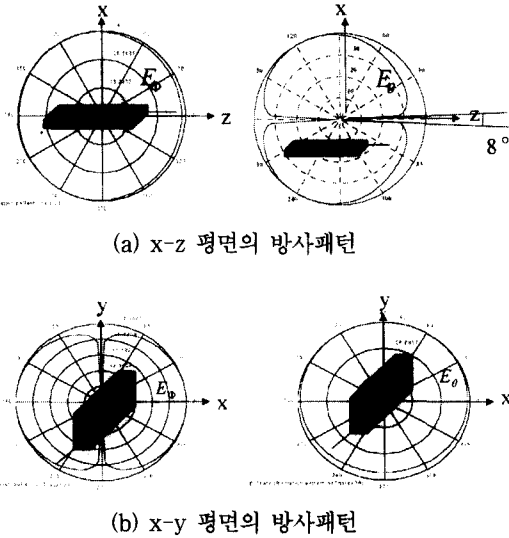


그림 9. 모노폴 안테나의 방사패턴
Fig. 9. Radiation pattern of monopole antenna.

2. 평면형 도체판과 모노폴 안테나를 탑재한 이동통신 전화기

그림 10는 도체 상자 주위에 평면형 방사체가 탑재된 이동통신 전화기의 구조와 그 임피던스 특성을 나타냈었다. [1] [7]

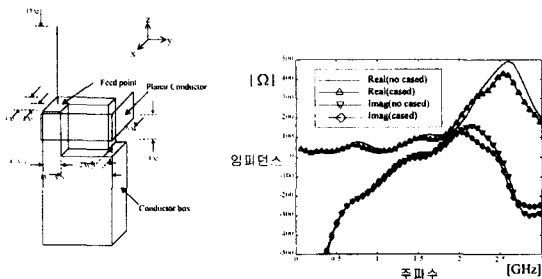


그림 10. 이동통신 전화기에 탑재된 평면형 도체판의 구조와 임피던스 특성
Fig. 10. Structure of planar conductor plate mounted on handheld telephone and impedance characteristics.

도체상자에 부착된 평면형 도체판이 모노폴 안테나의 공진주파수에 어떠한 변화를 주는지 살펴보았다. 그림 11에서 반사계수에 대한 곡선을 보면 케이스가 있는 구조가 없는 구조에 비해 공진주파수는 모노폴 안테나가 단독으로 탑재된 위의 경우와 마찬가지로 낮아졌다. 그러나 케이스가 있는 구조에서 반사계수가 약 -8 [dB] 정도 더 낮게 나타나는 것으로 미루어 볼 때 오히려 이득은 더 커지는 것을 알 수 있다.

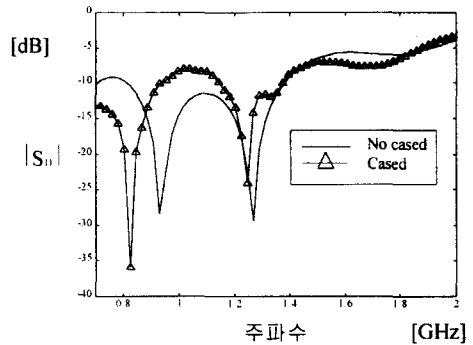
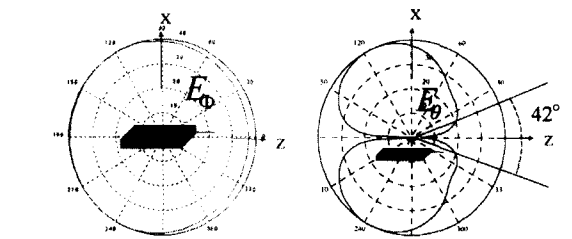
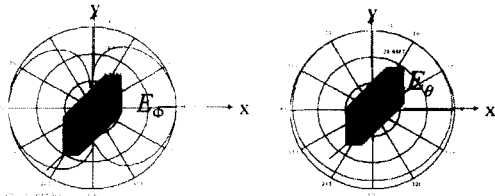


그림 11. 이동통신 전화기에 탑재된 평면형 도체판의 S_{11} 파라미터
Fig. 11. S_{11} parameter of planar conductor plate mounted on handheld telephone.

그림 12는 원역장에서 이득에 대한 방사패턴을 나타낸 것이다. 평면형 도체판의 영향에 의해 방사패턴이 비대칭으로 나타났고 x-z평면의 E_θ 성분에서 휴대폰의 상단부에 대한 이득이 상대적으로 감소하였다. 최대 이득을 얻는 방향의 이득을 0 [dB]로 정하고 상대적으로 미약한 부분의 이득이 -20 [dB] 이하가 되는 방향의 각을 살펴보면 안테나의 위 쪽 방향으로 42° 정도가 된다. 이 각도는 모노폴 안테나에서 같은 조건에서의 각도 8° 에 비하면 매우 큰 폭이다. 그리고 x-y평면상에서 안테나가 offset 되지 않은 방향의 이득도 감소하는 것을 알 수 있다.



(a) x-z 평면의 방사패턴 .



(b) y-z 평면의 방사패턴

그림 12. 평면형 도체판이 탑재된 이동통신 전화기의 방사패턴

Fig. 12. Radiation pattern of planar conductor plate mounted on handheld telephone.

평면형 도체의 영향은 모노폴 안테나만 단독으로 존재하는 구조의 휴대폰에 비해 공진 주파수에 큰 영향을 주지는 않았으나 원역장에서의 이득에 대한 방사패턴의 모양을 변화시켰다. 특히 전계의 세기에 대한 패턴을 살펴보면 안테나 윗 쪽 방향의 수신전계 강도가 미약한 것으로 분석되었다. 이러한 사실로 이동통신 전화기의 몸체를 구성하는 도체상자에 부착된 평면형 구조의 도체판이 모노폴 안테나의 동자 주파수와 대역폭에는 큰 변화를 주지 않지만 이동통신 전화기의 방사 형태를 변화시키는 것을 알 수 있다.

3. 옆면에 PIFA(Planar Inverted F Antenna)를 탑재한 이동통신 전화기

그림 13에 나타난 구조의 이동통신 전화기는 모노폴 안테나를 사용하지 않고 평면형 안테나인 PIFA를 플라스틱 케이스의 표면에 부착한 것이다.^{[1] [7]}

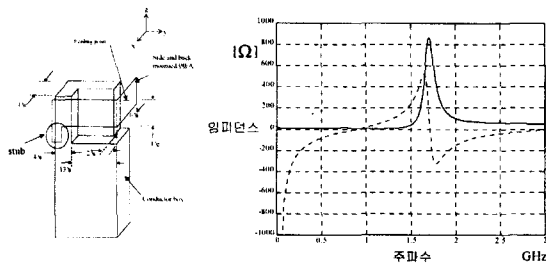


그림 13. PIFA가 탑재된 이동통신 전화기의 구조와 임피던스 특성

Fig. 13. Structure of PIFA mounted on handheld telephone and impedance characteristics.

평면형 안테나는 모노폴 안테나에 비해 광대역의 특성이나 등방성의 특성은 나타내지 않지만 방사패턴을 임의로 바꾸기 위한 적절한 구조로 사용할 수 있다. 그림 14에서 안테나의 반사계수에 대한 곡선을 살펴보

면 케이스가 있는 경우 약 1.48GHz, 케이스가 없는 경우 약 1.52GHz에서 공진하는 특성을 알 수 있고 -20dB 이하의 주파수 영역을 사용 가능한 주파수로 간주하면 그 대역폭은 케이스가 없는 구조에서 약 7.2%, 케이스가 있는 경우 약8.4% 정도가 된다. 이 대역폭은 3.1절의 몸체에 케이스가 코팅된 이동통신 전화기에 탑재된 모노폴 안테나의 대역폭 약 17.7%에 비해 협소한 것이다.

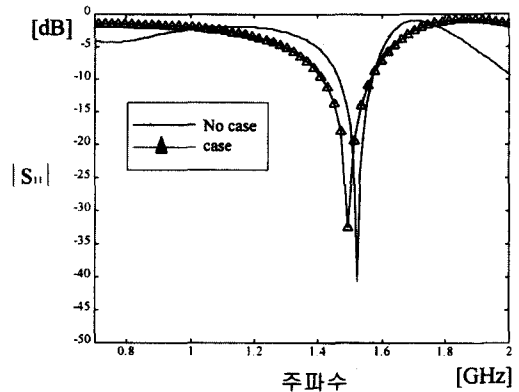
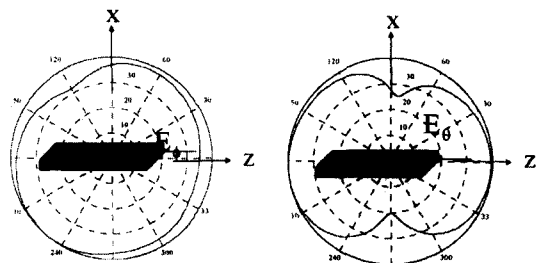


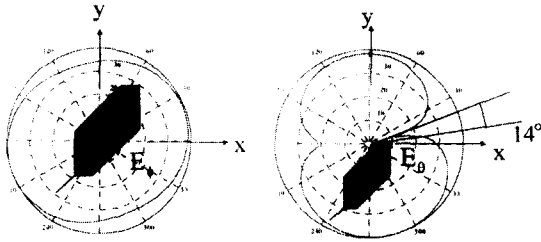
그림 14. 이동통신 전화기에 탑재된 PIFA의 S₁₁ 파라미터 곡선

Fig. 14. S₁₁ parameter of PIFA mounted on handheld telephone.

원역장에서 이득에 대한 분포를 알아보기 위해 그림 15에 방사패턴을 나타내었다. 위의 두가지 구조의 경우에 x-z평면의 E_{theta}성분이 -20 [dB] 이하로 나타나는 방위각이 8°와 42°로 나타난 것에 비해 PIFA가 장착된 구조에서는 나타나지 않았고 전체적인 패턴의 모양이 시계방향으로 90°정도 회전한 형태로 나타났으며 x-y평면에서 패턴은 위의 두 가지 경우 E_{theta}성분이 원형으로 나타났으나 PIFA가 장착된 구조에서는 약 14°정도의 -20 [dB] 이하로 전계강도를 갖는 방위각이 나타났다.



(a) x-z 평면의 방사패턴



(b) x-y 평면의 방사패턴

그림 15. 이동통신 전화기에 탑재된 PIFA 안테나의 방사패턴

Fig. 15. Radiation pattern of PIFA mounted on handheld telephone.

PIFA안테나를 장착한 이동통신 전화기는 모노폴 안테나를 장착한 구조와 비교할 때 방사패턴이 대칭적으로 나타나지 않았고 상대적으로 수신 정계강도가 매우 낮은 부분이 적게 분포하고 있다.

IV. 결론

FDTD 법을 이용하여 이동통신 전화기의 몸체에 부착된 평면형 구조의 도체판과 모노폴 안테나 대신에 사용된 평면형 안테나인 PIFA의 동작 특성을 해석하였다. 주파수 영역의 해석결과, 이동통신 전화기는 플라스틱 케이스가 코팅된 경우 공진 주파수는 낮아지고 대역폭은 다소 넓어지는 특성을 보였다. 안테나의 몸체에 탑재된 평면형 도체판에 의한 주파수 영역의 변화는 크게 일어나지 않았고 far-field 변환을 통해 얻어진 방사패턴에서 비대칭인 특성을 나타냈으며 상대적으로 수신 정계강도가 미약한 부분이 다소 줄어들었다.

PIFA를 모노폴 안테나 대신에 사용한 구조의 해석에서도 케이스에 의해 공진 주파수는 낮아지고 대역폭은 넓어지는 특성을 보였으며 비대칭인 방사패턴이 더욱 두드러지게 나타났다. 방사패턴에서 원역장의 수신 정계강도는 모노폴 안테나에 비해 높은 부분과 낮은 부분의 차이가 더욱 줄어들었으며 이러한 사실로 이동통신 전화기에 모노폴 안테나 대신에 평면형 구조의 안테나 사용이 가능하다는 것을 알 수 있다. 또한 의도된 방향으로 방사패턴을 변형한 평면형 안테나를 이용하여 인체에 유기되는 SAR(Specific Absorption Rate)의 감소를 위한 이동통신 전화기의 디자인도 가능하다는 것을 제시한다.

참고 문헌

- [1] M. A. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "Performance analysis of antennas for hand-held transceiver using FDTD," *IEEE Trans. on Ant. and Propa.* vol. 42, no. 8, Aug. 1994.
- [2] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, US, 1993.
- [3] A. Taflove, *Computational Electrodynamics*, Artech House, Boston · London, 1995.
- [4] O. P. Gandhi, J. Y. Chen, "Electromagnetic absorption in the human head form experimental 6-GHz handheld transceivers," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, no. 4, pp. 547-558, Nov. 1995.
- [5] E. A. Wolff, *Antenna Analysis*, John Wiley & Sons Inc, New York, 1967.
- [6] P. A. Tirkas and C. A. Balanis, "Finite-difference time-domain method for antenna radiation," *IEEE Trans. on Ant. and Propa.* vol. 40, no. 3, pp. 334-340, March 1992.
- [7] M. A. Jensen and Yahya Rahmat-Samii, "EM interaction of handset antennas and a human in personal communications," *Proceeding of the IEEE*, vol. 83, no. 1, Jan. 1995.
- [8] M. Okoniewski and M. A. Stuchly, "A study of the handset antenna and human body interaction," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-44, no. 10, pp. 1855-1864, Oct. 1996.
- [9] R. Luebbers, L. Chen, T. Uno, and S. Adachi, "FDTD calculation of radiation patterns, impedance and gain for a monopole antenna on a conducting box," *IEEE Trans. on Ant. and Propa.* vol. 40, no. 12, pp. 1577-1583, Dec. 1992.
- [10] E. Yamashita and Y. Qian, *Analysis of Microwave Circuit and Planar Antennas Using FDTD Method*, Realize Inc, May

- 1996.
- [11] R. Luebbers and K. S. Kunz, "A finite-difference time-domain near zone to far zone transformation," *IEEE Trans. on Ant. and Propa.* vol. 39, no. 4, April 1991.

 저 자 소 개



朴 柱 惠(正會員)

1997년 2월 충북대학교 정보통신공학과(공학사). 1997년 3월 ~ 1999 2월 정보통신공학과(공학 석사). 주관 심분야는 안테나 설계, 전자파 내성 및 간섭에 대한 수치해석, FDTD

金 男(正會員) 第 35卷 6號 參照