韓國電磁波學會論文誌 第 9 卷 第 4 號 1998年 8月 論文 98-9-4-11

TLM 법을 이용한 휴대폰의 원거리 필드 패턴 및 근접 필드 해석

Analysis of Cellular Phone's Far-Field Pattern and Near-Field Using TLM Method

박 경 태 · 양 승 인

Kyung-Tae Park · Seung-In Yang

요 약

휴대폰의 안테나에서 방출되는 근접필드를 TLM법을 이용하여 계산하였다. 휴대폰의 몸체는 도체로 가정하였고, 주파수 900 [MHz]에서 방사전력 0.6 [W]로 가정하여 계산하였다. 900 [MHz]의 λ/4, λ/2인 와이어 안테나의 근접 필드와 원거리 필드 패턴을 구하였다. 같은 0.6 [W] 방사전력 하에서는 λ/2인 경우의 근접 필드가 더 적게 나왔다. 간단한 두부 모델로 두부내의 SAR을 계산한 결과 최대 1.4 [W/kg]이 되었다.

Abstract

The electric near-fields from a cellular phone's antenna are calculated using TLM method. The cellular phone is assumed to be a conductive box and the frequency is set to be 900 [MHz] and the radiated power is set to be 0.6 [W]. The near-fields and far-field patterns are obtained for wire antennas of 1/4 and 1/2 wavelengths. For the same radiation power, (0.6 [W]), it is found out the near-field for antenna length of λ/2 is much weaker than that for λ/4 antenna. The maximum SAR calculated in a simple head model becomes 1.4 [W/kg].

I. 서 론

휴대폰에서 방출되는 전력은 0.6 [W] 정도로 별로 크지가 않다. 그러나 사용 중인 휴대폰은 인간의 머리와 가까이 있기 때문에 전자파에 의한 피해가 있을 수 있을 것이라 예상된다. 따라서 휴대폰에 의한 전자파가 인체에 미치는 영향 조사 및 휴대폰 특성 개선을 위해서는 휴대폰의 근거리 전자장을 해석할 필요가 있다. 이런 3차원 공간상의 일반적인 형태에 대한 전자장을 구하기 위해서 3차원 풀 웨이브(Full wave) 해석법을 적용하기 위한 노력이 경주되어 왔다. 최근에는 TLM(Transmission Line Modeling) 법이나 FDTD(Finite Difference Time Domain)와 같은 시간 영역 해석법이 완전한 필드 특성을 설명하기 위한 매우 편리한 수치해석 법으로 각광을 받고 있다.

TLM법은 1971년에 P. B. Jones와 Beurle가 Huygens의 웨이브 전파모델에 근거하여 개발하였다[1]. 이 방법은 델타함수 임펄스의 2차원 전파를 시뮬레이션하기 위해 shunt와 series노드가 형성되는 개방와이어 전송선에 이상적인 2개의 전송선에 대한 등가회로망을 구성하는 방법이다. 더욱 발전하면서 3차원 확장노드(expanded node)가 선보였

숭실대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Soong Sil Univ.)
· 논 문 번 호 : 980411-040
· 수정완료일자 : 1998년 6월 8일

고, TLM법을 적용하는데 있어 수치계산의 오차율을 줄이거나 시뮬레이션의 정확도를 높이기 위해 노드의 구조에 변화를 주는 가변 메쉬 크기 노드(variable mesh size node)[2]와 대칭 압축 노드(symmetrical condensed node)[3]~[5]가 선 보였다. 이 대칭 압축 노드법은[5] 1987년 P. B. Jones가 제안한 방법으로 컴퓨터 계산을 단순하게 해 주었다. TLM법은 그림 1과 같이 공간을 불연속적으로 나누기 때문에, 전자장은 연속적인 파(wave)라기 보다는 공간을 분할한 네트워크에서 산란되어 이동하는 이산 전압 펄스(discrete pulse)에 의해 나타내어진다. 이렇기 때문에 디지털 컴퓨터에서의 시뮬레이션에 유용하게 쓰인다.

최근에 국내외에서 나온 결과로는 FDTD방법으로 휴대폰 및 인체頭部를 모델링하여 SAR을 계산한 바 있다[6]~[8]. 기존의 논문들은 주로 안테나 길이가 $\lambda/4$인 휴대폰에 대한 전자장 계산을 하였고, $\lambda/2$에 대해선 휴대폰의 몸체가 없는 다이폴 형태에 대한 것이 많이 있다. 그러나 요즘 대부분의 휴대폰의 안테나 길이를 보면 $\lambda/2$ 길이의 안테나를 가지는 휴대폰을 많이 사용하고 있다. 이에 따른 근접 필드의 효과가 틀릴 것이라 예상되어 본 논문에서는 대칭 압축 노드법을 이용한 TLM법으로 주파수 900 [MHz]에서 $\lambda/4$와 $\lambda/2$ 길이의 wire 안테나를 갖는 휴대폰의 근접 필드를 비교하였다. 그리고 안테나 상의 전류, 원거리 필드 패턴, 인체 두부내의 SAR을 구하고자 한다.

Ⅱ. 이 론

2-1 TLM 방법(Hugens 원리와 이산화)

TLM법은 Hugens의 웨이브 전파 모델에 기본을 두고 있다. Hugens의 원리를 디지털 컴퓨터에 적용시키기 위해서는 해석모델을 이산화 형태로 바꾸어야 한다. 이렇게 하기 위해서는 공간과 시간을 유한한 단위인 Δl, Δt로 나타내고 이것은 다음과 같이 빛의 속도(c)에 의해 관계가 지워진다.

$$\Delta t = \Delta l / c$$

2차원 공간은 점 또는 노드(node)에 의한 행렬식으로 나타낼 수 있다. 2차원 모델에서는 그림 1의 (a)처럼 공간을 Δl 간격으로 분할시킬 수 있고, 따라서 Δt는 전자계 펄스가 어떤 한 노드에서 다음 노드로 전파되는데 걸리는 시간이다. 그림 1의 (a)와 (b)는 2차원 공간에서의 이산화된 Hugens의 웨이브를 보여주고 (c)와 (d)는 2차원적으로 직교하는 등가 전송선 모델을 보여준다[9].

2-2 등가 표면과 원거리 필드

전자장 소스(source)를 포함하는 가상 폐곡면 상에서 전류나 자류(magnetic current) 분포를 구할 수 있다. 폐곡면 밖의 전자장을 구하기 위해서는 폐곡면 안쪽의 실제 소스는 알 필요가 없다. 왜냐하면, 이 전류나 자류는 폐곡면 안에서 일어나는 모든 전자장 효과를 대신할 수 있기 때문이다[10].

그림 2에 임의의 폐곡면 S가 있다. 폐곡면 안, 밖의 공간을 지역 1과 지역 2라 하면, 지역 1에는 소스가 있고, 여기의 전장을 $\bar{E}_1$, 자장을 $\bar{H}_1$이라 하고, 마찬가지로 지역 2의 필드를 $\bar{E}_2$, $\bar{H}_2$라 하였다. 전자장 $\bar{E}_1$, $\bar{H}_1$과 $\bar{E}_2$, $\bar{H}_2$는 경계조건에 의해 면 위에서 접선성분이 같아야 한다

$$\hat{n}\times\bar{H}_1=\hat{n}\times\bar{H}_2, \quad \bar{E}_1\times\hat{n}=\bar{E}_2\times\hat{n} \tag{1}$$

여기서 $\hat{n}$는 표면 밖으로 향하는 단위 법선벡터이다. 등가 원리(equivalence principle)로 알고자 하는 폐곡면 밖의 전자장을 구하기 위하여 폐곡면 안의 전자장을 0이라 놓는다. 이렇게 되면 공간 안과 밖의 경계에서 전자장의 불연속이 발생하게 된다. 따라서 특별한 면전류밀도와 면자류밀도가 필요하다[10],[11]. 이것을 식으로 쓰면,

$$\bar{J}_{se}=\hat{n}\times\bar{H}_2, \quad \bar{J}_{sm}=\bar{E}_2\times\hat{n} \tag{2}$$

이고, 여기서 $\bar{J}_{se}$, $\bar{J}_{sm}$은 각각 면전류, 면자류밀도이다. 구한 전류와 자류밀도로부터 각각 벡터 포텐셜 $\bar{A}$, $\bar{F}$를 나타낼 수 있다.

$$\bar{A}(\bar{R})=\frac{1}{4\pi}\int\frac{\bar{J}_{se}(\bar{r}')e^{-jk\hat{k}\cdot(\bar{r}-\bar{r}')}}{R}ds' \tag{3}$$

$$\bar{F}(\bar{R})=\frac{1}{4\pi}\int\frac{\bar{J}_{sm}(\bar{r}')e^{-jk\hat{k}\cdot(\bar{r}-\bar{r}')}}{R}ds' \tag{4}$$

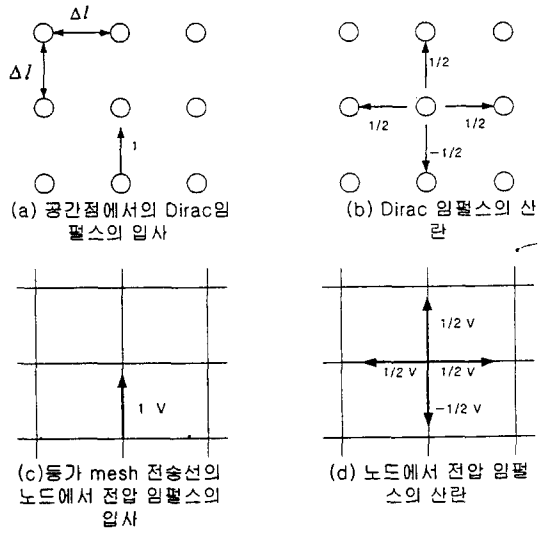


그림 1. Hugens의 웨이브 모델과 등가 전송선 모델

Fig. 1. Hugens' wave model and its equivalent transmission line model.

여기서 k는 파수이고, $\hat{k}$는 전자파의 진행 방향이며, $\bar{r}'$는 원점에서 면전류까지의 거리이며, $\bar{r}$은 원점부터 관측점까지의 거리이다.

관측점에서 전장은 다음 식으로 구할 수 있다[9].

$$\bar{E} = -\nabla \times \bar{F} + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \nabla \times \nabla \times \bar{A} \qquad (5)$$

여기서 원거리 필드를 구하는 것이므로 연산자 ∇를 $-jk\hat{k}$로 대체하여 다시 정리하면,

$$\begin{aligned} \bar{E} &\cong -jk\hat{k} \times \bar{F} + \frac{-jk\hat{k}}{j\omega\varepsilon} \times (-jk\hat{k}) \times \bar{A} \\ &= k(jZ_0\bar{A} \times \hat{k} - j\bar{F}) \times \hat{k} \end{aligned} \qquad (6)$$

여기서 $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$이고, 식 (3), (4)를 식 (6)에 대입하여 멀리 떨어진 관측점의 전장을 구하는 최종식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{E} \cong -\frac{jk}{4\pi} \frac{e^{-jk\hat{k}\cdot\bar{R}}}{R} \{ & Z_0 \left(\int \bar{J}_{se}(\bar{r}') e^{jk\hat{k}\cdot\bar{r}'} ds' \right) \times \hat{k} \\ & - \int \bar{J}_{sm}(\bar{r}') e^{jk\hat{k}\cdot\bar{r}'} ds' \} \times \hat{k} \end{aligned} \qquad (7)$$

2-3 SAR 계산

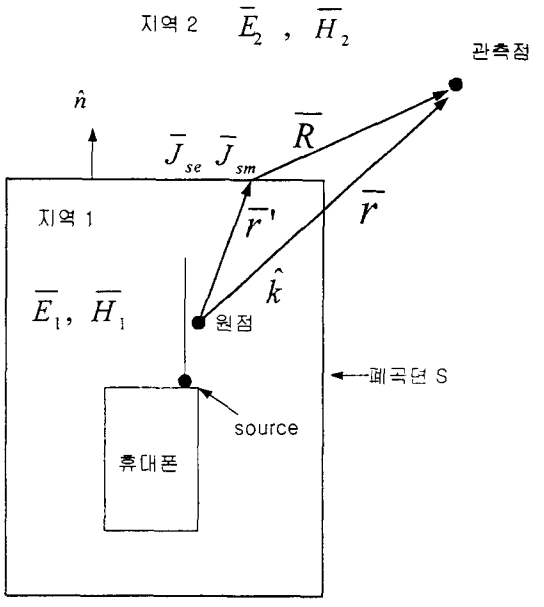


그림 2. 등가 표면과 원거리 필드

Fig. 2. The equivalent surface and far-field.

인체 조직에 흡수되는 전자파의 전력은 그 대부분이 열에너지로 변화하므로 인체에 대한 영향도 거의 열적 효과에만 기인한다고 볼 수 있다. 따라서 전자파에 대한 인체의 피폭 한계치를 생체 조직의 흡수전력 크기로 나타내는 것이 일반적이다. 특히 단위 중량의 특정 생체가 전자파에 노출될 때 흡수되는 전력을 SAR(Specific Absorption Rate)이라고 하고, 이것에 대한 안전기준을 설정하고 있다[12].

휴대폰의 전자장이 인체두부에 미치는 효과를 보기 위해서 SAR을 계산하였다. SAR식은 다음과 같다.

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} \qquad [\mathrm{W/kg}] \qquad (8)$$

여기서 σ [S/m]는 물질의 전도도이고, ρ [kg/m^3]는 물질의 밀도이며, E [V/m]는 전체 전장이다.

Ⅲ. 시뮬레이션 조건 및 방법

시뮬레이션을 하기 위해서는 임의의 물체를 포함하고 있는 어떤 임의의 공간(work space)이 필요하다. 그리고 그 공간을 다시 작은 셀(cell)로 분할하여 공간의 전자장을 해석한다. 공간에서 전송선의 3차원 네트워크에 주어진 주파수는 어떤 최대 주파수의 범위를 넘지 않아야 정확한 전자장을 계산할 수 있다. 이것에 관련된 것은 임의의 공간 안의 셀의 크기이다. 최대 주파수는 한 파장이 최소한 10개 또는 그 이상의 셀을 포함하여야 한다. 즉, 다음과 같은 공식에 의해 최대 주파수의 크기를 구할 수 있다.

$$f=\frac{c}{10}\min\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}\Delta x},\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}\Delta y},\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}\Delta z}\right) \quad (9)$$

여기서 c는 빛의 속도이고, ε_r, μ_r 은 물질의 비유전율과 비투자율이고, Δx, Δy, Δz는 셀의 각 방향에 대한 크기이며, 각각 가장 큰 값으로 계산을 한다. 본 논문의 계산에서는 휴대폰과 인체 두부를 포함한 work space의 셀 크기는 각 방향 5 [mm]로 하였다. 이 때 최대 사용 주파수를 구하면 인체 두부 내에서는

$$f=\frac{3\times10^8}{10}\left(\frac{1}{\sqrt{42.5\times1}\times0.005}\right)$$
$$=920\ [\mathrm{MHz}] \quad (10)$$

였다. 여기서 인체두부의 비유전율은 두부의 평균 비유전율인 42.5를 사용하였다. 계산된 최대주파수 920 [MHz]는 시뮬레이션하고자 하는 900 [MHz]보다 크기 때문에 정확한 시뮬레이션을 할 수 있다.

Work space는 공간을 둘러싸고 있는 육면체의 벽으로 이루어져 있다. 휴대폰을 시뮬레이션할 때 외부는 공기중이라 하였기 때문에 6 개의 면에 대하여 완전 흡수 경계조건을 적용한다. 이렇게 하면 방사되는 전자파가 6 개의 면에서 반사되지 않고 무한 공간으로 방사가 되는 효과를 가져올 수 있다.

Ⅳ. 휴대폰과 頭部의 크기 및 시뮬레이션 모델

휴대폰의 크기는 그림 3에 나타냈다.

여기서 (a)는 휴대폰의 입면도이고, (b)는 안테나 길이가 주파수 900 [MHz]에 대한 $\lambda/4$, (c)는 $\lambda/2$ 안테나를 갖는 휴대폰의 측면도이다. 몸체 크기는 2 가지 경우 모두 같다. 그림 4는 정면에서 본 시뮬레이션을 위한 인체두부의 크기와 휴대폰과의 간격을 나타낸다.

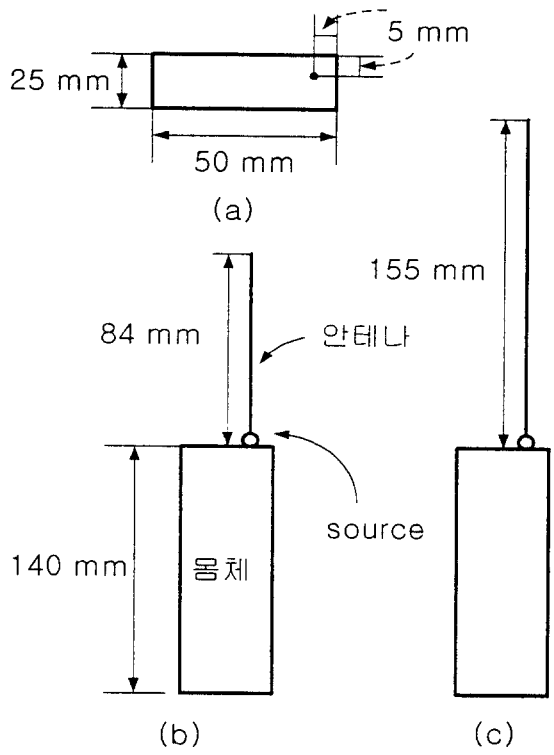


그림 3. 휴대폰의 크기

Fig. 3. The size of cellular phones.

인체 두부는 반경 15 [cm], 높이 15 [cm]인 원통 위·아래에 각각 반경 15 [cm]인 반구가 있는 간단한 모양으로 하였다. 오른손 잡이를 기준으로 하여 정면에서 보면 두부의 왼쪽에 휴대폰이 위치한다. 휴대폰 몸체는 도체로 하였고, 안테나는 몸체와 닿는 부분에 임펄스 전압 소스(impulse voltage source)를 갖는 wire로 하였고, 공기 중으로 전자장이 0.6 [W]가 방사되도록 하였다[7],[8].

Ⅴ. 원거리 필드 패턴

결과의 타당성을 확인하기 위해서 이미 나와 있는 안테나 길이 90 [mm]인 휴대폰(가로 50 [mm],

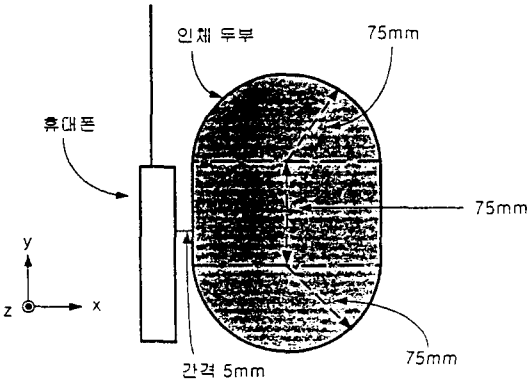


그림 4. 인체두부와 휴대폰

Fig. 4. Human head and the cellular phone.

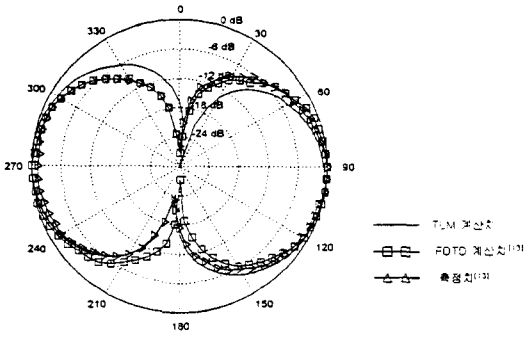


그림 5. 원거리 필드 패턴의 계산치 및 측정치

Fig. 5. Calculated and measured far-field pattern.

세로 10 [mm], 높이 90 [mm])의 원거리 필드 패턴에 대해 TLM 법으로 계산된 계산치를 참고논문[13]의 측정치 및 FDTD방법으로 계산한 계산치와 비교하여 그림 5에 나타냈다. TLM방법으로 계산한 계산치도 측정치와 대체적으로 일치함을 확인할 수 있다.

다음의 그림들은 원거리 필드 패턴을 왼쪽에는 위에서 본 모양, 오른쪽에는 정면에서 본 모양을 3차원 형태로 보여준다. 그림에서 진한 실선은 최대 전력에서 3 [dB] 적게되는 곳을 나타내고, 가는 실선들은 정면방향 축을 기준으로 10°씩 증가하는 등고선 모습을 보여준다. 그림 6은 155 [mm] 안테나 휴대폰의 원거리 필드 패턴인데 둥근 형태로 사방으로 방사가 잘 되는 모습이다. 그림 7은 155

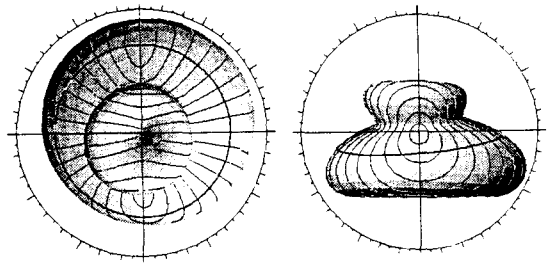


그림 6. 원거리 필드 패턴(안테나 길이155 [mm])

Fig. 6. Far-field pattern(155 [mm] antenna).

[mm] 안테나의 휴대폰과 두부를 같이 시뮬레이션 했을 때의 원거리 필드 패턴이다. 지금까지 모양에 비해 두부의 영향으로 조금 복잡한 형태가 되었다. 두부가 있는 오른쪽과 두부 부분이 아닌 왼쪽과 비교해 볼 때 두부의 영향으로 인해 오른쪽으로 방사가 적게 됨을 알 수 있다.

Ⅵ. 근접 필드 계산 결과 및 검토

4-1 안테나 길이가 84 [mm] 경우

그림 8은 휴대폰의 넓은 앞면으로부터 x방향으로 5 [mm] 떨어진 yz 면상의 전장의 크기를 등고선 형태로 그린 것으로 단위는 1 [V/m]를 기준으로 한 [dBV/m]이다. 안테나 소스 근처에서 크게됨을 볼 수 있고, 휴대폰의 몸체 위 아래 모서리 부분에서도 전장의 크기가 크다는 것을 알 수 있다.

전장의 크기가 클 수록 인체에 더 많은 영향을 주

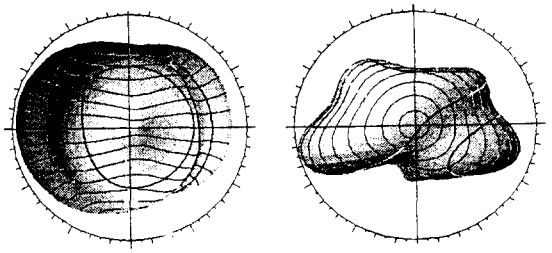


그림 7. 원거리 필드 패턴(안테나 길이155 [mm], 두부)

Fig. 7. Far-field pattern(155 [mm] antenna, human head).

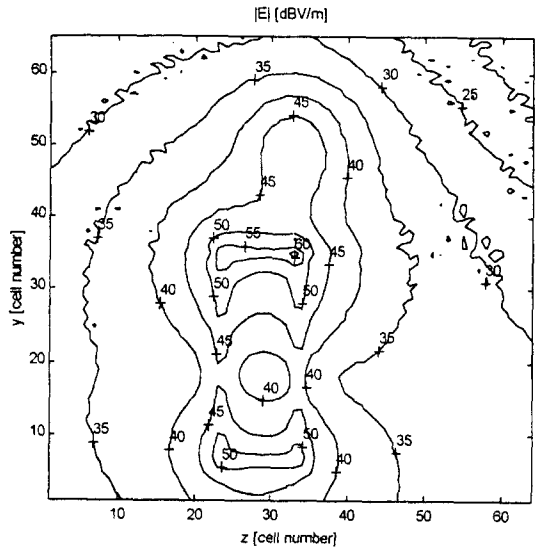


그림 8. *yz*면의 등 전장세기 선도(안테나 길이84 [mm])

Fig. 8. Magnitude contour of electric field on the *yz* plane(84 [mm] antenna).

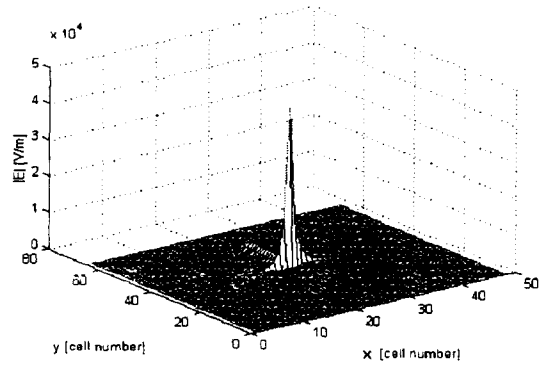


그림 9. *xy*면상의 전장세기(안테나 길이 84 [mm])

Fig. 9. Magnitude of electric field on the *xy* plane(84 [mm] antenna).

게 되므로, 그림 8에서 전장이 크게 되는 안테나를 포함하며 휴대폰 옆면에 평행한 *xy*면에서의 전장의 크기를 볼 필요가 있었다. 이 것은 그림 9에 나타내었다. 여기서 면 일부가 휴대폰을 지나며 휴대폰을 도체로 하였기 때문에 내부 전장은 0 이 되었으며 안테나 소스 근처에서 큰 값이 나옴을 볼 수 있다. 그림에서 소스 부근을 기준으로 $\pm x$축 방향으로 전장이 급격히 감소함을 볼 수 있다.

4-2 안테나 길이가 155 [mm]인 경우

시뮬레이션 조건은 84 [mm] 안테나 경우와 같게 하였고, 안테나 길이가 계산하고자 하는 900 [MHz]에서 $\lambda/2$가 되는지 안테나 전류를 구하여 그림 10에 나타내었다.

전류의 크기 형태를 보면 $\lambda/2$안테나의 전류형태인 안테나 양끝의 세기가 작고 가운데가 큰 사인 곡선과 비슷한 형태로 나타났다[14]. 안테나 길이가 반 주기 보다 작을 때와 조금 클 때와 비교해 볼 때 반 주기 일 때가 같은 크기의 전압소스에 대해 안테나에서 가장 방사가 잘 되었던 것을 시뮬레이션을 통해 알 수 있었다.

84 [mm] 안테나처럼 휴대폰의 넓은 앞면으로부터 5 [mm] 떨어진 *yz*면상의 전장의 크기를 [dB] 단위인 등고선 형태로 나타내면 그림 11과 같다. 안테나길이 84 [mm]와 비교하여 볼 때 전장의 세기가 많이 줄었음을 알 수 있다. 즉 같은 방사전력을 내기 위해서는 낮은 소스전압으로 가능함을 뜻하며 이는 동일한 방사전력 조건하에서 안테나 주위의 근접 필드가 작게 됨을 말한다. 역시 소스 근처와 안테나 끝 부분과, 몸체의 위 아래 모서리 부분의 전장의 크기가 큼을 알 수 있다.

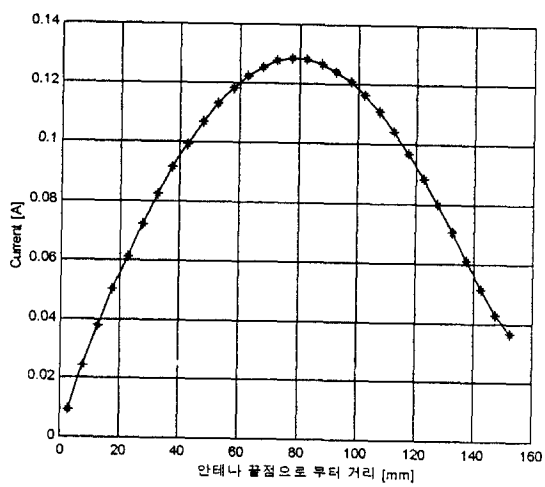


그림 10. 안테나 전류

Fig. 10. Current on antenna.

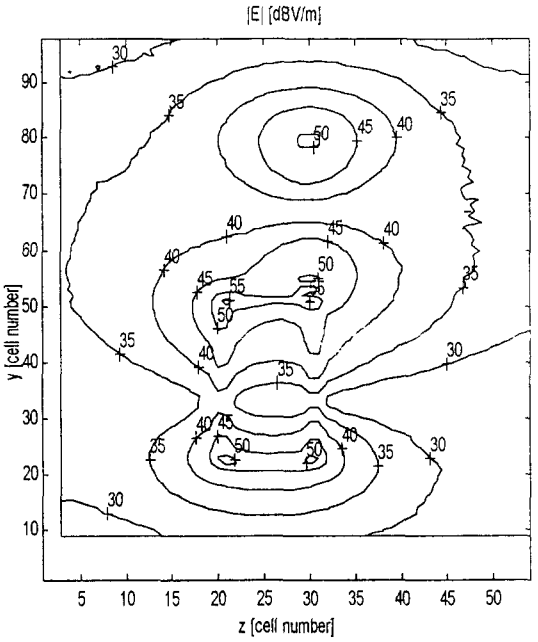


그림 11. *yz*면의 등 전장세기 선도(안테나 길이155 [mm])

Fig. 11. Magnitude contour of electric field on the *yz* plane(155 [mm] antenna).

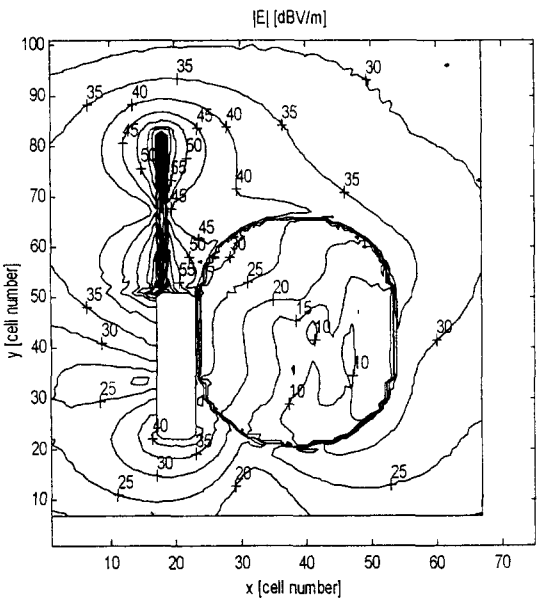


그림 12. *xy*면의 등 전장세기 선도

Fig. 12. Magnitude contour of electric field on the *xy* plane.

Ⅶ. 頭部내의 전장과 SAR 계산

인체 두부는 간단한 모양으로 모델링했으며 두부의 전기적 특성 파라메타는 주파수 900 [MHz]에서 비유전율 42.5, 도전율 0.85 [S/m]로 했고, 밀도는 1,030 [kg/m³]으로 하였다. 안테나 길이가 155 [mm]인 휴대폰에 대해 두부에서의 전장, SAR을 계산하였다. 안테나를 포함한 *xy*면상에서 전장의 세기를 [dBV/m]로 나타내면 그림 12와 같다. 두부내의 전장의 크기를 볼 때 *x*축상 왼쪽의 상단부에서 최대로 됨을 볼 수 있다. 이는 휴대폰의 소스와 안테나가 있는 부분으로 이것에 의한 영향이 큼을 알 수 있다.

30 [dB] 선을 보면 두부쪽으로 상당히 많이 퍼져 있어 전장이 머리 상단부에 흡수되는 느낌을 준다. 그림 13은 두부내의 SAR을 등고선 형태로 나타낸 그림이다. 최대 값은 1.4 [W/kg]이 나왔으며 두부쪽에서 안테나와 멀어질 수록 작은 값이 나왔다.

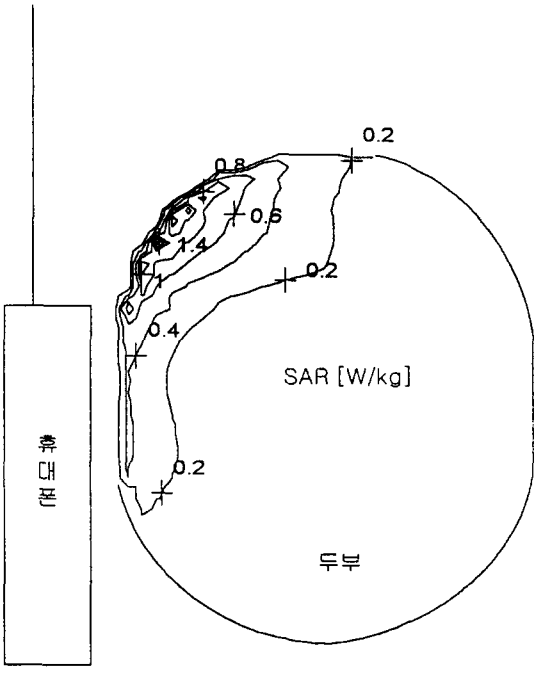


그림 13. 두부의 SAR

Fig. 13. SAR in human head model.

Ⅶ. 결 론

주파수 900 [MHz]에서 TLM방법을 사용하여 휴대폰의 근접 필드를 구하였고, 두부의 SAR을 계산하였다. 와이어 안테나의 소스와 끝, 즉 안테나의 양 끝단에서 전장세기가 다른 부분에 비하여 더 크게 나왔고, 또한 휴대폰의 몸체 위 아래 모서리 부분에서 전장의 세기가 크게 나왔다. 같은 방사 전력을 가질 때 $\lambda/2$ 안테나인 경우가 $\lambda/4$ 안테나보다 근접 필드 세기가 작게 되었다. 안테나 길이가 155 [mm]인 경우에 방사 전력이 0.6 [W]일 때 SAR의 최대값은 1.4 [W/kg]이 되었다. 또한 원거리 필드 패턴에 대한 두부의 영향을 살펴 보았다.

참 고 문 헌

[1] P. B. Johns and R. L. Beurle, "Numerical Solution of 2-Dimensional Scattering Problems Using a Transmission Line Matrix", *IEE Proceeding*, vol. 118, no. 9, pp. 1203-1208, Sept. 1971.

[2] D. A. Al-Mukhtar and J. E. Sitch, "Transmission Line Matrix Method with Irregularly Graded Space", *IEE Proceeding*, vol. 128, Pt. H, no. 6, pp. 299-305, Dec. 1981.

[3] P. B. Johns, "New Symmetrical Condensed Node for Three-Dimensional Solution of Electromagnetic Wave Problems by TLM", *IEE Electronics Letters*, vol. 22, no. 3, pp. 162-164, Jan. 1986.

[4] P. B. Johns, "Use of Condensed and Symmetrical TLM Nodes in Computer-Aided Electromagnetic Design", *IEE Proceeding*, vol. 133, Pt. H, no. 5, pp. 368-374, Oct. 1986.

[5] P. B. Johns, "A Symmetrical Condensed Node for the TLM Method", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-35, pp. 370-377, April 1987.

[6] 이윤경, 임현준, 우종우, 윤현보, "휴대폰 전자파에 노출된 頭部에 흡수되는 SAR의 FDTD에 의한 해석", 한국전자파학회 논문지, 9(1), pp. 1-7, 1998. 2.

[7] S. Watanabe, "Characteristics of SAR Distributions in a Head Exposed to Electromagnetic Fields Radiated by a Hand-Held Portable Radio", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-44, pp. 1874-1883, October 1996.

[8] M. Okoniewski, "A Study of the Handset Antenna and Human Body Interaction", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-44, pp. 1855-1864, October 1996.

[9] Tatsue Itoh, Numerical *Techniques For Microwave And Millimeter-Wave Passive Structures*, John Wiley & Sons, 1989.

[10] Edward C. Jordan, Keith G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, Prentice-Hall, 1968.

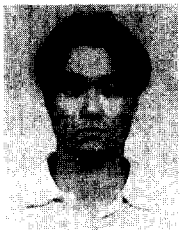
[11] Roger F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill Book Company, 1961.

[12] 박주태, "전자파에 의한 생체적 기능상태 측정", 전자파기술, 한국전자파학회, 8(2), pp. 56-65, 1997. 6.

[13] 손영수, 윤현보, "시간영역 유한차분법을 이용한 휴대용 전화기의 모노폴 안테나 특성해석", 한국전자파학회 논문지, 6(3), pp. 3-14, 1995.

[14] Costantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Harper & Row Publishers, 1982.

박 경 태



1974년 3월 18일생

1997년 2월 : 숭실대학교 전자공학과 (공학사)

1997년 ~ 현재 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 석사과정

양 승 인

1952년 1월 18일생

1974년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)

1976년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1987년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1983년~1984년 : University of Michigan, Radiation Lab.(객원연구원)

1991년~1992년 : University of Colorado, MIMICAD Center(객원교수)

1990년~현재 : 한국통신기술협회 RSG-9 의장

1996년~현재 : 한국전자파학회 학술이사

1997년~현재 : 대한전자공학회 마이크로파 및 전파전파 연구회 전문위원장

1978년~현재 : 숭실대학교 전자공학과 교수

현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 교수

[주 관심분야] 전자파 산란, 수치해석, 안테나, 초고주파 회로