

제 1 장 서론

최근 사회, 경제 활동 및 정보화의 눈부신 발달로 인하여 휴대 전화기와 같은 무선통신기술은 급속도로 발전, 사용되어지고 있다. 이는 각종 초고주파 부품의 개발과 시스템의 저림화, 소형화에 의한 것으로 통신 시스템 외에도 전자파를 이용하는 기술 산업의 발전으로 인하여 매우 다양한 가정 기기, 의료 기기, 산업용 장비가 개발되고 있으며, 앞으로도 많은 장비가 개발될 전망이다.

그러나 새로운 기술의 등장과 함께 전파 이용 시설에서 복사되는 전자파가 인체에 좋지 않은 영향을 미치고 있는 것은 아닌가 하는 불안과 의문이 제기되고 있다. 특히, 낮은 전력과 높은 주파수를 사용하는 휴대 전화기에 의한 인체 두부의 영향에 대하여 많은 관심과 연구가 진행 중인데, 복사되는 전력은 작지만 두부에 밀착시킨 근거리 영역에서 사용할 뿐만 아니라 사용 시간도 길고 유·노년층과 병약자를 포함하는 광범위한 계층이 사용하므로 뇌세포에 암 유발 가능성과 같은 많은 의문이 제시되고 있다.

이러한 근거리 전자장의 위해로부터 인체를 보호하기 위하여 각국은 전계와 자계 혹은 전력밀도의 최대 허용 노출량(maximum permissible exposure, MPE)을 규정해 놓고 있다. 이러한 기준들은 거의가 동물실험의 결과에 적정량의 안전치를 더하여 인체에 적용하는 방법으로 설정되었으므로 다분히 애매한 값이며, 전자파의 분포가 일정하게 유지되는 원거리 영역에서 이 기준치를 적용하기는 비교적 간단하지만, 휴대 전화기의 경우와 같이 전자파의 분포가 불규칙한 근거리 영역에서 기준치를 적용하기는 쉽지 않은 문제점이 있다.

전자파가 인체에 미치는 영향은 현재까지 분명하게 밝혀지진 않았지만, 크게 세포막에 대한 충격이나 이온화 작용에 기인하는 비열효과와 에너지가 조직에 흡수되었을 때의 발열현상에 기인하는 열적효과의 두 가지 작용으로 구분된다. 이 중에서 비열효과는 특히 수 10Hz 이하의 초

저주파대(extremely low frequency, ELF)에서 현저하게 나타나며, 조직에 흡수되는 전자파의 전력은 주파수에 비례하여 상승하고, 그 대부분이 열 에너지로 변화하므로 인체에 대한 영향도 주파수가 높을수록 열적효과가 현저하게 되어 약 100 MHz 이상이 되면 전자파 증후군은 거의 열적 효과에만 기인한다고 볼 수 있다. 초고주파 (microwave)는 약 300 MHz ~ 300 GHz의 주파수를 가지는 전자파이므로 최근에는 초고주파 전자파에 대한 인체의 MPE 값을 생체 조직의 흡수전력으로 나타내는 것이 일반적이다. 특히 질량 1 kg당의 전자파 흡수전력을 SAR (specific absorption rate)로 나타내고, 1 g 또는 10 g의 생체조직이나 전신에 대한 평균치로 표현하여 MPE 값으로 설정하고 있다. 잘 알려진 ANSI/IEEE C95.1 - 1992의 초고주파 안전 기준에서는 전자파 에너지에 인체가 노출될 경우 고용조건으로 잠재적인 노출을 수용하거나, 고용조건이 아닌 그 어떤 이유로 잠재적인 노출을 수용하는 경우의 환경인 관리 환경 (controlled environments)과 전자파 에너지에 인체가 노출될 경우 현재 노출되고 있는 것을 모르거나 노출을 관리할 수 없는 환경인 비관리 환경 (uncontrolled environments)으로 구분하여 기준을 정해놓고 있다. 비관리 환경인 경우에 임의 생체조직 1 g 평균 SAR 값의 첨두치가 1.6 W/kg을 초과하지 않을 것과 손, 발, 손목, 발목의 경우는 10 g 평균 SAR 값의 첨두치가 4W/kg을 초과하지 않을 것, 전신 평균 SAR 값은 0.08 W/kg을 초과하지 않을 것으로 정하고 있다. 특히, 휴대 전화기와 같은 근거리 영역에서는 전자파 분포의 심한 불균칙성 때문에 1 g 평균 SAR 값의 첨두치가 휴대 전화기에 의한 위해 정도를 표시하는 척도가 되고 있다.

인체의 SAR값을 도출하는데 있어서 가장 문제가 되는 것은 직접적인 임상 실험이 불가능하다는 것이다. 실험을 목적으로 위해 전자파를 사람에게 직접 노출시킬 수 없고, 인체 각 부위의 SAR 값도 직접 측정하기가 어렵기 때문에, 문제가 되는 인체 두부의 경우 인체 조직과 같은 전기적 특성을 가지는 매질을 이용한 모델을 제작하여 전계나 온도 분포를 프로브를 이용해서 측정하는 모형 실험의 방법과 MRI 데이터를 이용

한 해부학적 모델을 이용하여 인체 각 부위의 전계 및 자계를 계산해서 SAR 값을 계산하는 모의 계산 방법이 있다. 현재 가장 많이 사용되는 모형 실험 방법은 인체 두부의 모양과 같은 모델에 뇌조직과 같은 전기적 특성을 가지는 액체를 채워 넣은 모형을 이용하여 실험하는 방법이다 [1]-[3]. 인체를 균일 매질로 모델링한 것의 결과물을 인체 위해 기준에 직접 적용하기는 어렵고, SAR 값의 침투치는 인체 두부의 크기나 형태에 의해 좌우되지 않고 주로 인체 조직의 전기적인 특성이나 인체 두부 조직의 복잡한 매질 구성 형태에 의해 결정된다. 따라서 균일 매질을 이용하여 실험할 경우에는 실제 경우의 SAR 값보다 큰 값으로 측정되는 단점이 있다 [3]-[4].

측정 장비를 구성하기에 많은 비용이 들고 위와 같은 문제점도 있기 때문에 휴대 전화기에 의한 SAR 분포를 도출하기 위하여 모의 계산에 의한 방법이 많이 연구되어 오고 있다. 초기에는 이론상으로 복잡한 구조의 매질을 계산하기 어려운 문제가 있어서 단순한 균일 매질의 구정으로 인체 두부를 모델링했지만 [8], 매질의 복잡성에 별 영향을 받지 않는 FDTD (finite difference time domain method, 시간영역 유한 차분법)의 소개와 함께 MRI 데이터를 이용한 정확한 모델링을 기초로 연구가 진행되어 오고 있다. FDTD 방법을 이용한 이론적 계산의 예를 살펴보면, 먼저 1994년 M. A. Jensen은 다양한 형태의 휴대 전화를 모델링하고 FDTD를 이용하여 복사패턴과 안테나 입력 임피던스를 계산한 다음 실험치와 비교하여 거의 일치하는 결과를 얻으므로 휴대 전화기의 특성을 계산하는데 FDTD 방법이 매우 적절함을 보였다 [5]. 그는 1995년에 그의 휴대 전화기 모델링을 기초로 MRI 데이터를 이용하여 인체 두부를 5개의 매질로 근사 시키고 $6.56 \text{ mm} \times 6.56 \text{ mm} \times 6.56 \text{ mm}$ 의 격자 크기로 모델링한 단순한 모델을 이용하여 인체와의 상호 결합에 기인한 안테나의 특성 변화뿐만 아니라 인체 두부의 SAR 분포까지 계산하였다 [6]. 그는 여기서 인체 두부에 의한 모노폴 안테나와 PIFA (planar inverted F antenna)의 특성 변화를 계산하여 어떤 안테나가 인체에 영향을 적게 받는지 논하였다. 하지만 그의 FDTD 격자의 크기가 너무 커

서 혈액이나 척수액, 체액과 같은 유전율이 큰 매질을 정확히 계산하기에는 부족한 면이 있다. FDTD 방법을 이용한 계산을 하려면 매질의 유전율이 가장 큰 매질에 맞춰서 격자의 크기를 선택해야 하는데 900MHz의 주파수로 계산하려면 적어도 3mm 정도의 격자 크기로 모델링해야 한다. O. P. Gandhi는 3mm의 격자 크기로 모델링하였고, Dimbylow와 mann은 2mm의 격자크기로, V. Hombach는 1mm의 격자 크기로 더 정확한 모델링을 하였다 [3][4][7]. 대부분의 실험과 이론적 계산이 인체 두부와 휴대 전화기를 일직선상에 위치한 경우에 적용된 것이었지만, 현재는 실제의 경우와 동일하게 휴대 전화를 기울인 상태의 상황을 해석하고 있다. M. A. Jensen과 O. P. Gandhi는 휴대 전화를 30° 와 60° 정도로 기울인 상태의 안테나 패턴과 인체 두부의 SAR 값 변화를 계산하였다 [4][6]. 또한 FDTD는 시간영역의 계산 방법이므로 일정한 주파수 폭을 가지는 입사파를 사용하면 한번의 계산으로 많은 주파수 응답을 얻을 수 있는데 이 특성을 이용한 인체 SAR 계산을 하였다 [8][9].

우리 나라의 경우 전자파 인체 위해 연구는 전자통신연구소와 한국전파연구소 등 공립연구소들에서 문헌조사와 규격조사를 연구한 바 있고, 연세대학교의 김덕원교수가 지속적으로 연구하고 있다 [10][11]. 그러나 이들 연구는 사실상 문헌 조사나 간단한 실험에 그치고 있다. 최근 들어 위와 같은 문제를 체계적으로 연구하기 위하여 「전자장과 생체 관계 연구회」라는 연구회가 한국전자과학회 학술위원회 산하단체로 1996년 결성된 바 있다.

본 연구에서는 휴대 전화를 비스듬히 사용하는 경우에 휴대 전화기에서 복사된 전자파 에너지가 인체에 얼마나 흡수되는지를 FDTD 방법을 이용하여 계산하여 SAR 값을 도출하는 것과 이 SAR 을 측정하는 방법을 연구하는 것을 목표로 한다. 위와 같은 목표를 접근하기 위하여 제 2 장에서는 FDTD 방법을 소개하고, 제 3 장에서는 인체 두부의 3차원 FDTD 모델링 방법을 소개하였다. 본 연구를 수행하기 위해서는 인체 두부의 모델링이 우선되어야 하는데, 단순한 형태의 매질이 아닌 MRI 데이터를 이용한 인체 두부의 FDTD 모델링을 수행하였다. 그 다

음으로 인체 매질의 전자기적 특성을 조사하여 FDTD 모델링에 사용하였다. 제 4 장에서는 휴대폰의 특성을 FDTD 방법을 이용하여 해석하는 방법을 논하였다. 제 5 장에서는 위의 인체 모델링과 휴대폰 모델링을 이용하여 휴대폰에 의한 인체 두부의 전자계 분포 및 SAR 값을 해석한다. 제 6 장에서는 인체 두부의 SAR 값을 측정 기술에 대하여 논하고, 제 7 장은 각 국의 전자파 규제 동향에 대해 논한 다음, 마지막으로 2p 8 장에서 연구 결과에 대한 결론을 소개한다.

제 2 장 FDTD 방법의 소개

제 1 절 Yee 셀

FDTD 방법은 미분형태의 Maxwell 방정식을 시간영역에서 유한 차분법(finite difference method, FDM)을 적용하여 계산하는 수치해석 방법이다. FDTD 방법은 1966년 Kane Yee에 의해 처음 소개되었는데, 전기장과 자계의 벡터 값을 시간 영역과 공간 영역에서 서로 반 격자만큼 어긋나도록 샘플링을 하여 Maxwell 방정식의 미분과 적분 형태를 표현했다 [12]. FDTD 방법은 Mur, Berenger, Taflove, Umashanker 등 많은 이론가들에 의해 수정 보완된 후, 거의 모든 전자파 문제를 해석하는 전파(full wave)해석 방법으로 널리 사용되고 있다 [13].

전기 전류원이거나 자기 전류원이 존재하지 않고, 전계나 자계의 에너지를 흡수할 수 있는 매질이 다수 존재하는 공간에 대하여 미분형태와 적분형태의 시간 영역 Maxwell 방정식을 아래와 같이 표현할 수 있다.

Faraday 법칙 :

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{E} - \mathbf{J}_m \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \int \int_s \mathbf{B} \cdot d\hat{s} = -\oint_c \mathbf{E} \cdot d\hat{l} - \int \int_s \mathbf{J}_m \cdot \hat{s} \quad (2.2)$$

Ampere 법칙 :

$$\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \nabla \times \mathbf{H} - \mathbf{J}_e \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \int \int_s \mathbf{D} \cdot d\hat{s} = \oint_c \mathbf{H} \cdot d\hat{l} - \int \int_s \mathbf{J}_e \cdot \hat{s} \quad (2.4)$$

전계에 대한 Gauss 법칙 :

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (2.5)$$

$$\oint \oint_s \mathbf{D} \cdot d\hat{s} = 0 \quad (2.6)$$

자계에 대한 Gauss 법칙 :

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.7)$$

$$\oint \oint_s \mathbf{B} \cdot d\hat{s} = 0 \quad (2.8)$$

여기서 \mathbf{E} 는 전계(electric field), \mathbf{D} 는 전속 밀도(electric flux density), \mathbf{H} 는 자계(magnetic field), \mathbf{B} 는 자속 밀도(magnetic flux density)를 나타내고, \mathbf{J}_e 는 전기 전도 전류(electric conduction current), \mathbf{J}_m 는 자기 전도 전류(magnetic conduction current)를 나타낸다. 그리고 s 는 \hat{s} 을 단위 수직 벡터로 하는 임의의 면이고 c 는 \hat{l} 을 단위 법선 벡터로 하는 면 s 상의 곡선이다.

선형성, 등방성의 특성을 갖고, 주파수 분산 특성(frequency dispersive)을 갖지 않는 매질을 해석할 경우에 $\mathbf{E}, \mathbf{D}, \mathbf{H}, \mathbf{B}$ 의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.10)$$

매질 내부에서 전자파가 감쇄하여 열이 발생할 수 있을 경우, 전기 손실(electric loss)과 자기 손실(magnetic loss)은 다음과 같이 등가 전류로 나타내어 설명할 수 있다.

$$\mathbf{J}_m = \sigma^* \mathbf{H} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{J}_e = \sigma \mathbf{E} \quad (2.12)$$

여기서 σ 와 σ^* 는 각각 전기 전도도와 자기 전도도를 나타낸다.

위의 식 (2.1)에서 식 (2.12)까지를 미분형태의 Maxwell의 curl 방정식에 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{E} - \frac{\sigma^*}{\mu} \mathbf{H} \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \mathbf{E} \quad (2.14)$$

이제 위 식 (2.13)와 식 (2.14)의 벡터 성분을 분해하여 x, y, z 3차원 좌표계로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^* H_x \right) \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \sigma^* H_y \right) \quad (2.16)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma^* H_z \right) \quad (2.17)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.20)$$

상기한 6 개의 결합된 편미분 방정식이 일반적인 3차원 매질에 대한 전자파 문제를 해석을 위한 FDTD 방법의 기초가 된다. Yee의 FDTD 방법은 그림 2-1과 같이 Yee 셀 내부의 전계와 자계의 위치가 각 벡터 성분의 curl 연산을 수행할 수 있도록 설계되었을 뿐만 아니라, 동시에 식 (2.5) ~ (2.8)의 Gauss 법칙을 내재적으로 만족할 수 있도록 되어 있다.

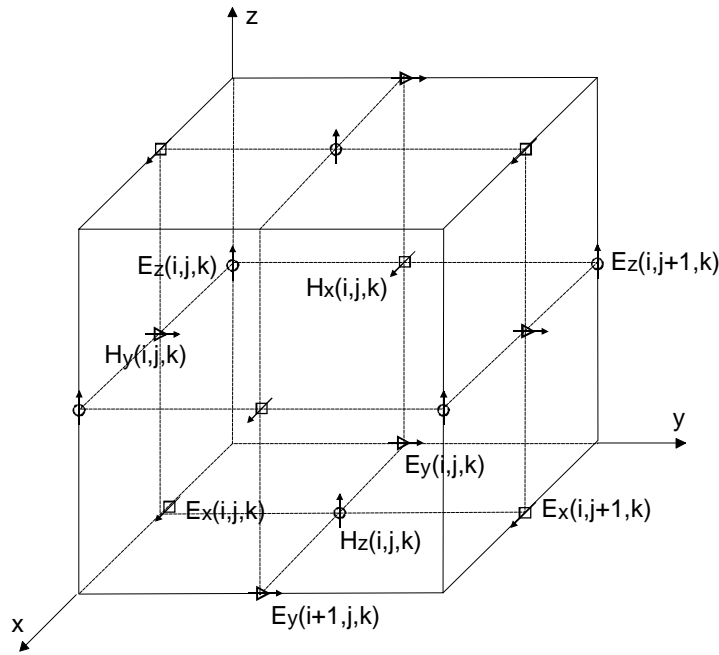


그림 2-1 Yee 셀의 구조

1966년 Kane Yee가 발표한 FDTD 방법의 알고리즘을 요약하면 다

음과 같다.

1. Yee의 방법은 전계나 자계 중 하나만을 구하지 않고, Maxwell의 curl 방정식을 이용하여 시간 영역과 공간 영역에서 전계와 자계를 전부 구한다.
 - 이 방법은 전계와 자계의 특성을 이용하여 매질을 직접 모델링할 수 있기 때문에 다른 방법에 비하여 다양한 구조의 매질에 높은 정확성을 가질 수 있다.
2. 그림 2-1에서 알 수 있듯이 \mathbf{E} 의 위치가 이웃하는 4개의 \mathbf{H} 성분 중심에 위치하고, \mathbf{H} 의 위치는 이웃하는 4개의 \mathbf{E} 성분 중심에 위치한다.
 - 이 구조는 Faraday 법칙과 Ampere 법칙 경로의 상호 연결된 형태를 가지고 있으므로 Yee의 방법은 국부적으로 Maxwell 방정식의 미분 형태이면서도 적분식을 만족한다. 따라서 이 방법은 전계와 자계의 경계 조건과 특이점의 표현에 효과적이다.
 - 이 구조를 이용한 공간 영역의 차분은 중심 차분법을 이용하여 2차의 정확도를 가지고 있다.
 - 이 구조는 Gauss 법칙을 내재적으로 만족시켜서, Yee의 FDTD 격자가 전계와 자계에 대하여 무발산 (divergence free) 조건을 만족시킨다.
3. 그림 2-1의 \mathbf{E} 와 \mathbf{H} 성분은 개구리뛰(leapfrog) 시간 스텝핑을 이용하여 시간 축 상에서 각각 \mathbf{H} 와 \mathbf{E} 성분의 중심에 위치한다.
 - 개구리뛰 시간 스텝핑을 이용하기 때문에 역행렬을 구할 필요가 없다.
 - 시간 영역의 차분이 중심 차분법을 이용하여 2차의 정확도를 가

지고 있다.

위의 식 (2.15)에서 식 (2.20)까지를 차분법을 이용하여 전개하기 전에 우선, 앞으로 사용될 기호와 차분법의 특징에 대하여 설명하면 다음과 같다. 시간 영역($n\Delta t$)과 공간 영역($i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z$)의 임의의 위치에 있는 전계 및 자계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.21)$$

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, i\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (2.22)$$

여기서 u 는 전계나 자계를 의미한다. 이 전계 및 자계의 공간 영역과 시간 영역에서 미분치를 중심 차분법을 적용하여 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i, j, k, n) = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (2.23)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i, j, k, n) = \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (2.24)$$

위의 식 (2.21)에서 식 (2.24)까지를 식 (2.15)에서 식 (2.20)까지의 Maxwell 방정식에 적용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} m &= MEDIA[H_x(i, j, k)] \\ H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} &= D_a(m)H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \\ &\quad D_b(m)(E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n + E_z|_{i,j-1/2,k}^n - E_z|_{i,j+1/2,k}^n) \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$m = MEDIA[H_y(i, j, k)]$$

$$\begin{aligned}
H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} &= D_a(m)H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \\
&D_b(m)(E_z|_{i+1/2,j,k}^n - E_z|_{i-1/2,j,k}^n + E_x|_{i,j,k-1/2}^n - E_x|_{i,j,k+1/2}^n)
\end{aligned} \tag{2.26}$$

$$m = \text{MEDIA}[H_z(i, j, k)]$$

$$\begin{aligned}
H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} &= D_a(m)H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \\
&D_b(m)(E_x|_{i,j+1/2,k}^n - E_x|_{i,j-1/2,k}^n + E_y|_{i-1/2,j,k}^n - E_y|_{i+1/2,j,k}^n)
\end{aligned} \tag{2.27}$$

$$m = \text{MEDIA}[E_x(i, j, k)]$$

$$\begin{aligned}
E_x|_{i,j,k}^{n+1} &= C_a(m)E_x|_{i,j,k}^n + \\
&C_b(m)(H_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2} + H_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2})
\end{aligned} \tag{2.28}$$

$$m = \text{MEDIA}[E_y(i, j, k)]$$

$$\begin{aligned}
E_y|_{i,j,k}^{n+1} &= C_a(m)E_y|_{i,j,k}^n + \\
&C_b(m)(H_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2} + H_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2})
\end{aligned} \tag{2.29}$$

$$m = \text{MEDIA}[E_z(i, j, k)]$$

$$\begin{aligned}
E_z|_{i,j,k}^{n+1} &= C_a(m)E_z|_{i,j,k}^n + \\
&C_b(m)(H_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2} + H_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2})
\end{aligned} \tag{2.30}$$

여기서,

$$C_a(m) = \left(2 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \tag{2.31}$$

$$C_b(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}\Delta}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \tag{2.32}$$

$$D_a(m) = \left(2 - \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \quad (2.33)$$

$$D_b(m) = \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k} \Delta}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \quad (2.34)$$

$$\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta \quad (2.35)$$

위의 식 (2.25) ~ (2.30)에서 m 값은 매질의 특성에 따라 달라지는 값으로서, 계산하고자 하는 전계와 자계의 위치에 해당하는 매질에 관계된 C_a, C_b, D_a, D_b 값을 갖도록 조정된 값이다.

위의 식 (2.25) ~ (2.30)을 식 (2.2), 식 (2.4)의 전원이 존재하지 않는 경우에 Faraday 법칙과 Ampere 법칙에 적용하여 계산하면, Yee 방법이 Faraday 법칙과 Ampere 법칙을 내재적으로 만족함을 알 수 있다. 또한 위에서 언급한 바와 같이 Gauss 법칙도 내재적으로 만족함을 보일 수 있는데, 다음과 같이 Gauss 법칙 방정식의 미분형태를 이용하여 증명할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \oint \oint_{Yee\ cell} \mathbf{D} \cdot d\hat{\mathbf{s}} &= \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (E_x|_{i,j+1/2,k+1/2} - E_x|_{i-1,j+1/2,k+1/2}) \Delta y \Delta z \\ &\quad + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (E_y|_{i-1/2,j+1,k+1/2} - E_y|_{i-1/2,j,k+1/2}) \Delta x \Delta z \\ &\quad + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (E_z|_{i-1/2,j+1/2,k+1} - E_z|_{i-1/2,j+1/2,k}) \Delta x \Delta y \end{aligned} \quad (2.36)$$

위의 식 (2.36)의 우변의 시간 미분 형태를 식 (2.18) ~ (2.20)에 대입한 다음 공간상의 미분을 차분법으로 해석하면 전 항이 소거되어 식 (2.36)의 값이 0이 된다. 따라서 다음과 같이 전계와 자계에 대하여 Gauss 법칙도 내재적으로 만족함이 입증된다. 그러므로 Yee 방법은 전원이 존재하지 않는 영역에서 FDTD 격자 내에 전계와 자계 전원이 존

재하지 않는다는 것을 확인할 수 있고, 다음과 같이 임의 시간에서 가상해(spurious solution)를 갖지 않음을 알 수 있다.

$$\oint \oint_{Yee\ cell} \mathbf{D}(t) \cdot \hat{\mathbf{s}} = \oint \oint_{Yee\ cell} \mathbf{D}(t=0) \cdot \hat{\mathbf{s}} = 0 \quad (2.37)$$

제 2 절 Yee 셀의 안정성

상기한 식 (2.25) ~ (2.35)에 소개된 FDTD 방법을 이용하여 전자파 문제를 해석할 경우, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 의 크기와 Δt 의 크기에 대한 선택을 어떻게 할 것인가에 대한 문제가 발생한다. $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 와 Δt 의 크기는 전체 계산의 안정도(stability)와 관련된다. 일반적으로 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 의 크기는 계산하고자 하는 전자파의 최단파장의 1/10 ~ 1/20 정도로 한다. 만약, 펄스파와 같이 입사파의 주파수 스펙트럼이 전 대역에 걸쳐 존재할 경우에는 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 의 크기를 계산하고자 하는 전자파의 최단파장의 1/10 정도가 되게 하고, 1/4 이하의 고주파 파장 성분의 스펙트럼이 전체 계산에 영향을 주지 않는 잡음 레벨이 되도록 선택하여 수치적 불안정성(numerical instability)을 피해야 한다. 여기서 수치적 불안정성이란 차분법을 이용한 계산 결과가 시간의 진행에 따라 제한된 범위를 벗어나 무제한으로 증가할 가능성을 말한다.

수치적 안정성에 대한 분석과 이해는 Caurant, Friedrich, Levy (CFL)과 von Neumann에 의해 이미 잘 알려진 방법을 이용하여 한다 [14]. 이 방법은 파동 방정식의 시간 영역과 공간 영역의 미분을 서로 분리시켜 안정성을 분석할 수 있는 매우 편리한 방법이다. 각 결점(node)에서 전계와 자계 성분을 Fourier 급수 전개로 나타내면, 각 Fourier 모드의 전자파가 결점에서 임의의 방향으로 진행해 나간다고 볼 수 있다. 이와 같은 방법으로 안정도를 계산하는 방법은 von Neumann이 처음으로 제안한 방법으로 각 Fourier 모드마다 안정도를 계산하여 전체 안정

도를 해석한다.

안정도 계산을 하기 위해, 먼저 TM 모드의 경우를 예를 들어 계산을 해보자. TM 모드에 대한 FDTD 표현식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{H_x|_{i,j}^{n+1/2} - H_x|_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z|_{i,j+1/2}^n - E_z|_{i,j-1/2}^n}{\Delta y} \right) \quad (2.38)$$

$$\frac{H_y|_{i,j}^{n+1/2} - H_y|_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j}^n - E_z|_{i-1/2,j}^n}{\Delta x} \right) \quad (2.39)$$

$$\frac{E_z|_{i,j}^{n+1} - E_z|_{i,j}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (2.40)$$

위의 식 (2.38) ~ (2.40)에 평면파 eigenmode가 수치적 데이터 공간을 진행해 나간다고 가정할 수 있다.

공간 차분법에 의한 스펙트럼의 eigenvalue 범위는 시간 차분법에 의한 안정된 스펙트럼의 eigenvalue 범위와 비교하여 결정될 수 있다. 우선 시간 차분에 대하여 안정된 모드의 eigenvalue를 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\frac{H_x|_{i,j}^{n+1/2} - H_x|_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda H_x|_{i,j}^n \quad (2.41)$$

$$\frac{H_y|_{i,j}^{n+1/2} - H_y|_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda H_y|_{i,j}^n \quad (2.42)$$

$$\frac{E_z|_{i,j}^{n+1} - E_z|_{i,j}^n}{\Delta t} = \Lambda E_z|_{i,j}^{n+1/2} \quad (2.43)$$

위의 식 (2.41) ~ (2.43)에서 임의의 전자파를 V 라고 하면, 일반적인 전자파 벡터성분을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_{i,j}^{n+1/2} - V_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j}^n \quad (2.44)$$

위의 식 (2.44)에서 증가계수(growth factor) $q_{i,j}$ 를 다음과 같이 정의하여 식 (2.44)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$q_{i,j} = \frac{V_{i,j}^{n+1/2}}{V_{i,j}^n} = \frac{V_{i,j}^n}{V_{i,j}^{n-1/2}} \quad (2.45)$$

$$\frac{q_{i,j} V_{i,j}^n - (V_{i,j}^n / q_{i,j})}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j}^n \quad (2.46)$$

위의 식 (2.45) 및 식 (2.46)에서 von Neumann 방법에 의하면 임의의 모드가 안정도를 만족하려면 계산하는 모든 결점에서 모든 모드에 대하여 $|q_{i,j}| \leq 1$ 이 되어야 한다. 이 조건을 만족하도록 eigenvalue를 결정하면 다음과 같다.

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (2.47)$$

다음으로 식 (2.38) ~ (2.40)의 우변항에 대하여 공간 영역 차분에 대한 eigenvalue 문제를 풀면 다음과 같다.

$$-\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z|_{i,j} - E_z|_{i,j-1/2}}{\Delta y} \right) = \Lambda H_x|_{i,j} \quad (2.48)$$

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j} - E_z|_{i-1/2,j}}{\Delta x} \right) = \Lambda H_y|_{i,j} \quad (2.49)$$

$$\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j} - H_y|_{i-1/2,j}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2} - H_x|_{i,j-1/2}}{\Delta y} \right) = \Lambda E_z|_{i,j} \quad (2.50)$$

임의의 시간 스텝 n 에서 계산하고자 하는 영역 내에 존재하는 순시적인 전계와 자계는 i, j 격자 축에 대한 Fourier 변환을 하여 사인파 모드의 합으로 나타낼 수 있다. 이것을 2차원 공간-주파수 스펙트럼 (spatial-frequency spectrum) 혹은 격자의 평면파 eigenmode라고 한다. 그러므로, 수치적 파동벡터를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_z|_{I,J} = E_{z0} e^{j(k_x I \Delta x + k_y J \Delta y)} \quad (2.51)$$

$$H_x|_{I,J} = H_{x0} e^{j(k_x I \Delta x + k_y J \Delta y)} \quad (2.52)$$

$$H_y|_{I,J} = H_{y0} e^{j(k_x I \Delta x + k_y J \Delta y)} \quad (2.53)$$

위의 식 (2.51) ~ (2.53)을 식 (2.48) ~ (2.50)에 대입하여 계산하면 임의의 \mathbf{k} 에 대하여 eigenvalue Λ 는 다음과 같은 범위를 가지게 된다.

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\Lambda) &= 0 \\ -2c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}} &\leq \operatorname{Im}(\Lambda) \leq 2c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}} \end{aligned} \quad (2.54)$$

여기서 c 는 광속을 의미한다. 임의의 공간 모드가 안정되도록 만들려면, 위의 식 (2.47)에서 나타낸 시간 차분에 의해 결정된 안정된 eigenvalue의 범위 내에 식 (2.54)의 임의의 공간 모드가 완전히 포함되도록 하여, 다음과 같이 전체 FDTD 수치계산의 안정된 범위를 얻을 수 있고, 이 조건을 간단하게 Courant 안정 조건이라고 한다.

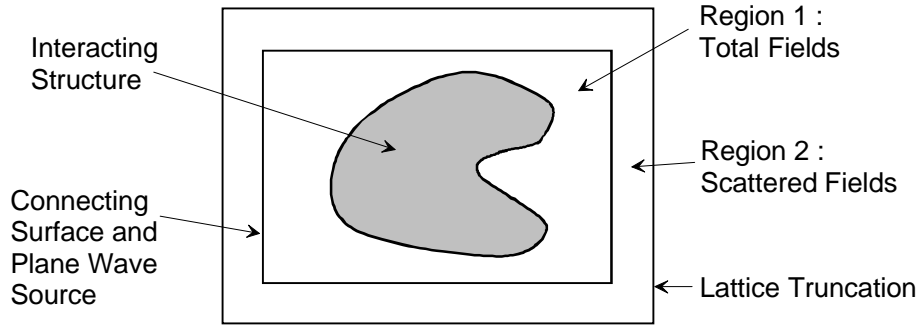
$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}}} \quad (2.55)$$

이를 3차원 문제로 확대하여 계산하면 다음과 같게 된다.

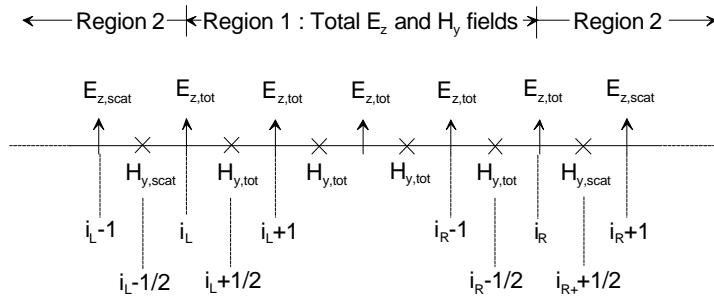
$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.56)$$

제 3 절 전체파/산란파 전개법

전체파/산란파(total-field/scattered-field) 영역의 구분은 1982년부터 시작되었는데, 사인파가 정상 상태(steady state)로 입사할 경우를 해석하기 위하여 전자파원을 간략하게 표현하면서 시작되었다. 이것은 Maxwell 방정식의 선형성으로 인하여 전계와 자계를 아래와 같이 분리함으로부터 전개된다.



(a)



(b)

그림 2-2 전체파/산란파 전개법

$$\mathbf{E}_{tot} = \mathbf{E}_i + \mathbf{E}_{scat} \quad (2.57)$$

$$\mathbf{H}_{tot} = \mathbf{H}_i + \mathbf{H}_{scat} \quad (2.58)$$

여기서 \mathbf{E}_i 와 \mathbf{H}_i 는 입사파를 나타내고, 모든 FDTD 격자 내에서 미리 알 수 있는 값이다. 이것은 전자파가 산란체가 존재하지 않는 자유공간을 진행하는 경우와 같다. \mathbf{E}_{scat} 와 \mathbf{H}_{scat} 는 산란체에 의한 산란파를 나타내는 것으로 계산을 통해서 결정해야 하는 값이며, 미리 알 수 없는 값이다. Yee의 방법은 입사파와 산란파, 전체파에 각각 적용할 수 있다. 전체파/산란파 전개법이란 계산하고자 하는 영역을 그림 2-2 (a)와 같이 물리적으로 존재하지 않는 가상 경계면을 만들어, 영역 내부를 전체파를 이용하여 FDTD 전개를 하고, 영역 외부를 산란파를 이용하여 전개한 후, 경계면에서의 불연속을 연결 조건(connection condition)을 이용하여 두 영역을 적절하게 연결시켜 전체적인 계산을 하는 방법을 말한다.

이와 같이 전체파/산란파 영역으로 전자파를 구분하여 계산하는 방법의 장점을 요약하면 다음과 같다.

1. 임의의 입사파를 표현할 수 있다.
 - 연결 조건이란 경계면에서 수치적 공간 차분을 일치시키기 위한 방법으로서 그림 2-2 (a)의 경계면에서 Region 1의 내부로 임의의 방향으로 편향된 임의 방향의 입사파를 입사시킬 수 있다.
2. 구조물을 비교적 간단히 프로그램 할 수 있다.
 - Region 1에 계산하고자 하는 매질을 놓고, 전체파를 이용하여 계산하기 때문에 매질이 서로 다른 복합 매질의 경우, 경계 조건을 저절로 만족하므로 연결 조건을 계산하기만 하면, 산란파만을 이용하여 수식 전개를 했을 경우보다 간단히 프로그램 할 수 있다.

3. 넓은 계산 영역을 가진다.

- Shadow 영역과 공진기 해석에서 전체파의 크기는 매우 작은 값을 가지게 된다. 이 경우 산란파만을 이용하여 계산하면 산란파가 입사파를 정확히 소거해 내야 하므로 여러 가지 수치적 문제점이 생기게 되는데, 전체파/산란파 영역을 구분 지어 해석하면 이와 같은 문제점이 생기지 않는다.

4. 흡수경계 조건을 적용하기 쉽다.

- 흡수경계 조건을 적용하는 영역은 산란파만으로 계산하는 Region 2로서 전자파가 외부로 향해 빠져나가는 방향을 가지게 되어 흡수경계 조건을 적용하기 쉽다.

5. 원거리 응답을 얻기 쉽다.

- 산란파 영역은 입사파를 포함하지 않으므로 산란체의 원거리 응답을 계산하기가 매우 간단하다.

산란파 영역과 전체파 영역의 계산을 연결 조건을 이용하여 연결시키는데, 그림 2-2 (b)의 1차원 경우를 예로 들어 설명하면 다음과 같다. Region 1은 전체파로 전개된 영역이고 Region 2는 산란파로 전개된 영역이며, 경계 영역은 i_L 과 i_R 이 된다. 여기서 이 경계 영역을 경계로 $H_{y,scat}|_{i_L-1/2}$ 는 산란파 식 전개를 따르고, $E_{z,tot}|_{i_L}$ 는 전체파 식 전개를 따르는 것으로 다음과 같이 표현된다.

$$E_{z,tot}|_{i_L}^{n+1} = \frac{\Delta t}{\epsilon_o \Delta x} (H_{y,tot}|_{i_L+1/2}^{n+1/2} - H_{y,tot}|_{i_L-1/2}^{n+1/2}) \quad (2.59)$$

$$H_{y,scat}|_{i_L-1/2}^{n+1/2} = \frac{\Delta t}{\mu_o \Delta x} (E_{z,scat}|_{i_L}^n - E_{z,scat}|_{i_L-1}^n) \quad (2.60)$$

위의 식 (2.59) 및 식 (2.60)에서 $H_{y,tot}|_{i_L-1/2}^{n+1/2}$, $E_{z,scat}|_{i_L}^n$ 은 그림 2-2 (b)에서 알 수 있듯이 계산 영역의 메모리에 저장되어 있는 양이 아니다. 따라서 다음과 같이 입사파를 포함시켜서 경계 영역에서의 연결 조건을 만족시킨다.

$$E_{z,tot}|_{i_L}^{n+1} = \frac{\Delta t}{\epsilon_o \Delta x} (H_{y,tot}|_{i_L+1/2}^{n+1/2} - H_{y,scat}|_{i_L-1/2}^{n+1/2} - H_{y,i}|_{i_L-1/2}^{n+1/2}) \quad (2.61)$$

$$H_{y,scat}|_{i_L-1/2}^{n+1/2} = \frac{\Delta t}{\mu_o \Delta x} (E_{z,tot}|_{i_L}^n - E_{z,scat}|_{i_L-1}^n - E_{z,i}|_{i_L}^n) \quad (2.62)$$

제 4 절 입사파 구현

FDTD의 장점을 충분히 이용할 수 있는 입사파로 Gaussian 펄스파를 많이 사용한다. 왜냐하면 단일 입사파를 이용한 한 번의 계산으로 관심 있는 주파수 영역의 응답을 모두 얻을 수 있기 때문이다. 계산하고자 하는 주파수 영역의 대역폭을 갖는 Gaussian 펄스파를 입사시킨 후 그 응답을 DFT하면 쉽게 주파수영역의 응답을 얻을 수 있다.

하지만 본 연구는 많은 주파수 응답을 얻기 위한 것이 아니라 850 MHz 휴대폰에 의한 인체 두부의 영향을 계산하기 위한 것이므로 850 MHz 사인함수를 가지는 전압을 휴대폰 안테나에 입사시킨다.

$$V_i(t) = \begin{pmatrix} \frac{t}{3T} \sin(\frac{2\pi t}{T}) & , & t < 3T \\ \sin(\frac{2\pi t}{T}) & , & t \geq 3T \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

사인파를 직접 임의의 매질에 입사시키면 overshoot가 생기므로

steady state가 될 때까지 사인파의 크기를 서서히 증가시키는 식 (2.63)과 같은 방법으로 입사파를 구현한다. 이를 나타내면 그림 2-3과 같다.

계산하고자 하는 영역이 완전도체나 자유공간일 경우에는 별 문제가 없지만 만약에 전자파가 투과할 수 있는 매질이 존재할 경우 매질 내부에서 전자파의 파장은 $1/\sqrt{\epsilon\mu}$ 에 비례하게 되어 감소하게 된다. 파장당 10개의 셀로 계산할 경우, 셀의 크기가 3mm이고 인체 두부의 비유전율 중 가장 큰 값이 약 80이라고 할 경우, 1.2 GHz까지 정확한 값을 계산할 수 있다. 그림 2-3에서 알 수 있듯이 900 MHz가 주된 주파수의 입사파는 충분히 계산할 수 있다. 위에서 결정한 입사파에서 셀의 크기가 1/4 파장 이상이 되는 고주파수의 신호 레벨의 크기가 충분히 작지 않다면 잡음과 비안정성에 대하여도 고려해 보아야 한다. 이와 같은 현상은 셀의 크기를 3 mm로 했을 경우 2.8 GHz에 해당하는데 그림 2-4에서 살펴보면 이 주파수의 스펙트럼이 보다 낮으므로 위에서 결정한 값들이 계산의 안정성에 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

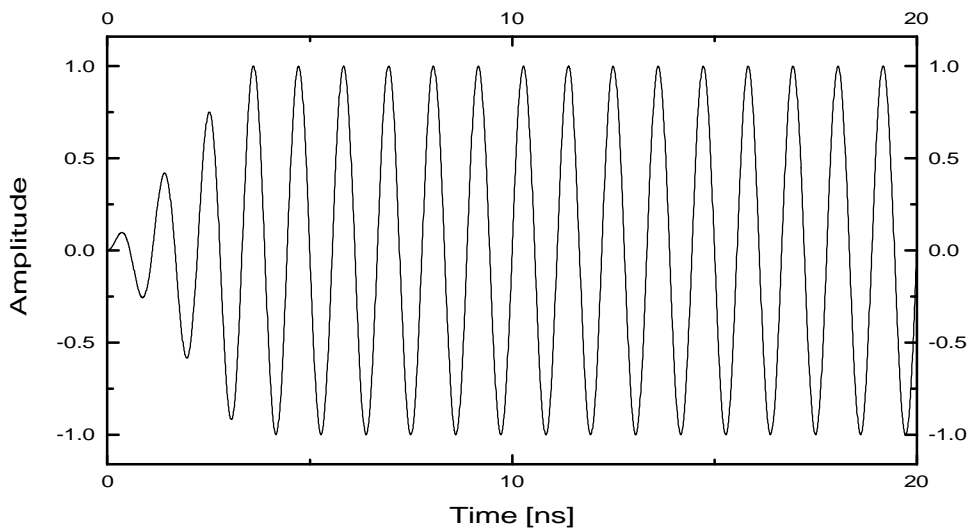


그림 2-3 입사파

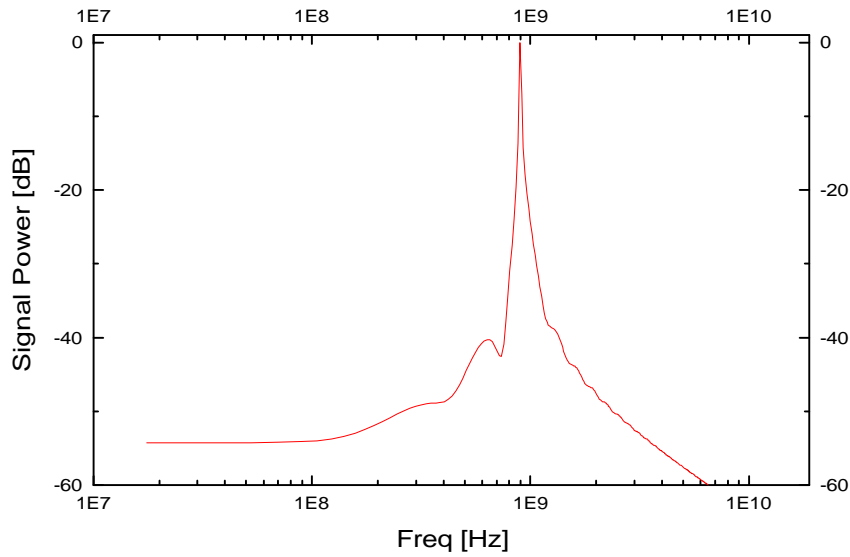


그림 2-4 입사파의 FFT 결과

제 5 절 PML 흡수 경계조건

전자파 산란 문제를 FDTD 방법으로 해석하기 위해서는 계산 영역이 관심 영역을 전부 포함하도록 만들어야 한다. 그러나 자유 공간과 같이 관심 영역이 개방되어 있을 경우, 관심 영역을 모두 포함하는 계산 영역을 만든다는 것은 불가능한 일이다. 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 계산 영역을 효과적으로 제한하는 방법이 필요한데, 계산 영역을 산란체보다 조금 더 크게 설정하고, 설정된 계산 영역의 경계면에서 경계면 바깥으로 진행하는 전자파가 반사하지 않고 전부 흡수되도록 한다면, 한정된 계산 영역으로 자유 공간과 같은 개방된 영역을 모델링할 수 있다. 이와 같은 가상 경계면의 조건을 흡수 경계 조건 (Absorbing Boundary Condition ; ABC)이라고 한다.

ABC는 크게 미분형 ABC가 있고 재료형 ABC가 있다. 미분형 ABC는 초기 이론으로서 1차원 파동 방정식을 바탕으로 유도되었으며 1977년 Engquist-Majda가 처음으로 이론을 발표했다 [15]. 이것은 경계면에서 바깥으로 향하는 전자파를 Taylor 급수 전개하여, 경계면의 전계와 자계를 근사적으로 구하는 방법으로서 Mur의 차분법이 유명하다 [16]. 그러나, 이 방법은 경계면에서 전자파가 광속으로 진행한다는 가정을 가지고 계산하기 때문에 아무리 훌륭한 근사를 한다고 해도 1%-5%의 반사가 존재한다.

재료형 ABC는 계산 영역의 경계면을 완전 도체로 처리한 후, 일정한 두께의 가상 매질을 만들어 계산 영역의 경계면에 부착시키는 방법이다. 이 가상 매질은 일정한 크기의 손실을 가지면서, 입사파의 방향과 주파수, 편향에 관계없이 자유공간의 임피던스와 동일한 임피던스를 갖도록 설계되었다. 자유공간의 임피던스와 동일하기 때문에 가상 매질에 도달한 산란파는 반사 없이 이 가상 매질 내부로 입사할 수 있고, 입사된 전자파는 가상 매질을 통과하면서 매질 내부의 손실에 의해 거의 전부 매질에 흡수된다. 이 재료형 ABC는 Berenger의 PML (Perfectly Matched Layer)이 유명한데, 1994년에 처음으로 소개되었다 [17].

위의 PML 이론을 간단히 소개하기 위하여, 우선 TM 모드의 경우를 생각해 보자. 전계 성분이 분리된 TM 모드의 Maxwell 방정식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\epsilon_o \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (2.64)$$

$$\epsilon_o \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.65)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_y^* H_x = - \frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (2.66)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma_x^* H_y = \frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (2.67)$$

위의 식 (2.64) ~ (2.67)에서 σ_x 와 σ_x^* 는 각각 x 방향의 전기 전도도와 자기 전도도를 나타내고, σ_y 와 σ_y^* 는 y 방향의 전기 전도도와 자기 전도도를 나타낸다. TM 전자파가 $(\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_y^*)$ 의 매질에서도 자유 공간에서의 임피던스를 가지려면 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\frac{\sigma_x}{\epsilon_o} = \frac{\sigma_x^*}{\mu_o}, \quad \frac{\sigma_y}{\epsilon_o} = \frac{\sigma_y^*}{\mu_o} \quad (2.68)$$

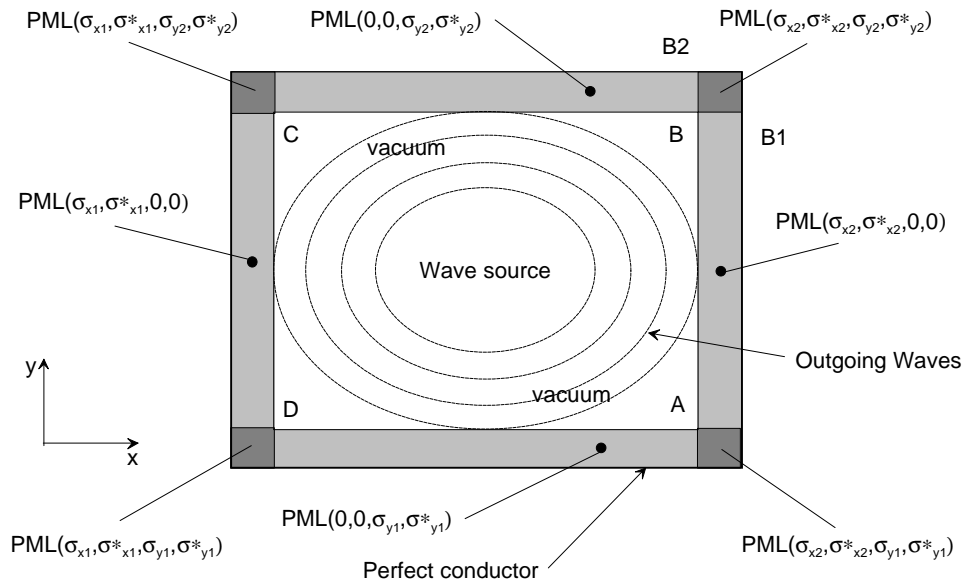


그림 2-5 Berenger의 PML을 갖는 2차원 FDTD 격자

위의 식 (2.64) ~ (2.68)을 이용하여 TM 모드에서 PML을 적용하면 그림 2-5와 같다. 각 경계면에서 $(\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_y^*)$ 의 분포는 그림 2-5와 같이 하여 외부로 향하는 전자파를 모두 흡수할 수 있도록 한다. 이 때

σ 의 값은 경계면으로 갈수록 크고 내부에서는 작게 해야 하는데, σ 의 값이 갑자기 커지면 전자파의 큰 감쇠에 의한 수치적인 반사가 생기기 때문이다. 그래서 Berenger는 다음과 같이 σ 값을 변화시켜 흡수 경계에서 반사가 최소가 되게 했다.

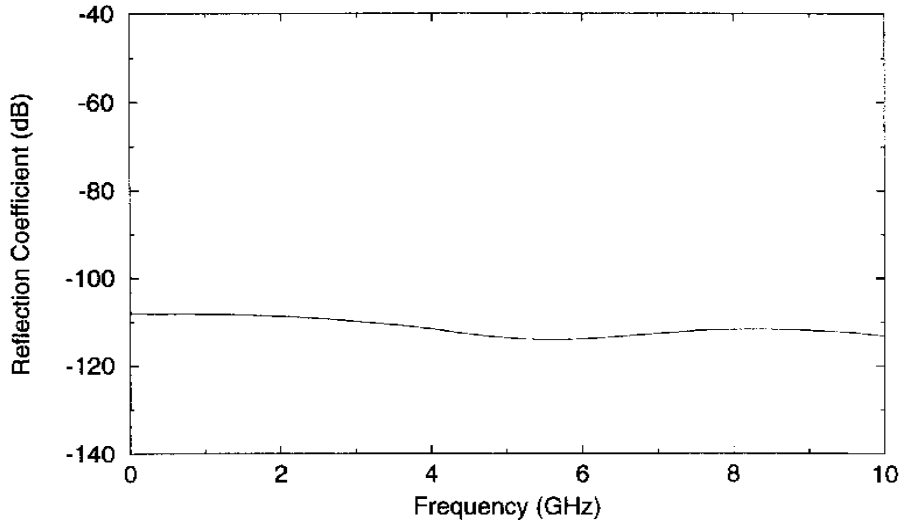


그림 2-6 PML 경계 조건을 이용한 반사계수($R(0) = 10^{-6}$, 16셀 두께)

$$\sigma(\rho) = \sigma_{\max} (\rho/\delta)^n \quad (2.69)$$

여기서 σ_{\max} 는 전기 전도도의 최대값이고 δ 는 PML층의 총 두께, ρ 는 점점 증가하는 PML 내부의 임의 위치로서 $0 \sim \delta$ 사이의 값이며, n 은 결정해야 할 값으로 대개 2 ~ 3 정도의 값이다. σ 값을 이와 같이 했을 경우 임의의 각도로 입사하는 TE 모드의 반사계수는 다음과 같이 계산된다.

$$R(\theta) = e^{-2\sigma_{\max}\delta\cos\theta/((n+1)\epsilon_0 c)} \quad (2.70)$$

위의 내용을 바탕으로 16층 두께의 PML을 이용하면 그림 2-6과 같이 -100dB 이하의 반사 계수를 얻을 수 있다. 그림 2-6은 수직 방향으로 10^{-6} 정도의 반사 계수를 갖도록 설계된 PML 이다. $100 \times 100 \times 50$ 셀 개수의 FDTD 계산에서 x 축을 따라 Local error의 양을 계산하여 Mur의 경우와 비교하면 그림 2-7과 같다 [18].

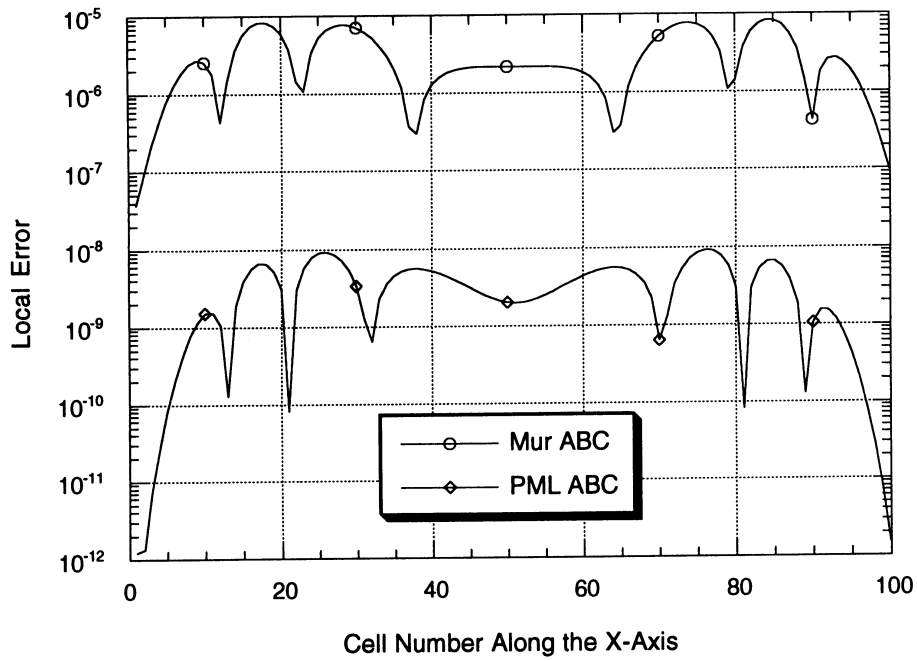


그림 2-7 Local 전계 error : x 축 경계면을 따라 ($100 \times 100 \times 50$ 셀)

제 3 장 인체 두부의 모델링

제 1 절 2차원 MRI 영상

전자 장비에 의한 인체 두부의 전계 분포를 해석하려면, 우선 인체 두부의 모델링이 필요하다. 인체 두부의 모델링 방법은 일반적으로 단순 구조 모델링 방법으로서 인체 두부를 인체 두부와 크기가 비슷한 구 (sphere) 형태의 단순 매질로 모델링하는 방법과 구 형태이지만 단순 매질이 아닌 적층 구조로 모델링하는 방법이 있다. 다음으로, 인체 두부와 크기와 모양이 거의 일치하는 복잡 구조 모델링 방법이 있다. 이 방법은 인체 두부를 크기와 모양은 인체 두부와 일치하지만 단순 매질로 모델링하는 방법과 MRI 데이터를 이용하여 인체 두부의 내부 구조도 동일하게 모델링하는 방법이 있다. 인체 두부를 단순 구조나 단순 매질로 모델링하는 방법은 간단하지만 실제 복잡한 인체 두부와 많은 차이가 있기 때문에 인체 두부의 전계 분포나 SAR값을 정확하게 예측하기 어렵다. 반면에 MRI 데이터를 이용하여 인체 두부의 내부 구조까지 정확한 모델링하는 방법은 다른 방법에 비해 정확한 계산 결과를 얻을 수는 있지만 모델링에 많은 노력을 투자해야 한다. 전자 기기에 의한 인체 두부의 전자 파 위해성 여부는 민감한 부분이기 때문에 되도록 정확한 모델링과 계산을 할 수 있어야 한다.

외국의 경우 인체 두부에 대한 몇가지 상용 FDTD 모델링이 있다. 대표적인 예로 XFDTD라는 FDTD 시뮬레이터를 제작 판매사는 Remcomm사의 제품이 유명하다. 이 모델링은 미국의 NLM(U. S. National Library of Medicine)에서 수행되고 있는 the visible human project에서 촬영된 MRI 데이터를 기반으로 제작되었으며 한 셀의 크기는 $3\text{ mm} \times 3\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 이다. 그러나 이 모델링에 사용된 인체 두부는 외국인이고 표준 한국인의 경우와 차이가 많기 때문에, 이 모델링 데이터를 직접 국내 환경에 적용하기는 어렵다.

본 연구에서는 한국적 상황에서 적용할 수 있는 모델링을 개발하기 위하여 한국 표준과 일치하는 인체 두부를 선택하여 직접 MRI 촬영을 하였다. 한국표준과학연구원에서 측정하여 보고된 '97년 국민표준체위 조사 보고서'라는 자료를 보면, 1997년에 연령 25-29세의 머리 둘레 평균은 56.9 cm, 표준편차는 1.4 cm이고, 연령 19세의 머리 둘레 평균은 56.3 cm, 표준편차는 1.5 cm이고, 연령 50-59세의 머리 둘레 평균은 56.4 cm, 표준편차는 1.4 cm이다. 본 연구에서의 MRI 촬영을 위해 선정된 모델의 머리 둘레는 56.5 cm로서 한국 표준이라고 볼 수 있다. 참고로 MRI 촬영은 국내의 메디슨 MRI 연구소에서 촬영하였다.



그림 3-1 선정된 모델의 MRI 영상 (sagittal plane)

MRI 촬영된 데이터의 해상도가 높을수록 좋겠지만, 해상도가 높을수록 많은 데이터가 필요하므로 본 연구에서는 휴대폰 주파수에 해당하는 계산을 정확하게 하기 위해서 $3\text{ mm} \times 3\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 이하의 FDTD 모델링을 목표로 하였다. 이와 같은 해상도의 FDTD 모델링을 하려면 MRI 데이터 자체도 동일하거나 더 해상도가 높은 모델링을 수행해야 한다. MRI 데이터를 처음부터 고해상도로 촬영하기 전에 우선 선정된 모델을 이용하여 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 의 해상도를 갖는 MRI 촬영을 수행하였다. 그림 3-1과 그림 3-2는 선정된 모델의 sagittal plane과 transverse plane에서의 영상이다.

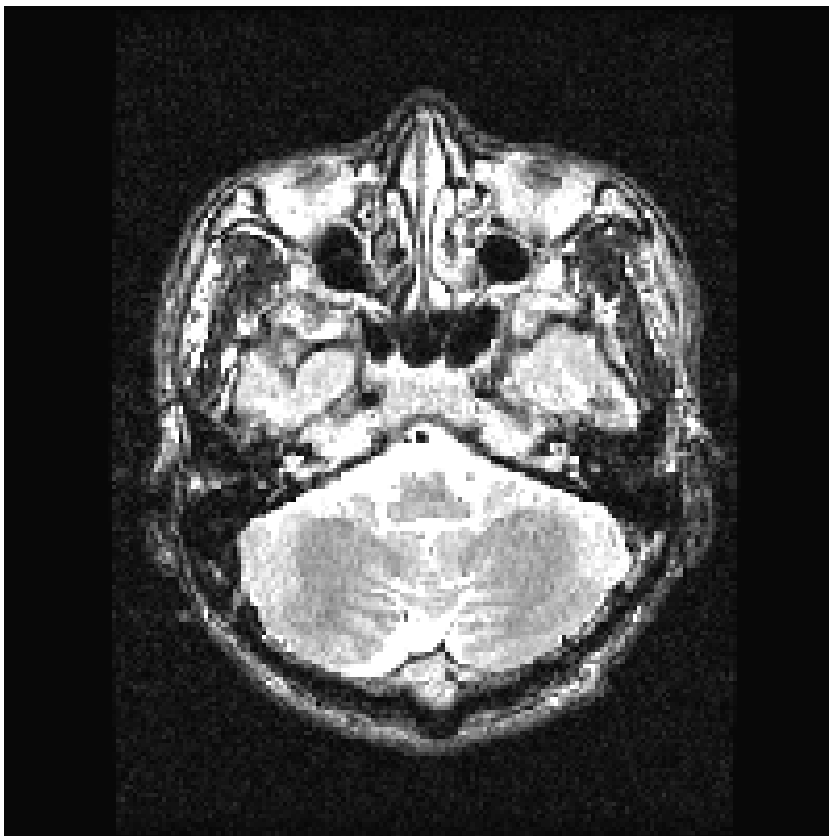


그림 3-2 선정된 모델의 MRI 영상 (transverse plane)

현재까지의 연구에서는 머리 둘레만을 표준 모델로 삼았다. 그러나 선정된 모델의 뒤통수의 형태는 한국인 경우에 흔히 있지만 표준이라고 보기 어려운 점이 있다. 따라서 머리 둘레의 길이 만이 아니라 눈살점-머리마루점-뒤통수점 길이, 머리 두께, 머리 너비, 머리 길이 등 머리 형태를 포함하는 다양한 표준 척도를 포함하여 모델을 선정할 필요가 있다. 앞으로 새로운 모델을 선정하여 1 mm × 1 mm × 1 mm의 고해상도 MRI 촬영을 하여, 한국 표준으로서 적합한 모델링을 수행할 계획이다.

제 2 절 3차원 Segmentation 모델링

제 1 절에서 소개된 요구 조건대로 MRI 영상을 촬영하면 이것은 3차원 영상이 아닌 2차원 영상이다. 이 2차원 MRI 영상에서 어느 부분이 뼈이고, 어느 부분이 뇌조직이고, 어느 부분이 근육인지 구별해 내야 한다. 이렇게 촬영된 인체 영상을 인체 매질에 따라 구분하는 것을 segmentation이라고 한다.

이상으로 얻어진 2차원 MRI 영상은 1 mm × 1 mm의 해상도를 갖는 raw파일 형식으로 전체 셀의 크기가 256 × 256인 2차원 배열로 저장된다. 이러한 raw 데이터를 이용하여 자체 개발된 2차원 segmentation tool(그림 3-3)를 이용하여 2차원 배열의 2차원 segmentation file를 만든다.

매질 a, b의 2 종류의 매질을 갖는 경우의 2차원 segmentation 과정을 살펴보면 그림 3-4와 같다. 먼저 각각의 매질 a, b를 둘러싸는 외곽선을 마우스를 이용하여 그려준 다음 각각의 매질을 둘러싸는 외곽선에 그 내부 매질의 종류 값과 우선 순위를 부여한다. 이와 같은 외곽선 정보를 포함하는 모든 매질의 외곽선이 그려지면 우선 순위가 낮은 매질부터 그 매질에 해당하는 색깔을 이용하여 외곽선의 내부를 채워나간다.

그림 3-4와 같은 경우 2종류의 매질이 모두 보이기 위해서는 매질 b가 매질 a를 포함하고 있기 때문에 매질 a의 우선 순위가 매질 b의 우선 순위보다 높아야 한다. 따라서 매질 b를 둘러싸는 외곽선의 내부 먼저 매질 b의 색을 이용하여 채워주고 매질 a의 외곽선 내부를 매질 a의 색을 이용하여 채워준다.

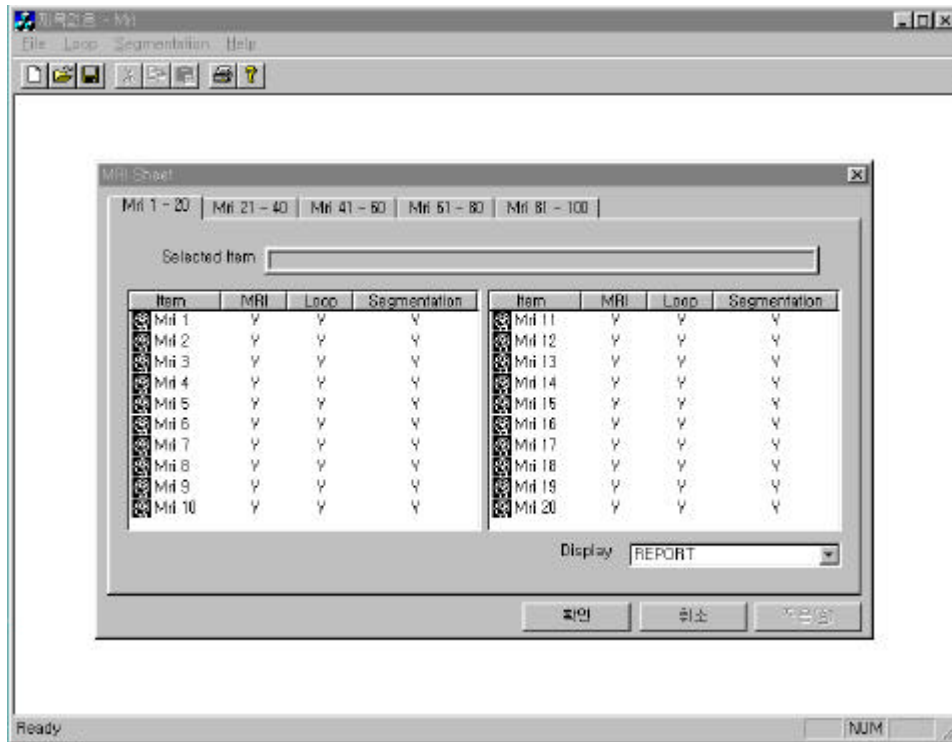


그림 3-3 2차원 segmentation 저작 도구

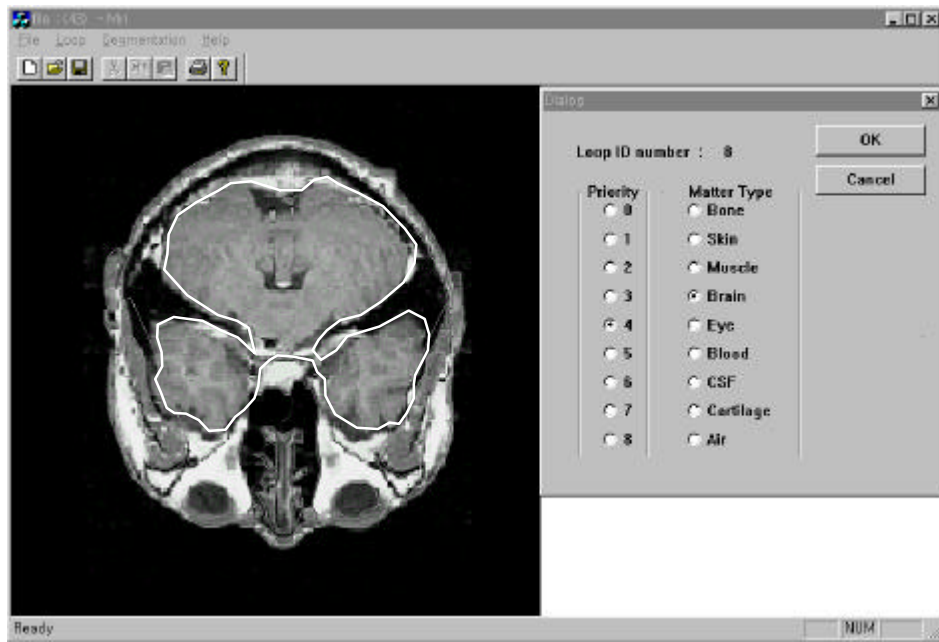


그림 3-5 외곽선의 종류 값과 우선 순위 부여

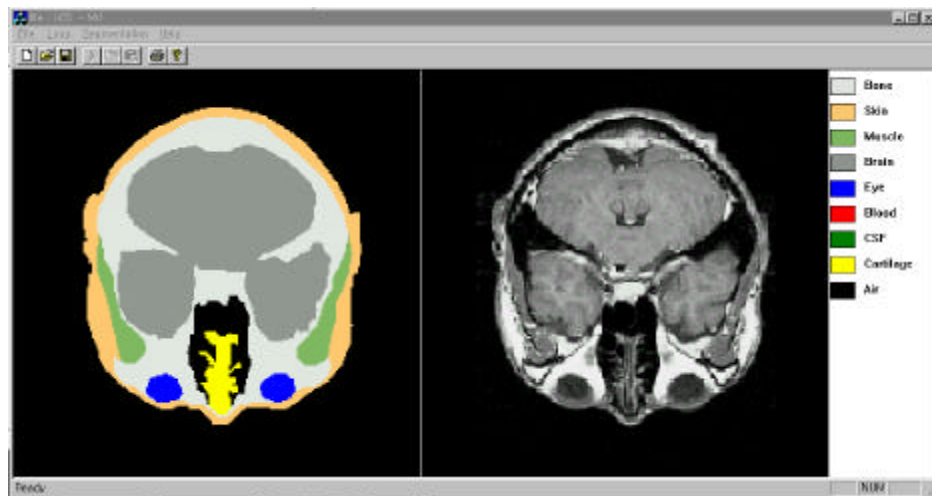


그림 3-6 2차원 segmentation 모델링

위와 같이 2 차원 MRI 영상의 segmentation이 완성되면 이것을 위치와 공간을 잘 이용하여 3차원 segmentation 모델링을 제작한다. 3차원 segmentation 모델링은 segmentation된 2차원 배열을 3차원적으로 연결하여 구성된 데이터 구조를 의미한다. 이렇게 얻어진 데이터는 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 의 해상도를 갖는 3차원 배열을 이룬다. 나중에 FDTD 모델링을 위해서는 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 의 고해상도의 3차원 배열이 필요하므로 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 의 해상도의 데이터를 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 의 해상도의 3차원 segmentation file로 변형하기 위해서는 interpolation 과정이 필요하다. 이것은 MRI 촬영시 z 축으로 1 mm 간격의 데이터를 얻기 매우 어렵기 때문이다.

$1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 의 해상도라는 것은 z 축으로 3 mm 간격으로 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 해상도의 2차원 배열을 가지고 있음을 의미한다. 따라서, $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 의 해상도를 얻기 위해서는 3 mm 간격으로 배열된 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 해상도의 2차원 데이터 사이 사이에 적당하게 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 해상도의 2차원 데이터 2개를 구성하면 된다. 이렇게 사이 사이에 필요한 2차원 데이터는 그림 3-7와 같은 interpolation 방법을 이용해서 얻는다. 본 연구에서는 가장 단순한 2차원 interpolation을 적용했는데, 가장 가까운 곳의 데이터를 복사해서 얻는다.

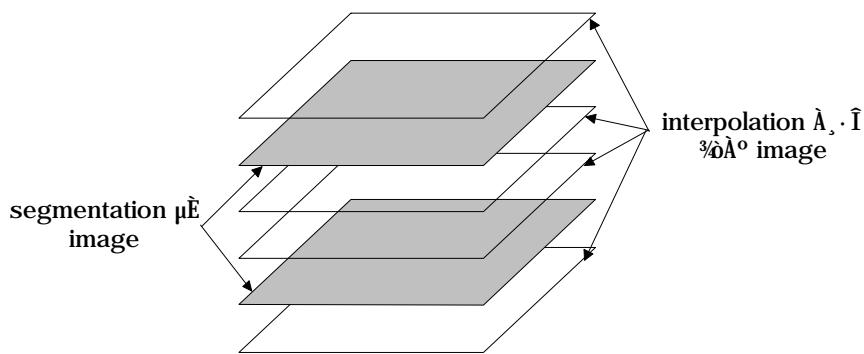


그림 3-7 2차원 interpolation

제 3 절 인체 조직의 매질 특성

제 2 절에서의 3차원 segmentation 모델링은 인체 두부의 매질 구조를 파악하는 과정이었고, 3차원 segmentation 모델링을 이용하여 FDTD 해석하려면 segmentation된 인체 매질의 전자기적 특성을 알아야 한다. 여기서 전자기적 특성이란 인체 매질의 전도도, 유전율, 투자율과 밀도를 의미한다. 밀도 이외의 매질 특성은 주파수에 따라 다르기 때문에 휴대폰의 사용 주파수에 따라 정확한 매질 특성을 파악해야 한다. 본 연구에서 사용된 휴대폰의 주파수는 850 MHz, 1.8 GHz, 2 GHz이다. 이 주파수 대역에 대한 인체 매질의 특성에 대하여 다양한 연구가 진행되었지만 최근에 Camelia Gabriel의 Brooks Air Force 기술 보고서에 소개된 방법이 널리 사용되고 있다 [19]. 이 방법은 FCC (federal communications commission)에서 채택하여 인터넷(<http://www.fcc.gov/fcc-bin/dielec.sh>)에 소개되고 있으며, 인체 매질 특성을 4-Cole-Cole Analysis로부터 유도하고 있다. 그리고, 이 방법은 SAR 해석에 널리 사용되고 있다. 본 연구에서 사용된 휴대폰의 주파수 850 MHz, 1.8 GHz, 2 GHz에서의 8가지 인체 매질 특성을 보면 다음과 같다.

제 4 절 인체 두부의 3차원 FDTD 모델링

3차원 segmentation 모델링은 인체 두부에 대하여 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 의 고해상도를 갖는 데이터 구조이다. 이 데이터를 그대로 FDTD 계산에 적용하면 많은 계산 시간이 필요하게 되지만, 계산 결과가 특별히 더 좋아지는 것은 아니다. FDTD 계산 방법은 해당 주파수의 파장에 비해 $1/20$ 정도의 해상도를 갖도록 셀의 크기를 조정하면 거의 정확한 해를 보장받을 수 있다. 그러므로 고해상도의 3차원 segmentation 모델링을 저해상도의 3차원 FDTD 모델링으로 변형하여 사용하는 것이 훨씬

	850 MHz			1.8 GHz		2.0 GHz	
	유전율 (ϵ_r)	전도도 (σ)	밀도 (ρ)	유전율 (ϵ_r)	전도도 (σ)	유전율 (ϵ_r)	전도도 (σ)
뼈	16.69975 1	0.23287 2	*1850.0	15.56198 6	0.43170 8	15.37028 7	0.48109 7
피부	41.67657 5	0.85024 8	1020.0	38.87185 7	1.18476 8	38.56790 2	1.26546 3
근육	56.07603 5	0.95154 1	*1040.0	54.44228 4	1.38938 0	54.16928 9	1.50885 6
뇌	46.01815 0	0.74838 3	*1030.0	43.54489 9	1.15308 0	43.21181 5	1.25621 7
눈	55.41019 8	1.14821 5	1000.0	53.56778 7	1.60172 7	53.27028 7	1.72438 2
혈액	61.52394 5	1.51658 7	1000.0	59.37226 1	2.04369 0	59.02232 4	2.18629 8
척수액	68.74950 4	2.39263 3	**1020.0	67.20049 3	2.92358 9	66.91025 5	3.07414 0
연골	42.83455 7	0.76005 4	1130.0	40.21548 1	1.28678 2	39.75946 8	1.42288 9

참고 : 밀도 자료중 * 표시는 FCC 홈페이지 자료임, ** 표시는 1996년 EMC 에 발표된 “Evaluation of the SAR Distribution in the Human Head for Cellular Phones Used in a Partially Closed Environment”를 참조, 나머지 밀도는 Remcom 자료 참조.

표 3-1 850 MHz, 1.8 GHz, 2 GHz에서의 인체 매질 특성

경제적이다. 따라서 본 연구에서는 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 의 고해상도 3차원 segmentation 모델링을 $2\text{ mm} \times 2\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ 의 저해상도 3차원 segmentation 모델링으로 바꾼 다음 FDTD 모델링을 하였다. 저해상도 3차원 segmentation 모델링은 그림 3-8과 같이 고해상도 segmentation 모델링에 비해 셀의 크기가 크기 때문에 저해상도 segmentaion 모델링한 개의 셀에는 다수의 고해상도 segmentation 모델링 셀이 포함된다.

그러므로 저해상도 3차원 segmentation 모델링은 우선, 저해상도 segmentation 모델링의 해당 셀 내부에 포함되는 고해상도 segmentation 모델링 셀의 종류별 개수를 셀 다음, 가장 많은 개수를 차지하는 종류의 매질로 모델링한다.

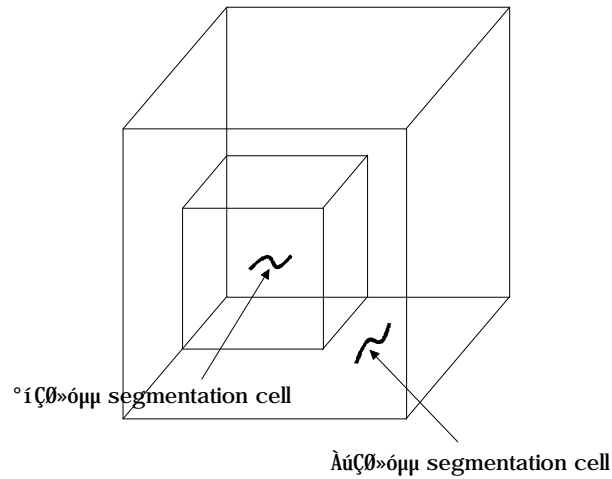


그림 3-8 3차원 FDTD 모델링과 저해상도 segmentation 모델링

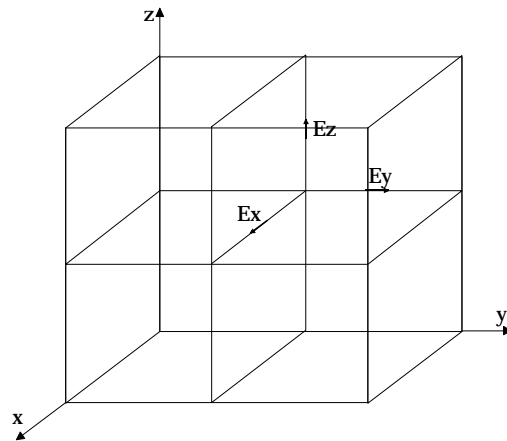
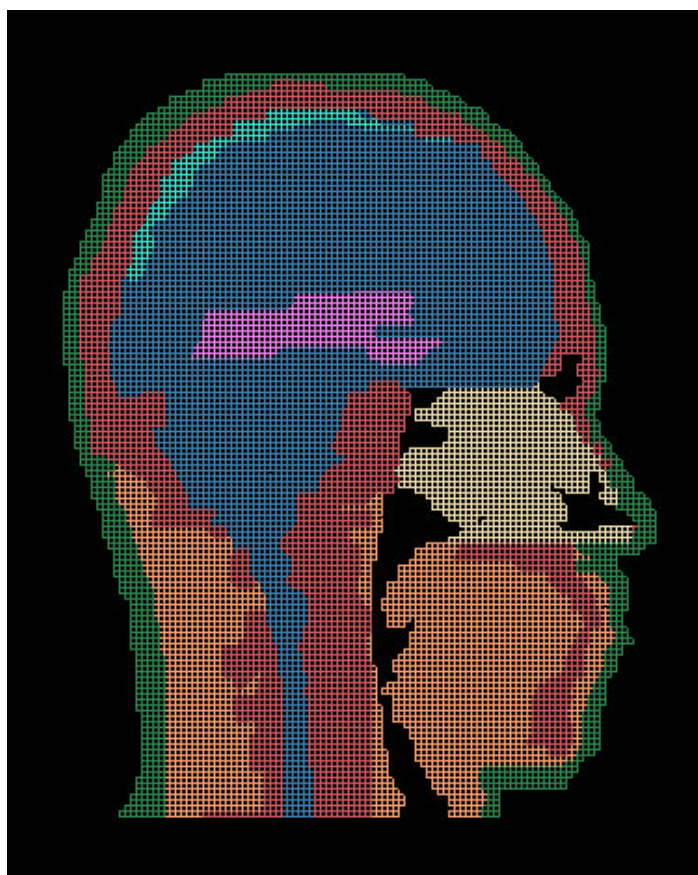


그림 3-9 E_x 를 공유하는 저해상도 3차원 segmentation 셀

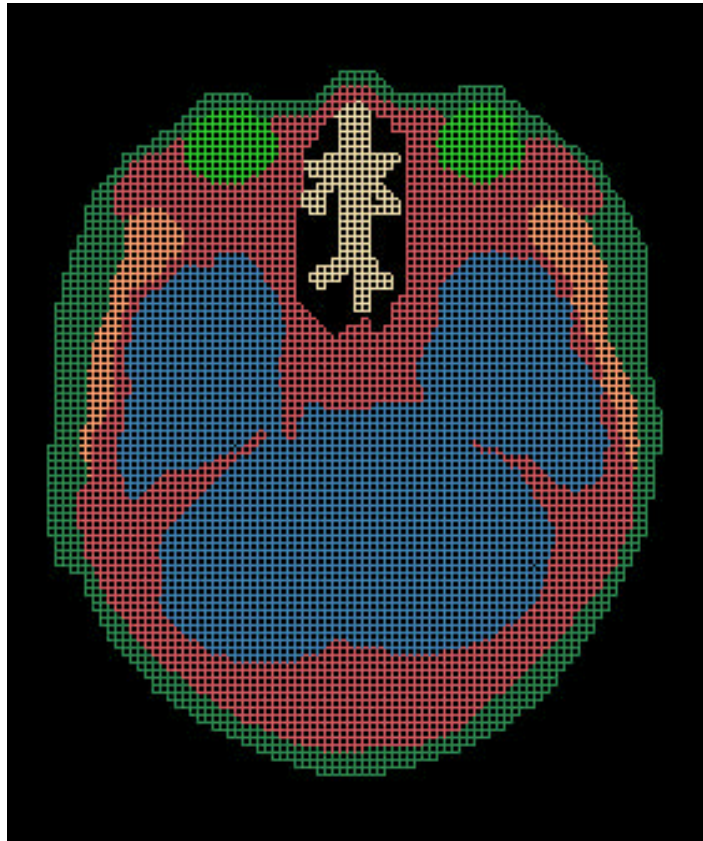
FDTD 계산을 하려면 Ex, Ey, Ez 위치에 해당하는 매질의 종류를 구분해서 모델링해야 한다. Ex, Ey, Ez 위치는 저해상도 3차원 segmentation 모델링 셀의 각 모서리 부분에 해당한다. 따라서 FDTD 모델링은 그림 3-9와 같이 Ex, Ey, Ez의 위치를 공유하는 4개의 저해상도 3차원 segmentation 모델링 셀 중에 가장 많은 개수를 차지하는 종류의 매질로 모델링한다. 그림 3-9는 Ex를 공유하는 저해상도 3차원 segmentation 셀만을 나타낸 것이다.

제 2 절에서 3차원 segmentation 모델링된 인체 두부에 위의 FDTD 모델링 과정을 적용하면 그림 3-10과 같다.

CENELEC 등의 규제 기관에서 권고하고 있는 휴대폰의 일반적인 사용 자세는 휴대폰을 인체 두부에 수직으로 세워서 사용하는 것이 아니라 그림 3-11와 같이 비스듬히 기울여 사용하는 것이다. 이 때 휴대폰의 안테나 부분은 큰 전류가 분포하는 부분이면서, 전류의 크기 변화가 심하게 일어나는 부분으로서 정확한 계산이 요구되는 부분이다.



(a) sagittal plane



(b) transverse plane

그림 3-10 인체 두부의 FDTD 모델링

만약, 휴대폰을 임의의 각도로 기울인다면 휴대폰이 전체 FDTD 격자 구조와 어울리지 않게 된다. 특히 안테나 부분의 왜곡이 심하게 된다. 이렇게 FDTD 격자 구조에 비스듬하게 위치하는 매질은 일반적으로 계단 근사를 이용하여 계산한다. 그러나 이 계단 근사 방법은 모델링 자체가 부정확할 뿐만 아니라, 표면파의 생성으로 인하여 가상 해를 만들 수 있음이 알려졌다. 따라서 정확도와, 계산의 효율성 면에서 휴대폰을 기울이는 것이 아니라 그림 3-12과 같이 인체 두부를 기울여서 계산하는 것이 바람직하다. 이렇게 인체 두부를 기울이려면 저해상도의 FDTD 모델

링을 직접 적절한 변형을 통하여 기울이는 것보다 고해상도의 3차원 segmentation 모델링을 이용하여 FDTD 모델링을 재구성하는 것이 바람직하다.

제 2 절에서 3차원 segmentation 모델링된 인체 두부에 위의 FDTD 모델링 과정을 적용하면 그림 3-10과 같다.

CENELEC 등의 규제 기관에서 권고하고 있는 휴대폰의 일반적인 사용 자세는 휴대폰을 인체 두부에 수직으로 세워서 사용하는 것이 아니라 그림 3-11와 같이 비스듬히 기울여 사용하는 것이다. 이 때 휴대폰의 안테나 부분은 큰 전류가 분포하는 부분이며, 전류의 크기 변화가 심하게 일어나는 부분으로서 정확한 계산이 요구되는 부분이다. 만약, 휴대폰을 임의의 각도로 기울인다면 휴대폰이 전체 FDTD 격자 구조와 어울리지 않게 된다. 특히 안테나 부분의 왜곡이 심하게 된다. 이렇게 FDTD 격자 구조에 비스듬하게 위치하는 매질은 일반적으로 계단 근사를 이용하여 계산한다.

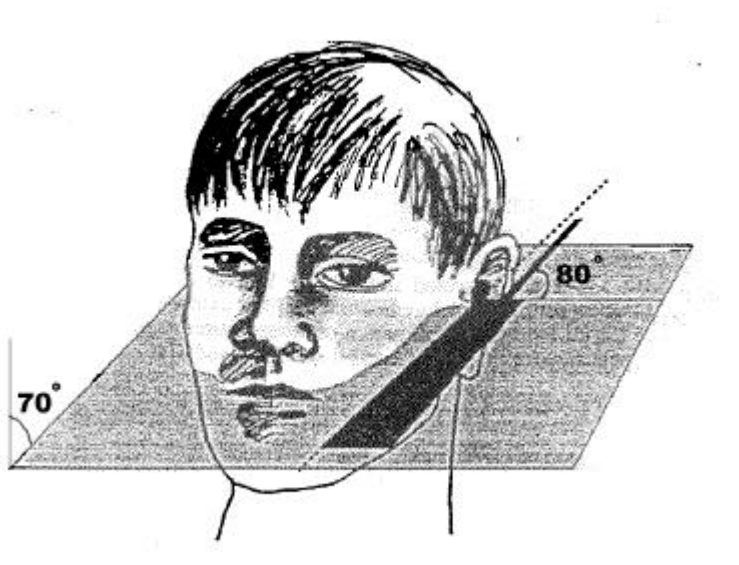
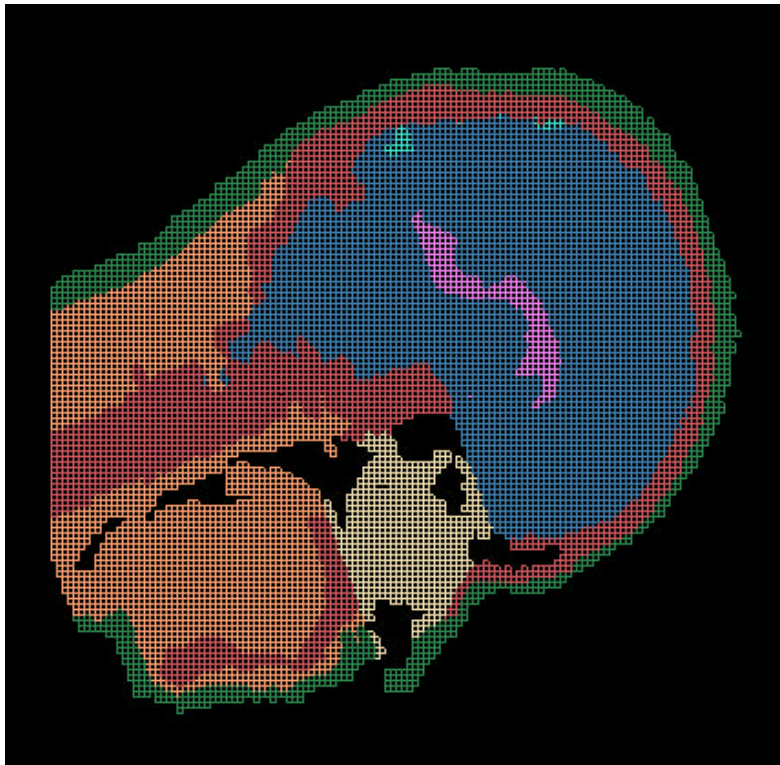
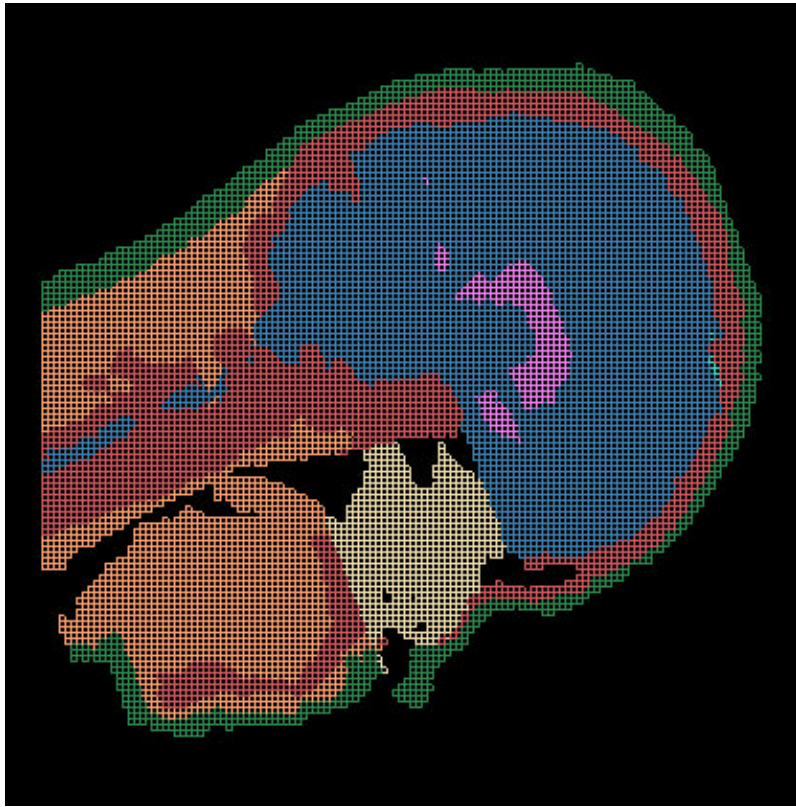


그림 3-11 일반적인 휴대폰의 사용 자세

그러나 이 계단 근사 방법은 모델링 자체가 부정확할 뿐만 아니라, 표면과의 생성으로 인하여 가상 헤를 만들 수 있음이 알려졌다. 따라서 정확도와, 계산의 효율성 면에서 휴대폰을 기울이는 것이 아니라 그림 3-12과 같이 인체 두부를 기울여서 계산하는 것이 바람직하다. 이렇게 인체 두부를 기울이려면 저해상도의 FDTD 모델링을 직접 적절한 변형을 통하여 기울이는 것보다 고해상도의 3차원 segmentation 모델링을 이용하여 FDTD 모델링을 재구성하는 것이 바람직하다.



(a) 아래로 70° 기울어진 경우



(b) 아래로 70° 기울어지고 10° 안으로 경사진 경우

그림 3-12 일반적인 휴대폰의 사용 자세에서의 인체 두부 FDTD 모델링

제 4 장 휴대폰의 FDTD 해석

제 1 절 휴대폰 모델링

안테나 문제를 FDTD 방법으로 접근하고자 하는 시도는 오래 전부터 계속되어 오고 있다. monopole 안테나, patch 안테나, planer inverted F antenna (PIFA), horn 안테나 등 많은 안테나 문제가 FDTD 방법으로 해석되어 좋은 결과를 얻고 있다 [20].

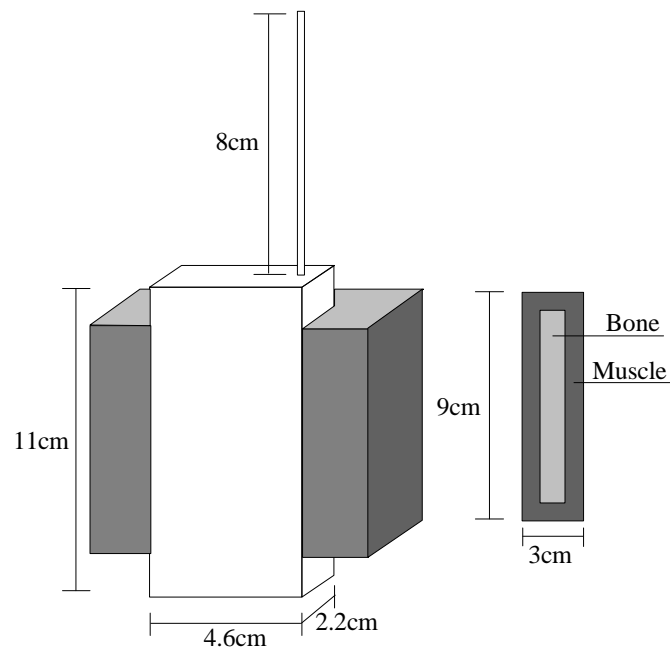


그림 4-1 휴대폰의 모델링

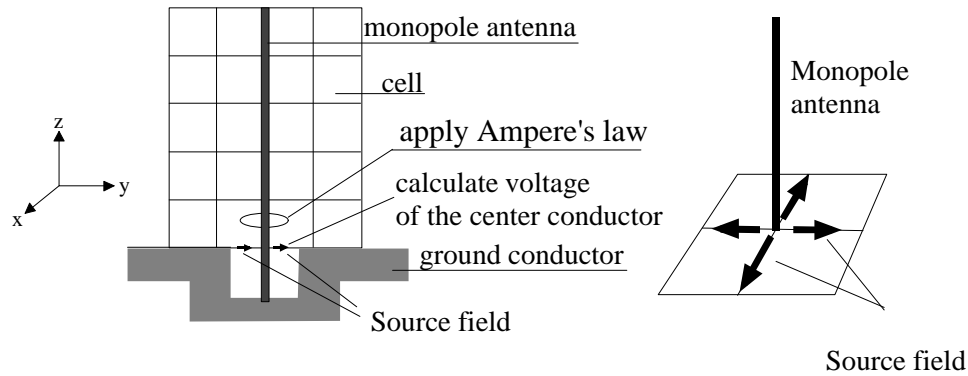


그림 4-2 모노폴 안테나의 모델링

본 연구에서는 휴대폰 몸체를 2 mm 두께의 유전율이 2.0인 플라스틱 케이스에 둘러 싸인 도체 box로 모델링하고 휴대폰에 사용되는 안테나를 일반적으로 사용하는 모노폴 안테나로 모델링하여 FDTD 해석을 하였다. 그리고 좀 더 실제적으로 모델링하기 위하여 휴대폰을 손으로 감싼 구조로 그림 4-1과 같이 휴대폰을 모델링하였다.

핸드폰에 부착된 모노폴 안테나를 FDTD 해석하기 위하여 모노폴 안테나 부분만을 나타내면 그림 4-2와 같다.

모노폴 안테나의 중심 도체의 굵기는 매우 얇아서 대개 FDTD 셀의 크기보다 훨씬 작다. 한 셀의 크기보다 작은 구조를 FDTD 해석하기 위해서는 특별한 방법이 도입되어야 하는데, 보통 전계의 변화가 심한 동축선 형태로 되어 있는 안테나 feeding 부분과 안테나 중심도체 부분을 셀 크기가 다른 셀보다 9배에서 25배정도 작게 하여 해석하는 sub-gridding 방법과 셀의 크기를 변화시키지 않으면서 간략한 형태로 Faraday 법칙 등의 적분식을 적용하여 해석하는 방법이 사용되고 있다 [21].

셀의 크기를 줄여서 계산하는 방법은 동축선에 TEM 모드의 입사파를 구현하여 사용하고, 휴대폰과 안테나 접합부의 불연속면에서 반사를 계산하고 임피던스 정합 정도를 파악할 수 있는 등 다양하고 정확한 계산을 할 수 있지만 알고리즘이 복잡할 뿐만 아니라 많은 메모리를 필요

로 하는 단점이 있다.

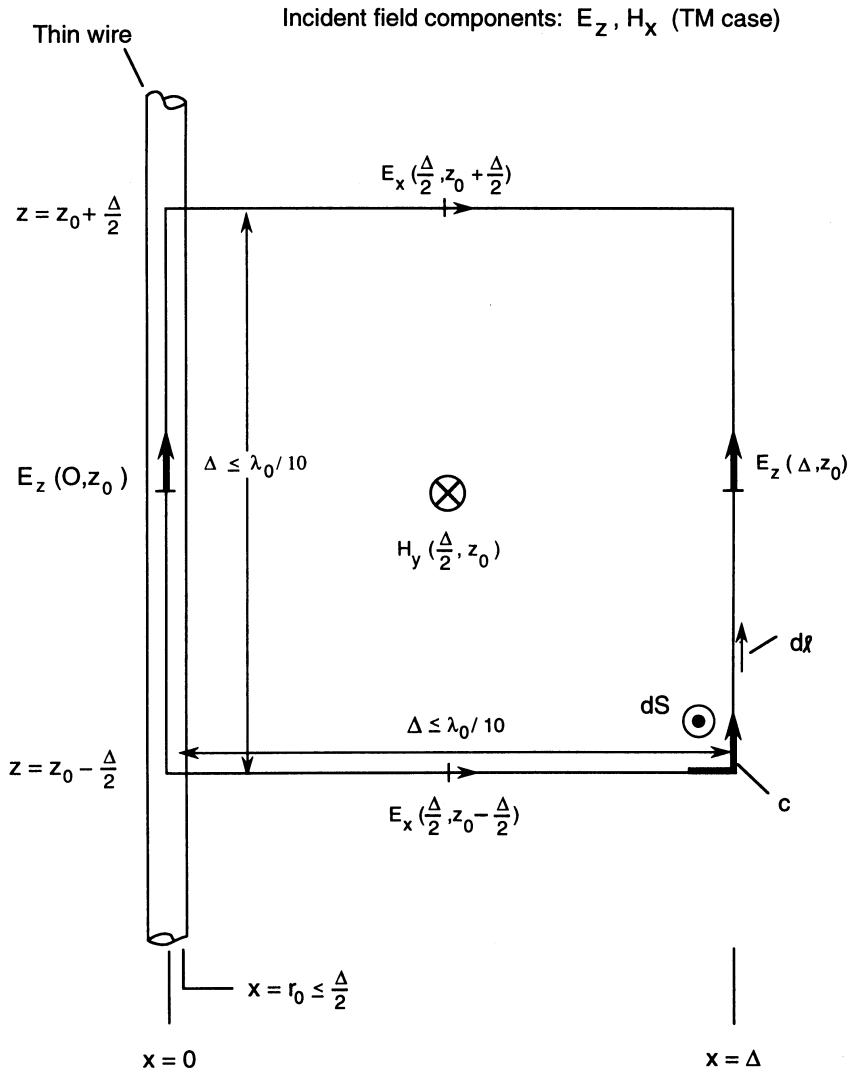


그림 4-3 Faraday 법칙을 이용한 안테나 중심도체 주변의 FDTD 계산

본 연구에서는 그림 4-3에서처럼 Faraday 법칙을 이용하여 안테나의 중심도체를 해석하고 안테나 feeding을 핸드폰 몸체와 안테나 중심도체 접합부에 직접 hard source로서 입력 전압에 해당하는 전계를 위치시켰

다. 안테나는 동축선에 연결되어 있고 FDTD 셀의 크기가 파장에 비해 1/10 정도로 매우 작기 때문에 안테나 입력 전압이 V_i 라고 할 경우, 안테나 feeding 점에서의 전계는 아래와 같이 정전계의 경우와 같이 계산할 수 있다.

$$E_i(t, r) = \frac{V_i(t)}{\ln(a/r_o)r} \quad (4.1)$$

여기서 a 는 동축선 외부도체의 반경이고, r_o 은 안테나 중심도체의 반경이다. 안테나 중심도체는 FDTD 셀의 크기보다 훨씬 작은 구조이기 때문에 미분 형태의 Maxwell 방정식을 사용하지 않고 적분식으로써 Faraday 법칙을 이용하여 쉽게 계산할 수 있다. 그림 4-2와 같은 안테나 중심 도체를 포함한 FDTD 셀 구조와 해석은 아래와 같다.

위 그림 4-3에서 안테나 중심도체 주변의 전계와 자계는 FDTD 셀의 크기가 파장에 비해 매우 작기 때문에 다음과 같이 정전계 문제와 유사하게 볼 수 있다.

$$E_x(x, z_o \pm \frac{\Delta}{2}) = E_x|_{\frac{\Delta}{2}, z_o \pm \frac{\Delta}{2}} \frac{\Delta/2}{x} \quad (4.2)$$

$$H_y(x, z) = H_y|_{\frac{\Delta}{2}, z_o} \frac{\Delta/2}{x} [1 + C_1(z - z_o)] \quad (4.3)$$

$$E_z(\Delta, z) = E_z|_{\Delta, z_o} [1 + C_2(z - z_o)] \quad (4.4)$$

여기서 C_1, C_2 는 상수 미지수이다. 위 그림 4-3의 구조를 FDTD 계산하기 위하여 수식 (4.2)-(4.4)를 수식 (2.2)의 Faraday 법칙에 적용하여 계산하면 다음과 같은 FDTD 계산식을 얻을 수 있다.

$$\frac{H_y|_{\Delta/2, z_o}^{n+1/2} - H_y|_{\Delta/2, z_o}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{\frac{1}{2}(E_x|_{\Delta/2, z_o - \Delta/2}^n - E_x|_{\Delta/2, z_o + \Delta/2}^n \ln(\frac{\Delta}{r_o}) + E_z|_{\Delta, z_o}^n}{\mu_o \frac{\Delta}{2} \ln(\frac{\Delta}{r_o})}} \quad (4.5)$$

위의 그림 4-2와 같이 안테나의 중심도체를 포함하는 4개의 셀에 위의 수식 (4.5)를 전개한 이론을 적용하여 전개하면 간단하게 안테나 중심도체를 FDTD해석할 수 있다.

안테나의 입력 임피던스는 아래 그림 4-4에 나타난 바와 같이 안테나 feeding 점에서 입력전압과 계산된 자계 값을 이용하여 계산할 수 있다.

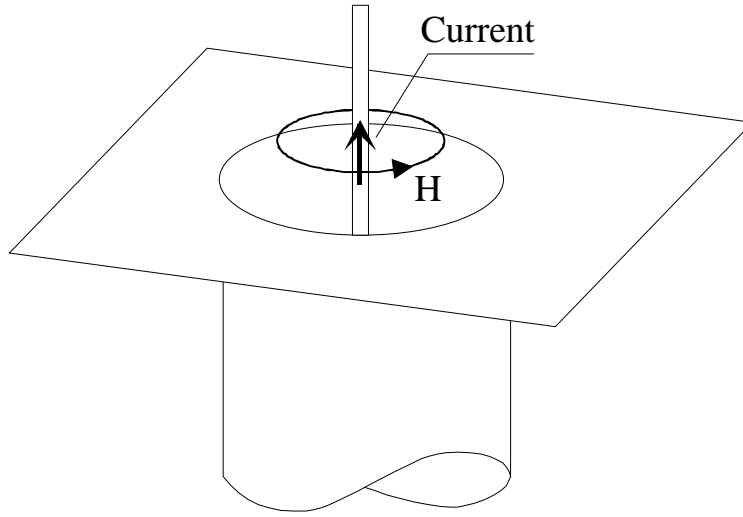


그림 4-4 안테나 입력 임피던스 및 전력 측정 방법

안테나의 입력 전압은 수식 (4.1)와 같이 안테나에 feeding을 하기 전에 알 수 있는 값이고, 안테나의 입력 전류는 그림 4-4에 나타난 바와 같이 안테나 feeding 점 부근에서 계산된 자계의 값을 이용하여 다음과 같이 Ampere 법칙을 적용하면 쉽게 계산할 수 있다.

$$E_i|_{i,j,k}^n = \frac{v_i(n\Delta t)}{\ln(a/r_o)\Delta/2} \quad (4.6)$$

$$i_i(t) = i_i((n+0.5)\Delta t) = (H_x|_{i,j-1,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1,j,k}^{n+1/2}) \frac{\pi\Delta}{4} \quad (4.7)$$

이미 알고 있는 안테나 입력 전압과 계산된 안테나 입력 전류를 이용하여 다음과 같이 Ampere 법칙을 이용하여 안테나 입력 전력과 안테나 입력 임피던스를 구할 수 있다.

$$Z_{ant} = \frac{\Im(v(t))}{\Im(i(t))} \quad (4.8)$$

$$P = \frac{V_i^2}{Z_{ant}} \quad (4.9)$$

여기서 \Im 는 Fourier 변환을 의미한다. 본 연구에서는 휴대폰 안테나의 입력 전력이 일반적인 휴대폰의 경우로서 자유공간에서 0.6W가 되도록 계산했다.

제 5 장 인체 두부와 휴대폰의 전자파 결합

제 1 절 SAR

각종 전자파가 인체에 미치는 영향은 과학적으로 규명하기가 매우 힘든데 그 이유로서는 개인차뿐만 아니라 여러 다른 환경요인들로 인해 전자파에 의한 영향을 분리하기가 거의 불가능하기 때문이다. 이러한 제약조건을 제거한 방법이 동물실험이나, 동물실험 결과를 인간에 적용할 때 또한 여러 복잡한 문제가 생긴다.

전자계에 의한 생체 작용은 열작용과 자극작용, 기타 작용으로 구분된다. 100kHz를 경계로 자극작용은 저주파수 영역에서, 열작용은 고주파수 영역에서 지배적이다. 전자계에 의한 생체의 자극작용은 인체 조직에 유도된 전류밀도와 관계되며, 열작용은 조직 내의 열 발생에 의한 체온, 혹은 조직 온도의 상승이다. 이 온도상승은 조직의 흡수 에너지와 밀접한 관계가 있고 비흡수율 (SAR)을 평가량으로 이용한다.

RF와 MW 영역의 전자파에 의한 위험을 나타내는 척도로 널리 사용되는 SAR는 다음과 같이 정의된다.

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} = \frac{1}{2} \frac{\sigma (|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2)}{\rho} \quad (5.1)$$

여기서, ρ 는 조직의 밀도 [g/cm^3]이고, σ 는 조직의 전기 전도도 [S/m]이다. 휴대폰에 의한 인체 두부의 SAR는 대단히 불균일 하기 때문에 첨두 SAR가 휴대폰에 의한 위험 정도를 잘 나타낼 수 있다. 첨두 SAR는 각 지점에서 SAR의 최고치를 의미하는데, FDTD 계산을 하면서 시간 스텝이 진행해 나감에 따라 각 위치에서의 최고 전계값을 갱신해 가면서 구할 수 있다.

ANSI/IEEE C95.1-1992 RF 안전 가이드를 참고하면 근거리 전자파

장비에 인체가 안전을 유지하려면, 몸 전체를 평균한 SAR 값이 0.08 W/kg 이하일 것과, 임의의 인체 조직의 SAR 값을 정육면체 모양으로 1 g 평균취한 SAR_{1g} 값이 1.6 W/kg을 초과하지 않을 것, 손, 손목, 발, 발목은 10 g 평균 취했을 경우에 4 W/kg 이하일 것으로 규제하고 있다. 1 셀에서의 SAR 값(1 voxel SAR)을 구하는 것은 단순히 공식만 이용하면 될 정도로 간단하지만, 1g 평균 SAR 값과 같이 평균 SAR 값을 구할 경우에는 문제가 복잡해진다. SAR값이 크게 나타나는 부분은 안테나 부근의 피부 부분이다. 휴대폰이 귀에 갖다 대는 전자 장비이기 때문에, 대부분 귀에서 최고값을 갖는다. 그런데, 피부는 공기와 접하고 있고, 공기는 질량이 없다. 정육면체의 1g 평균을 취할 경우, 공기 부분이 포함되면 1g 평균 SAR의 정의로는 값을 구할 수 없다. 만약, 공기가 일부 포함되도록 1g 평균 SAR 값을 계산하면, SAR_{1g} 의 값이 기준치 이상으로 커질 염려가 있고, 공기가 포함된 영역을 제외하게 되면 1 voxel SAR값이 가장 큰 지점을 빠뜨리고 계산하게된다. 본 연구에서는 이것에 대한 분명한 공식적인 계산 방법이 나와 있지 않은 관계로 정육면체 내부에 공기가 포함되는 영역을 1g 평균 SAR 계산에서 제외하였다.

제 2 절 휴대폰과 인체 두부의 모델링

휴대폰에 의한 인체 두부의 전자파 결합을 해석하기 위하여 자유공간에서 600 mW의 전력으로 전자파를 복사하고 있는 휴대폰을 파지한 다음 그림 5-1과 같이 오른쪽 귀에 대고 통화하고 있는 모습으로 인체와 휴대폰을 모델링했다.

본 연구에서 사용된 휴대폰의 사용 자세는 세 가지로 휴대폰을 오른쪽 귀에 수직으로 파지한 경우와 휴대폰이 귀와 입에 연결될 수 있도록 휴대폰을 70° 기울인 경우, 이렇게 기울인 휴대폰을 입쪽으로 가까이 갖다 댄 경우(10° 정도 안쪽으로 비튼 경우)를 고려하였다. 휴대폰의 안테나 부분은 전자계의 변화가 심하고 얇은 도선으로 이루어졌기 때문에 휴

대폰이 FDTD 격자 구조에 비스듬한 경우의 모델링은 부정확한 계산을 유발하게 된다. 따라서 그림 5-1과 같이 휴대폰을 수직으로 세우고, 대신 인체 두부를 70° 와 10° 등으로 기울인다.

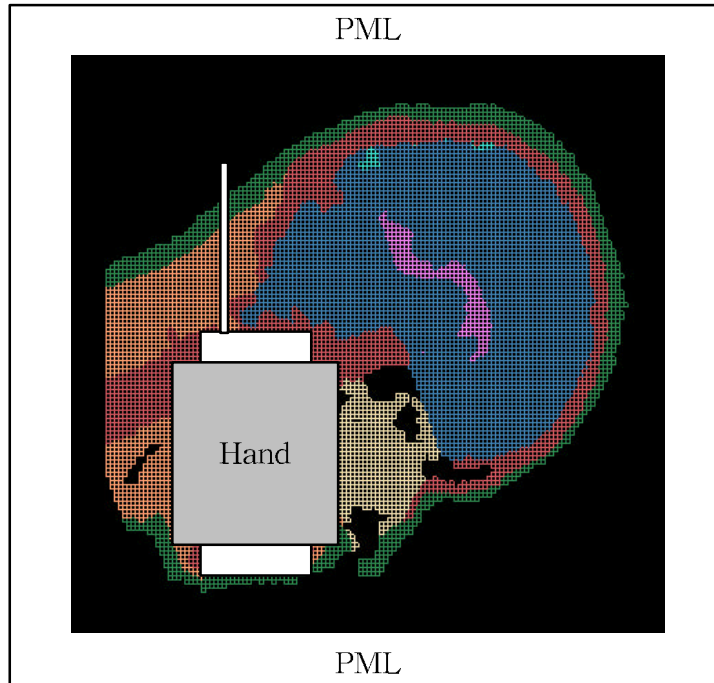


그림 5-1 휴대폰과 인체 두부의 FDTD 계산 구조

본 연구에서 사용된 FDTD 셀의 크기는 $2.0 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm}$ 이다. 또한, FDTD 계산의 시간 스텝은 $\Delta t = 3.33 \text{ ps}$ 가 되게 하여 Courant 안정조건을 만족시켰다. 또한, 그림 5-1과 같이 흡수경계조건으로 4층 짜리 PML을 이용하였다.

제 3 절 계 산 결 과

1. 850 MHz 휴대폰

현재 TRS 용으로 사용되는 휴대폰은 주파수영역이 824 MHz ~ 845 MHz, 869 MHz ~ 890 MHz이고, 최고 출력은 600 mW이다. 본 연구에서는 이 주파수 영역을 대표하여, 복사 전력이 600 mW인 850 MHz 휴대폰을 모델링하여 계산하였다. 이하 모든 그림에서 전계 및 SAR 값으로 dB 단위를 사용하였다.

Handphone Near Field Distribution (850MHz, E-field)

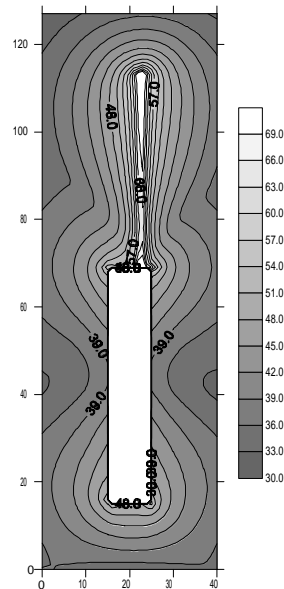
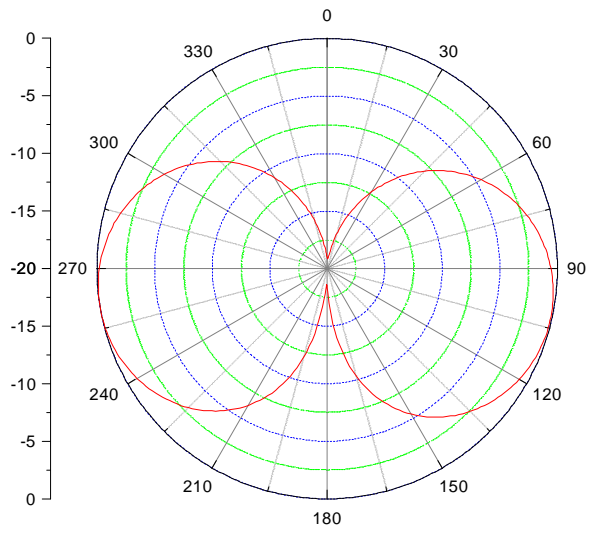


그림 5-2 850 MHz 휴대폰의 근거리 전계 분포

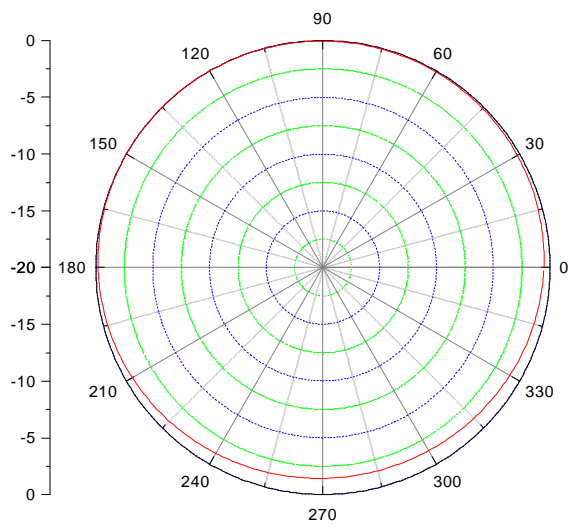
850 MHz대역의 휴대폰 근거리 전계 분포는 그림 5-2와 같다. 파지하지 않은 휴대폰의 경우 모노폴 안테나와 휴대폰 몸체가 마치 다이폴 안테나와 같은 근거리 전자장을 구성하고 있음을 알 수 있다.

Antenna Pattern (E-plane, 850MHz, Hand-Phone only)



(a) E-plane

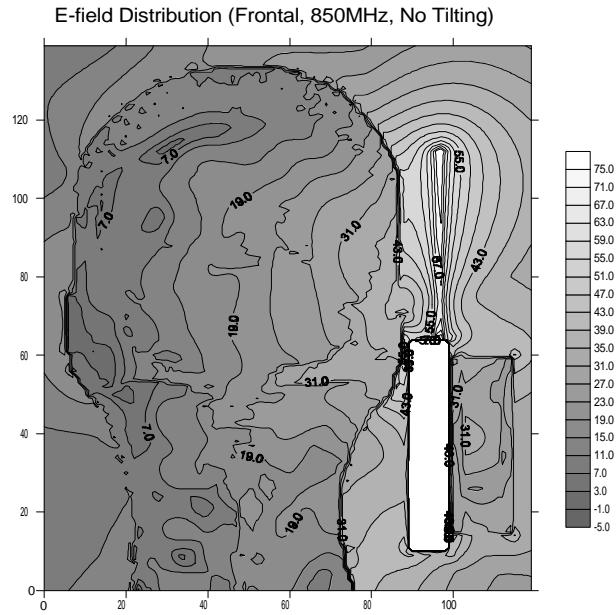
Antenna Pattern (H-plane, 850MHz, Hand-Phone only)



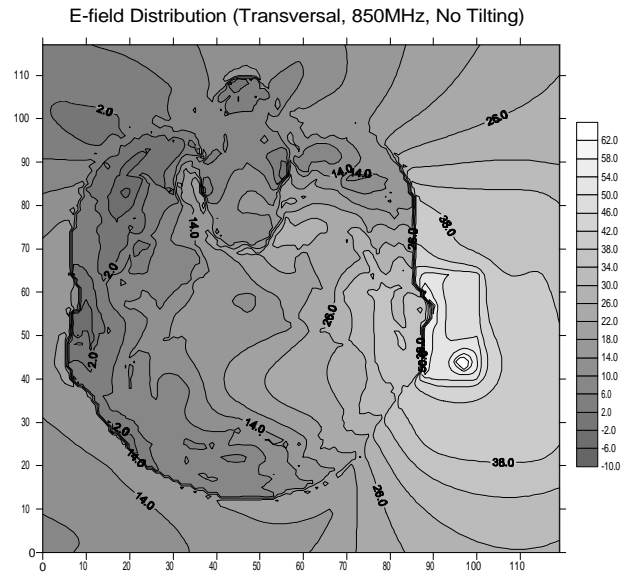
(b) H-plane

그림 5-3 850 MHz 휴대폰의 복사 패턴

또한 850 MHz대역의 휴대폰 복사 패턴은 그림 5-3과 같다. 그림 5-3에서 알 수 있듯이 파지하지 않은 휴대폰의 복사 패턴은 약간 아래쪽을 향하고 H-plane에서는 거의 등방성 안테나와 같다.

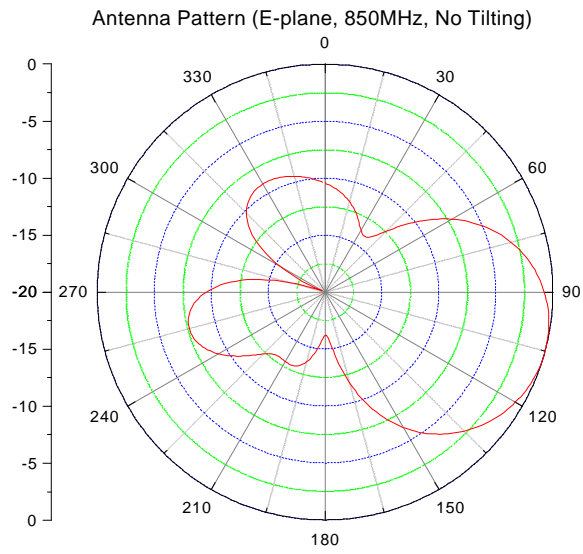


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

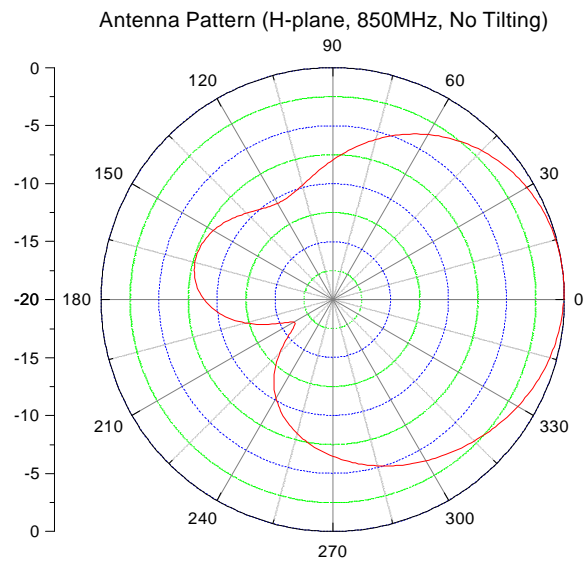


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-4 850 MHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 근거리 전계 분포

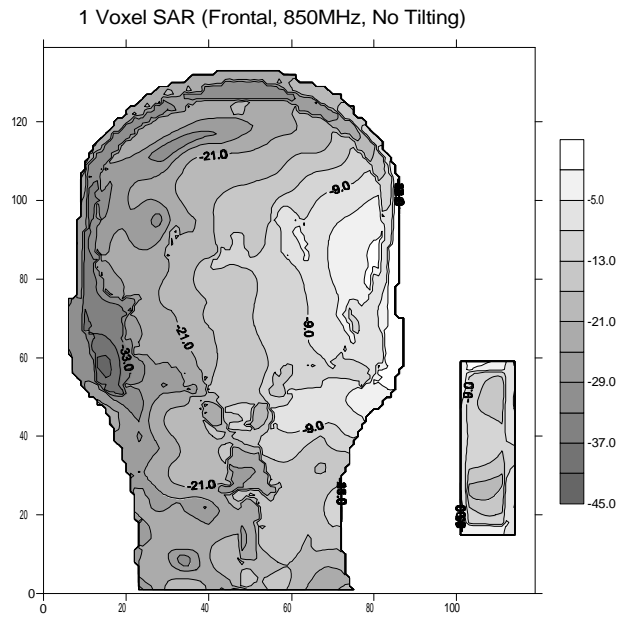


(a) E-plane

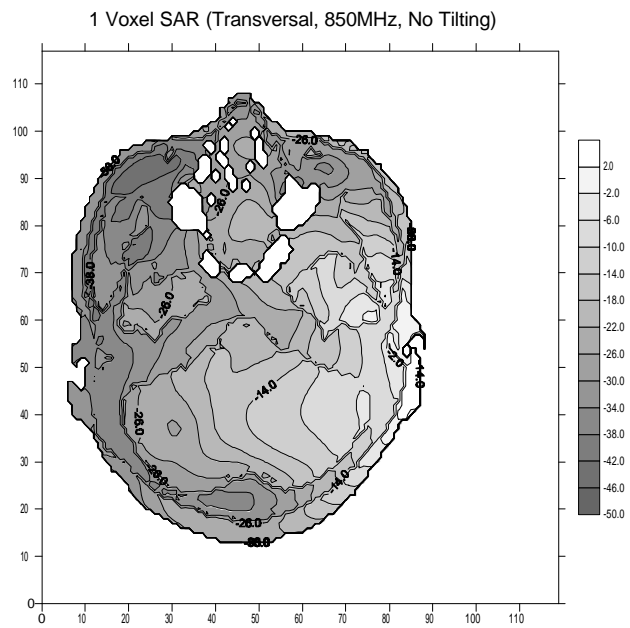


(b) H-plane

그림 5-5 850 MHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 복사패턴

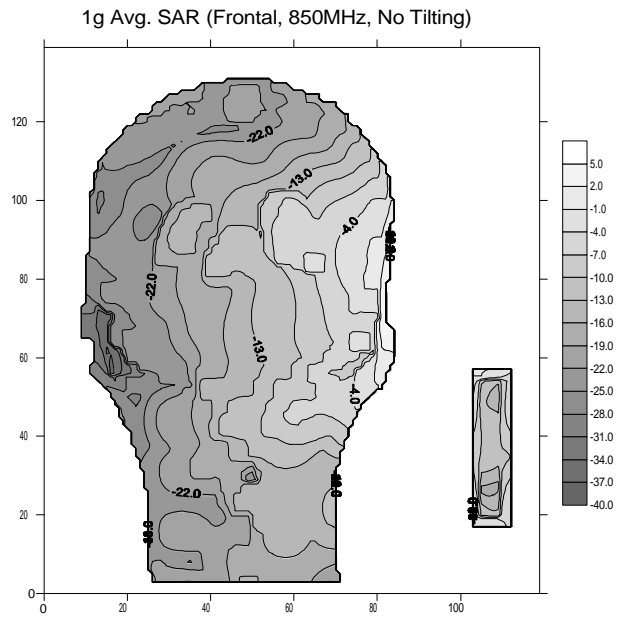


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

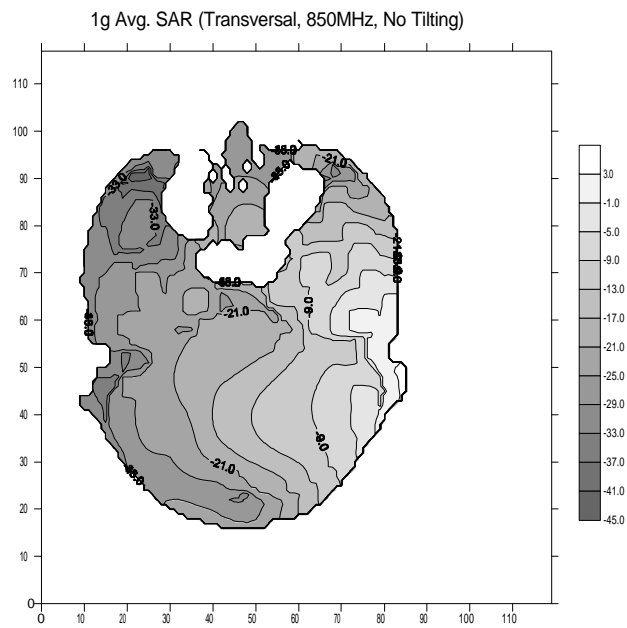


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-6 850 Mhz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 1 voxel SAR



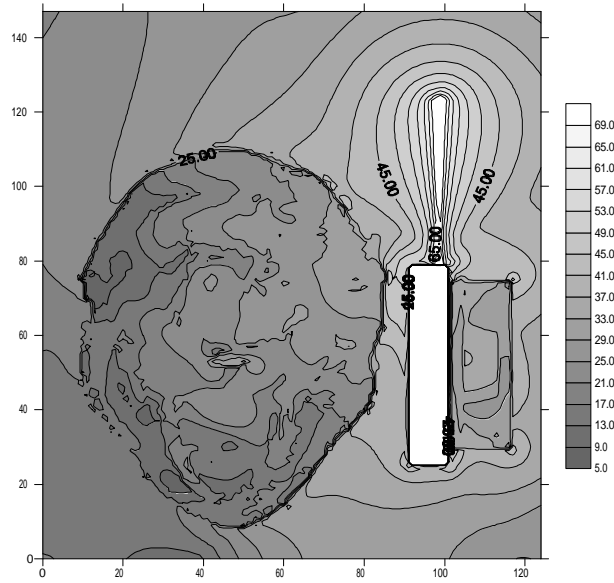
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane



(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

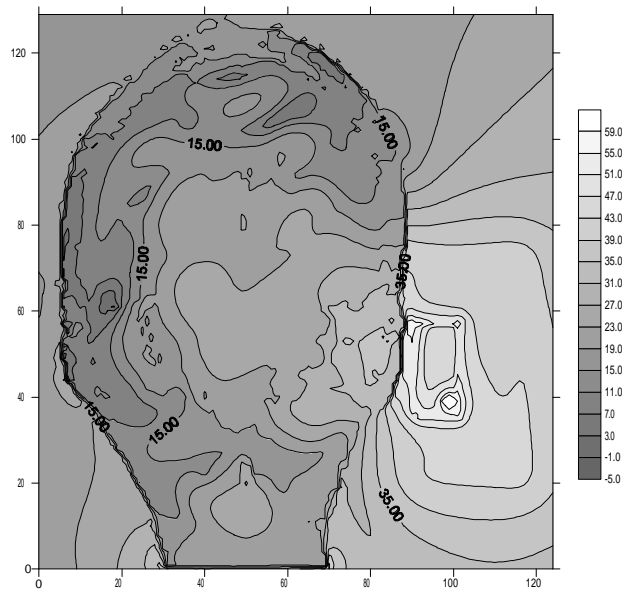
그림 5-7 850 MHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 1g 평균 SAR

E-field Distribution (Frontal, 850MHz, Tilted by 70deg.)



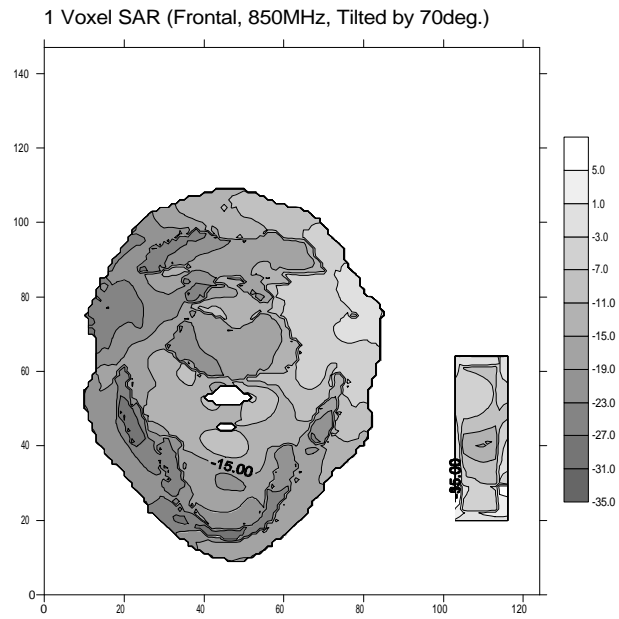
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

E-field Distribution (Transversal, 850MHz, Tilted by 70deg.)

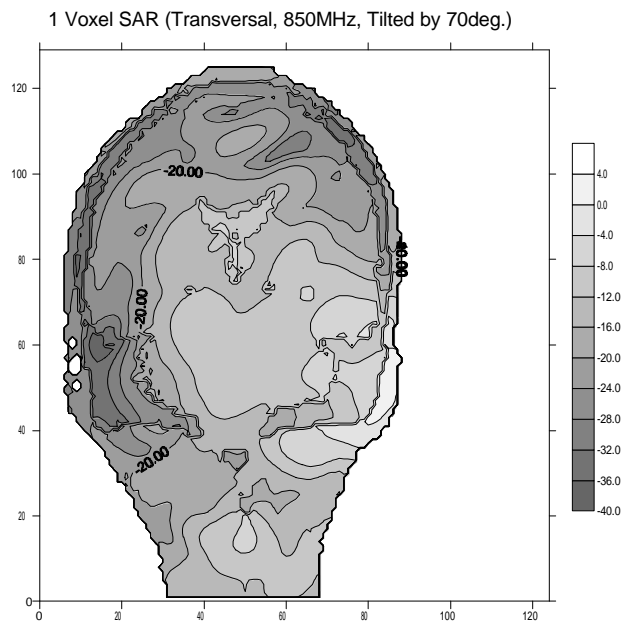


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-8 850 MHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 근거리 전계 분포

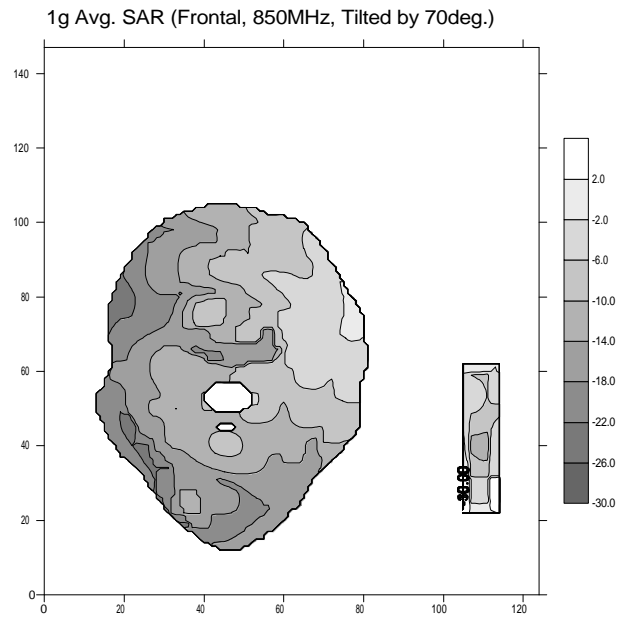


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

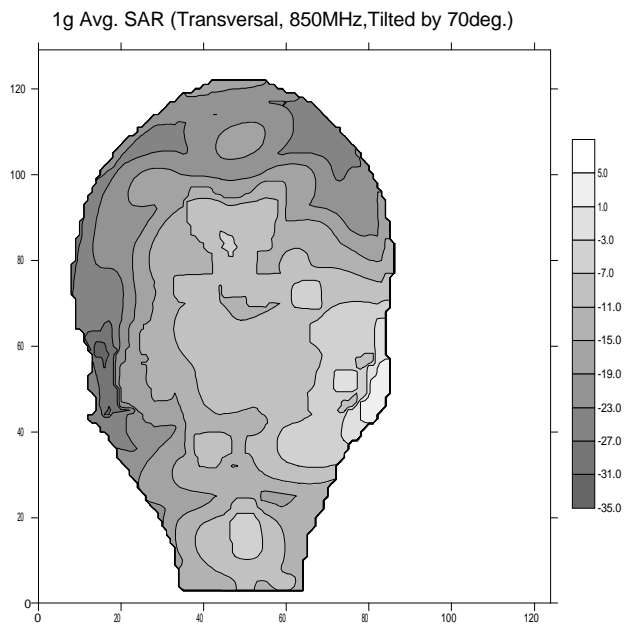


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-9 850 MHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 1 voxel SAR



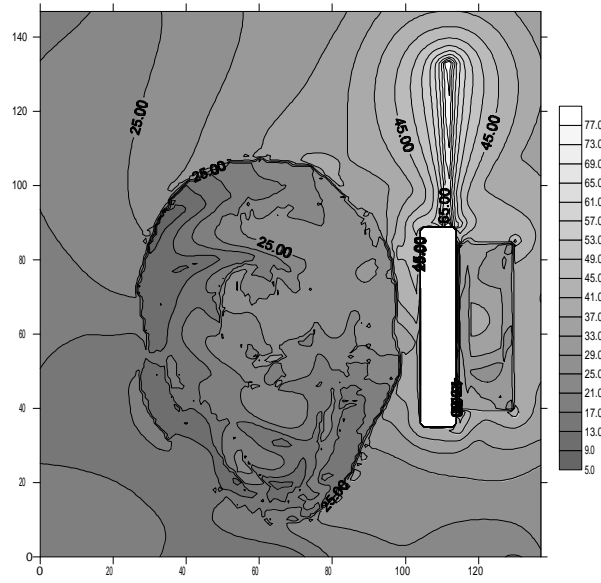
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane



(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

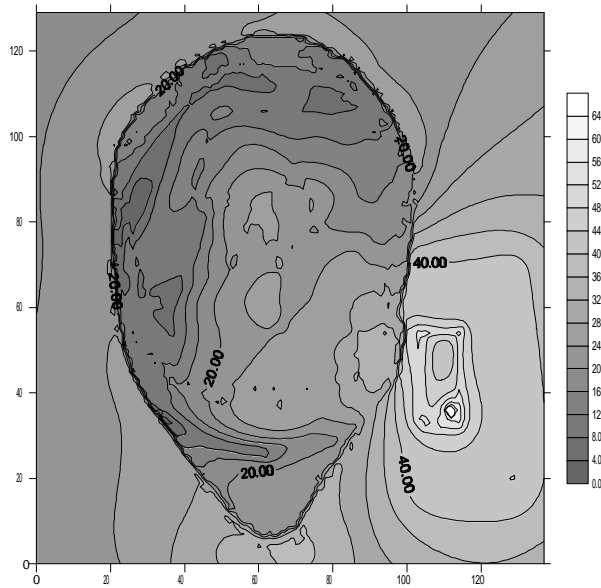
그림 5-10 850 MHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 1g 평균 SAR

E-field Distribution (Frontal, 850MHz, Tilted by 70deg.&10deg.)



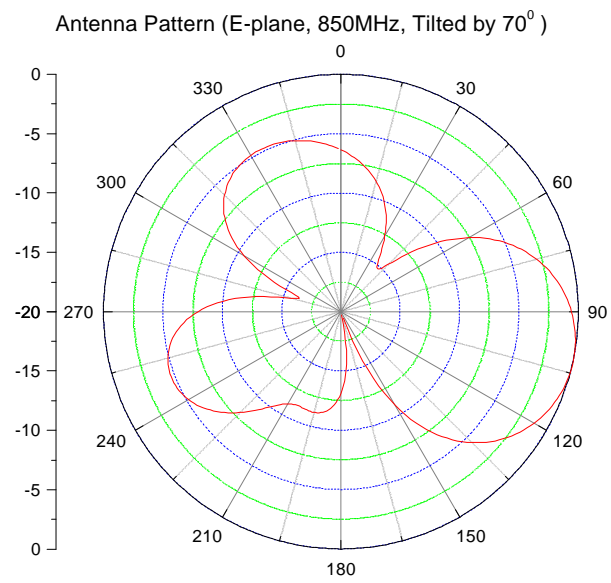
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

E-field Distribution (Transversal, 850MHz, Tilted by 70deg.&10deg.)

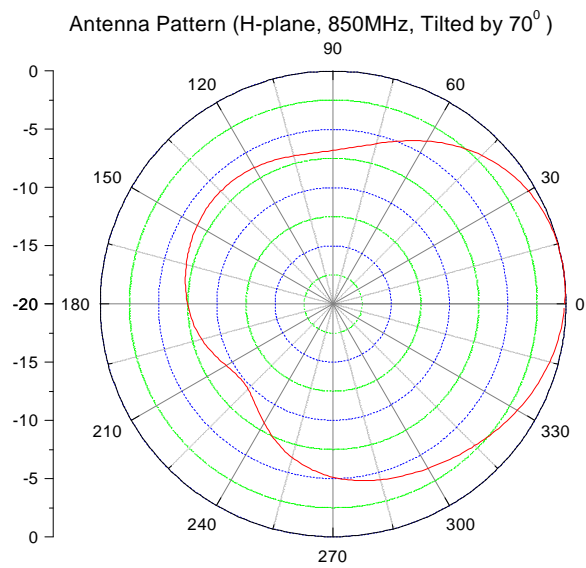


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-11 850 MHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 근거리 전계 분포

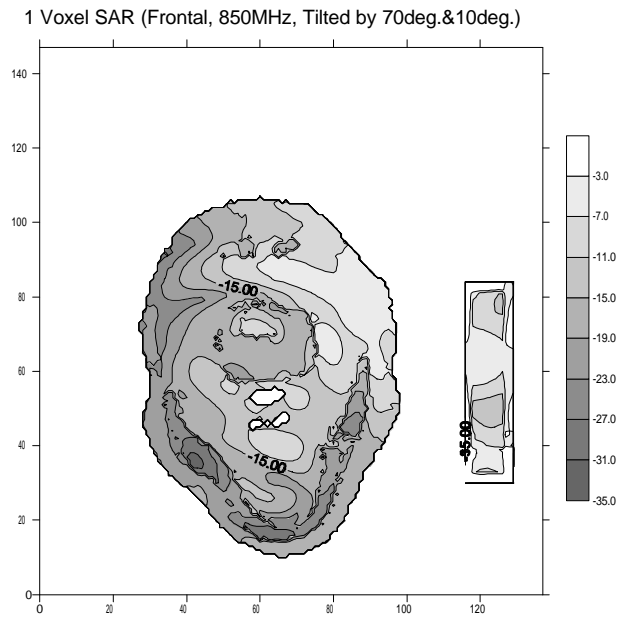


(a) E-plane

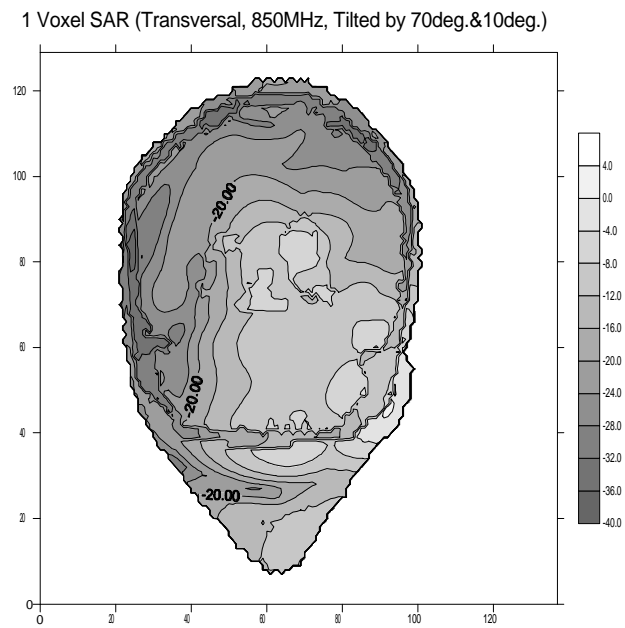


(b) H-plane

그림 5-12 850 MHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 복사패턴

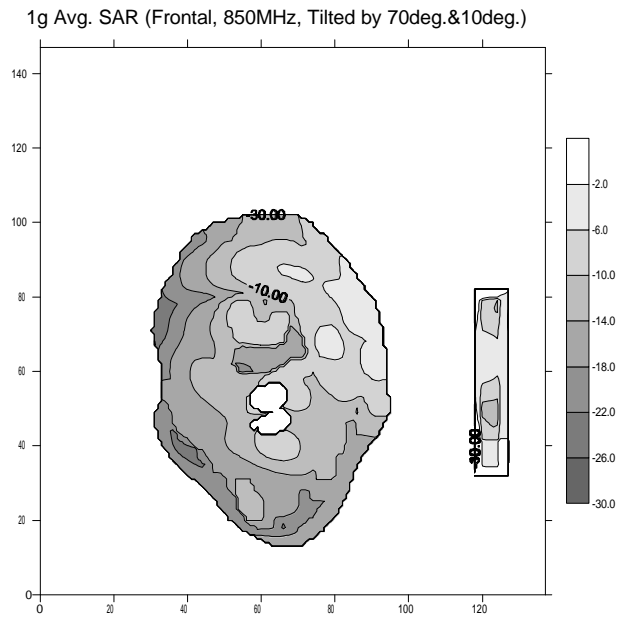


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

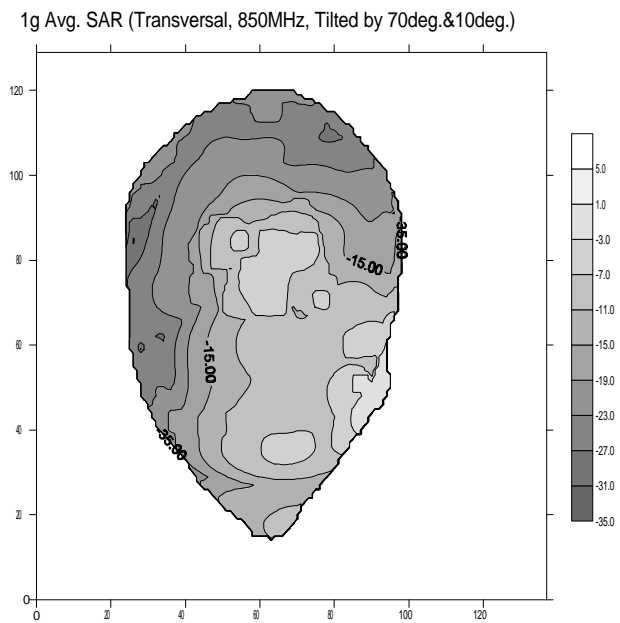


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-13 850 Mhz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 1 voxel SAR



(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane



(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-14 850 MHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 1g 평균 SAR

2. 1.8 GHz 휴대폰

현재 PCS 용으로 사용되는 휴대폰은 주파수영역이 1.750 GHz ~ 1.779 GHz, 1.840 GHz ~ 1.869 GHz이고, 최고 출력은 200 mW이다. 본 연구에서는 이 주파수 영역을 대표하여, 복사 전력이 200 mW인 1.8 GHz 휴대폰을 모델링하여 계산하였다.

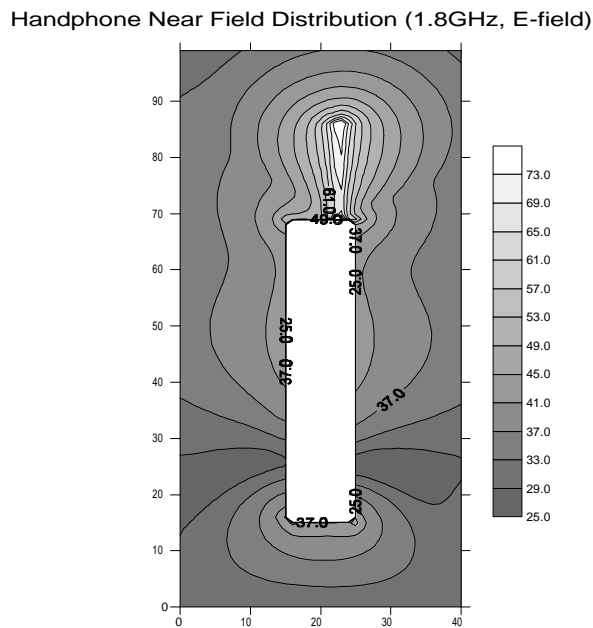
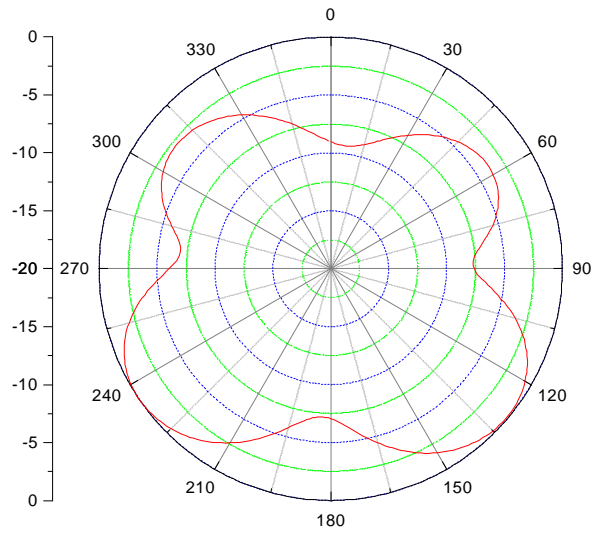


그림 5-15 1.8 GHz 휴대폰의 근거리 전계 분포

1.8 GHz 대역의 휴대폰 근거리 전계 분포는 그림 5-16과 같다. 1.8 GHz의 안테나 부분은 휴대폰의 몸체에 비해서 작기 때문에 850 MHz 휴대폰의 경우와는 약간 다른 특성을 보인다.

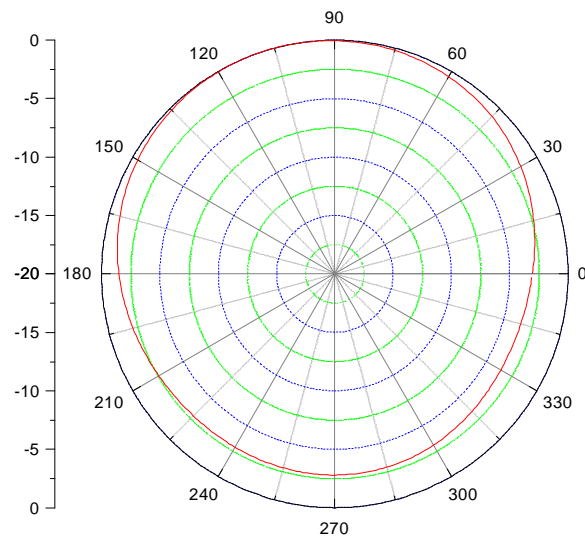
또한 1.8 GHz 대역의 휴대폰 복사 패턴은 그림 5-17과 같다. 그림 5-17에서 알 수 있듯이 파지하지 않은 휴대폰의 복사 패턴은 1.8 GHz E-plane의 경우 다이폴 안테나와 같은 특성은 거의 나타나지 않는다

Antenna Pattern (E-plane, 1.8GHz, Hand-Phone only)



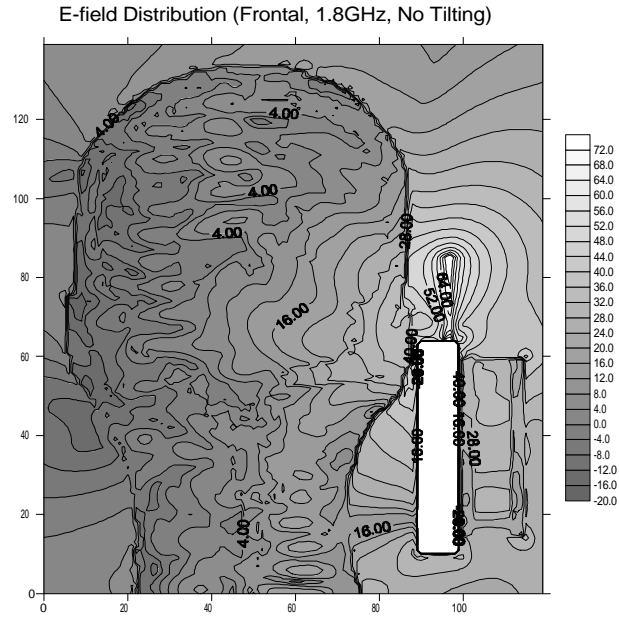
(a) E-plane

Antenna Pattern (H-plane, 1.8GHz, Hand-Phone only)

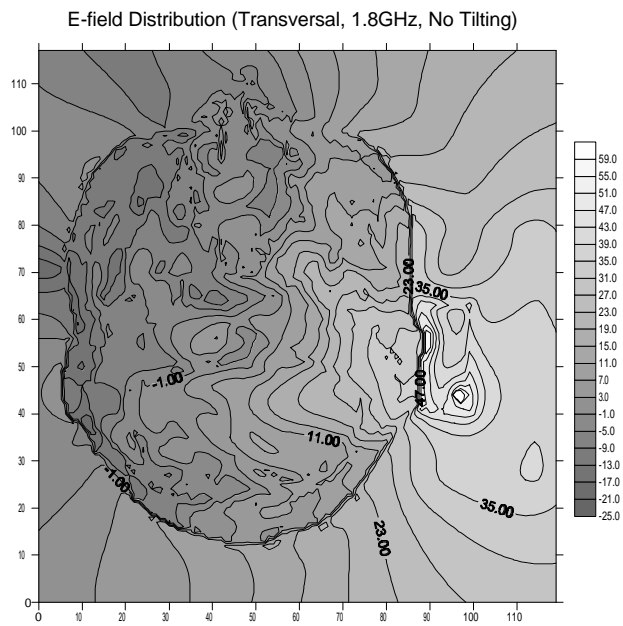


(b) H-plane

그림 5-16 1.8 GHz 휴대폰의 복사 패턴

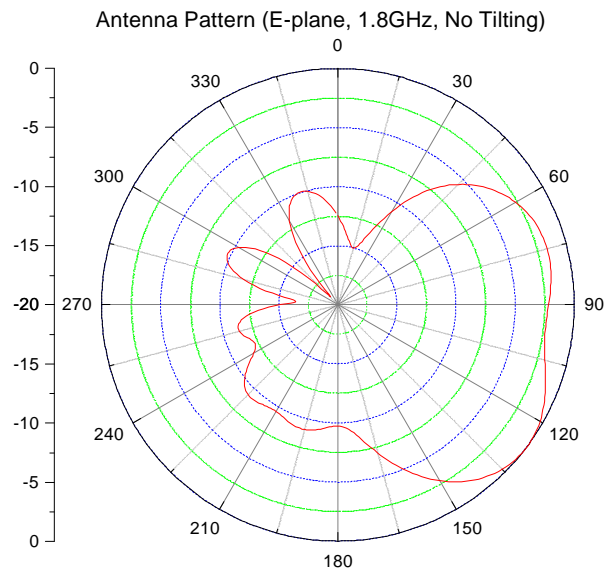


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

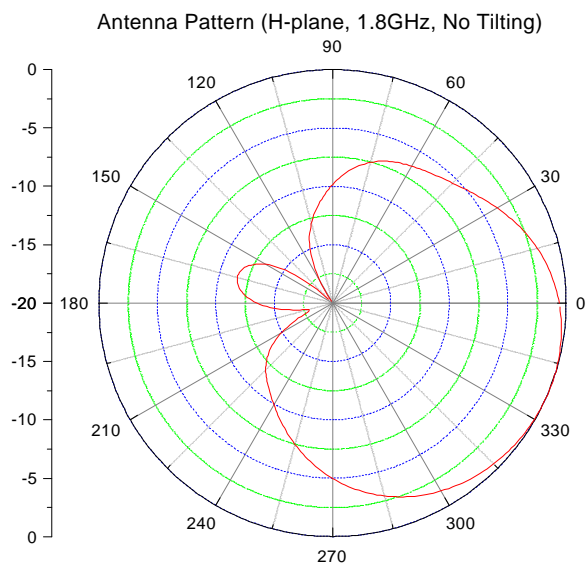


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-17 1.8 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 근거리 전기 분포

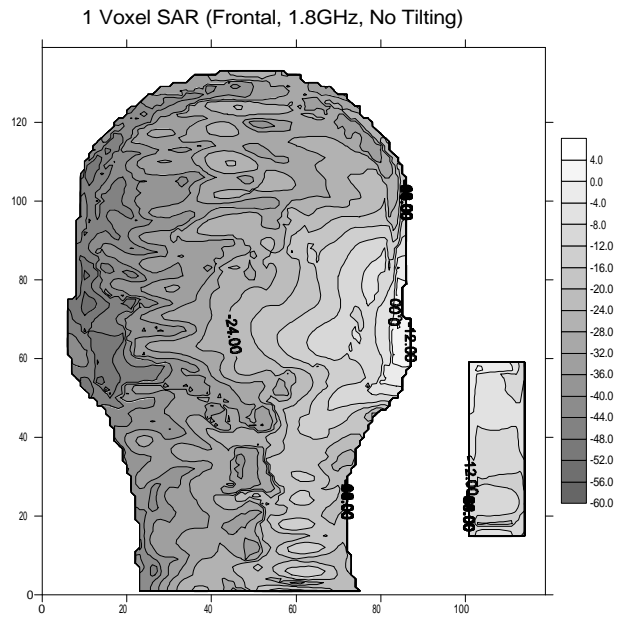


(a) E-plane

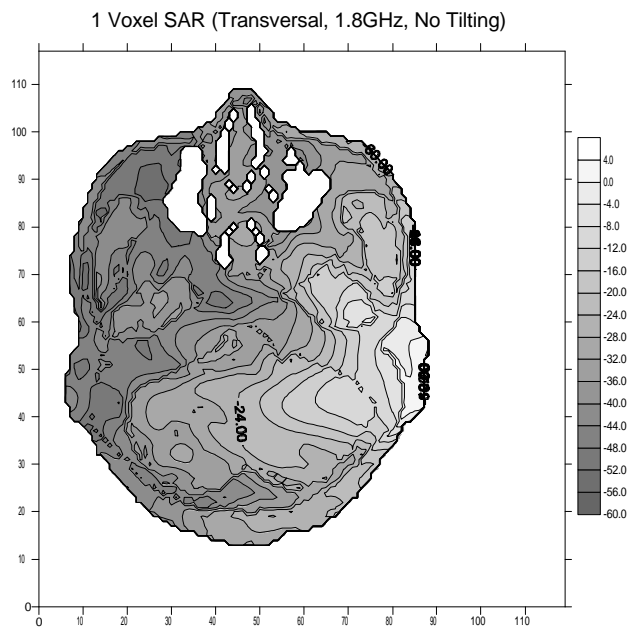


(b) H-plane

그림 5-18 1.8 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 복사패턴

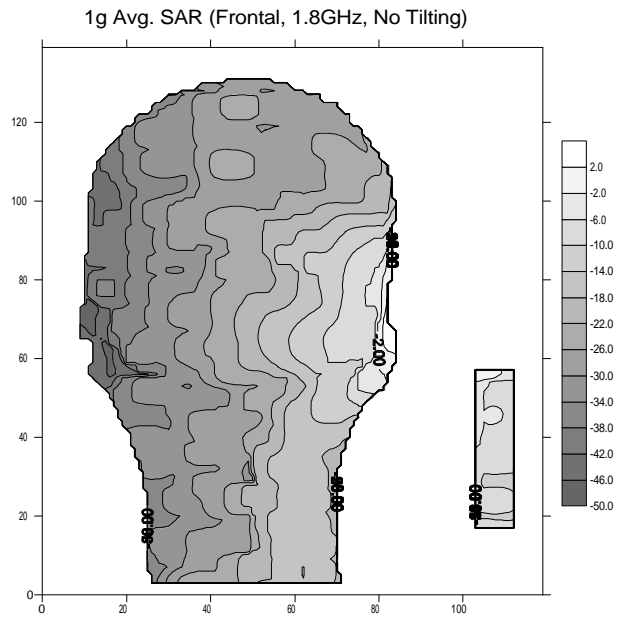


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

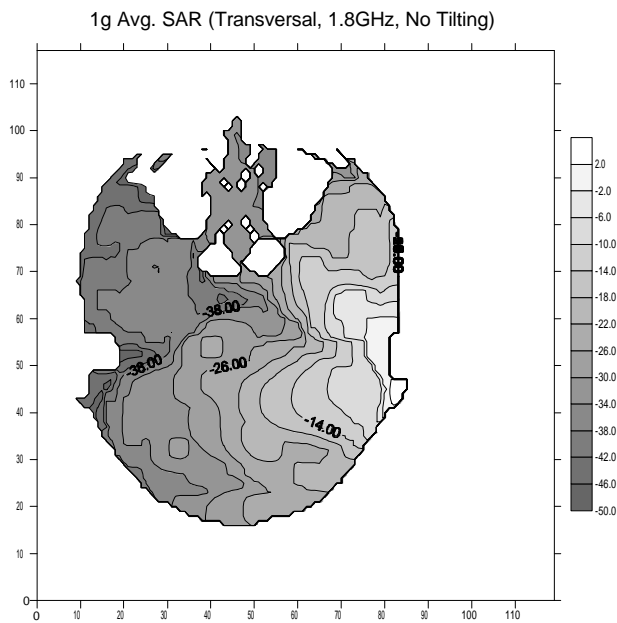


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-19 1.8 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 1 voxel SAR

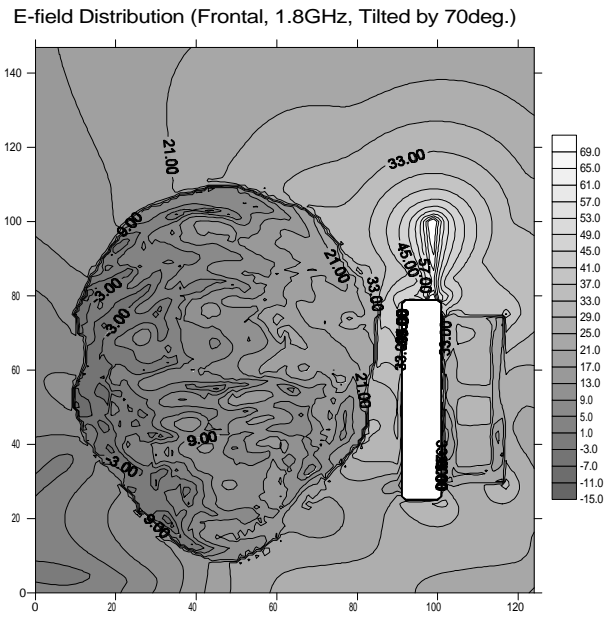


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

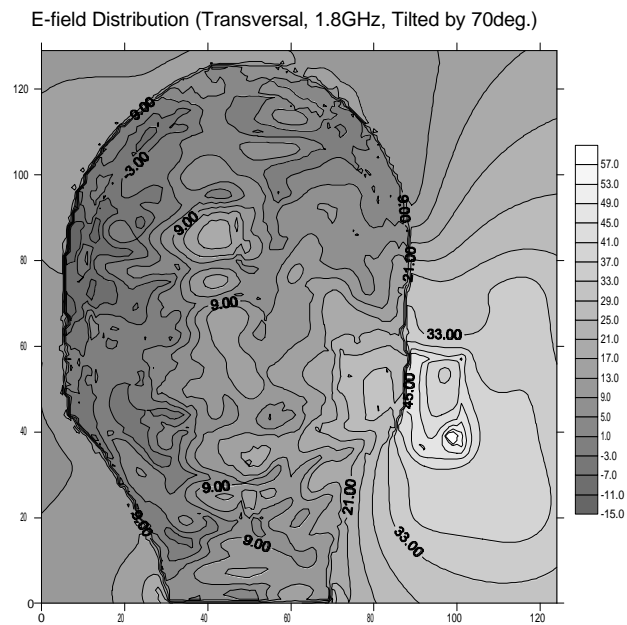


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-20 1.8 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 1g 평균 SAR

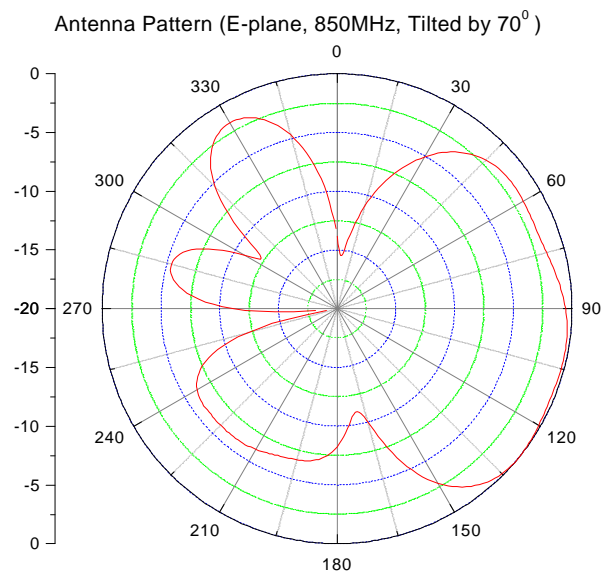


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

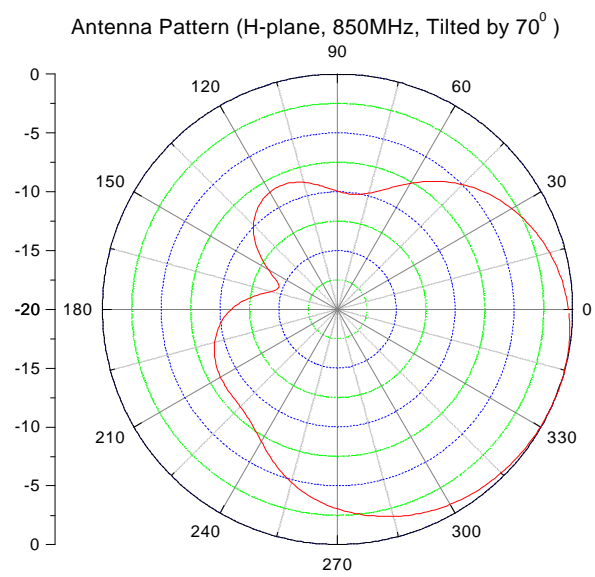


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-21 1.8 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 근거리 전계 분포

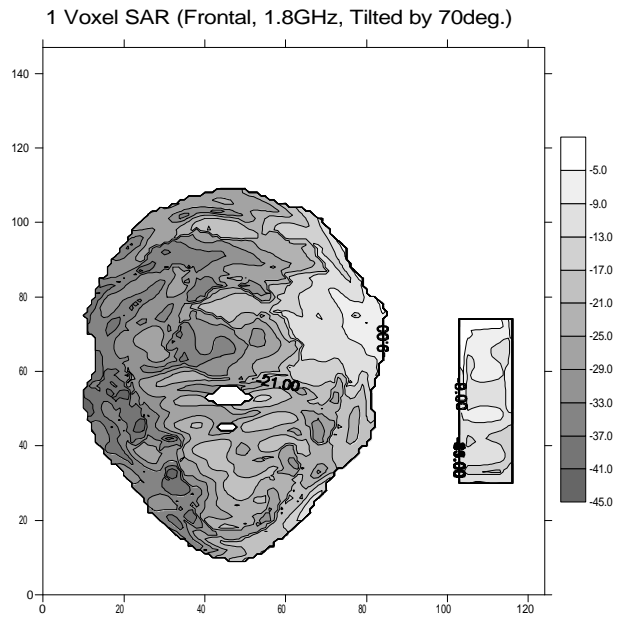


(a) E-plane

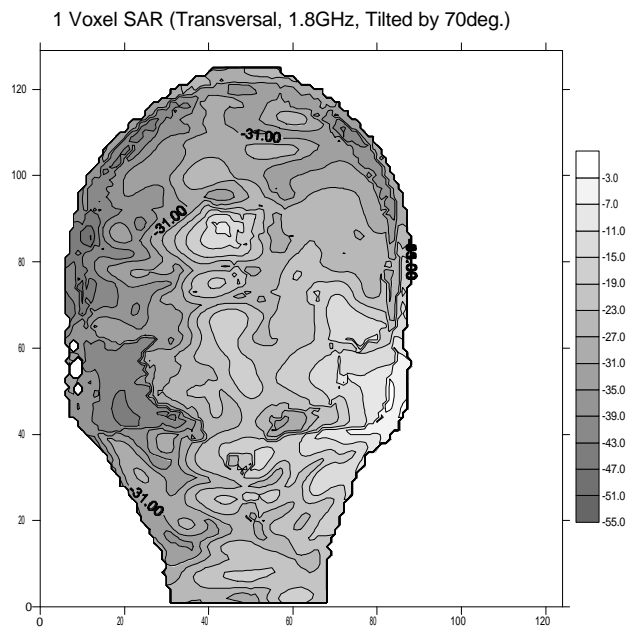


(b) H-plane

그림 5-22 1.8 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 복사패턴

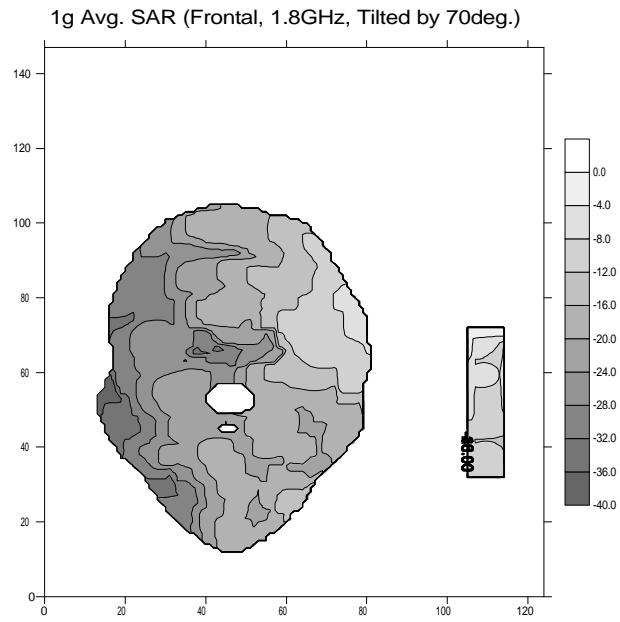


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

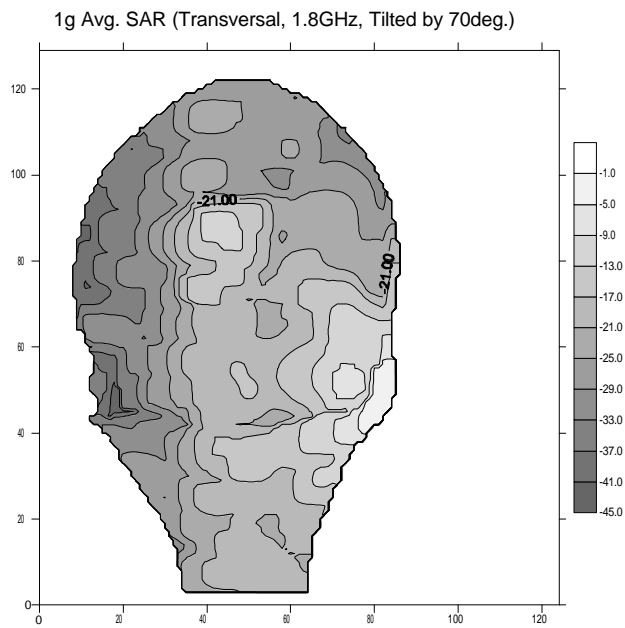


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-23 1.8 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 1 voxel SAR



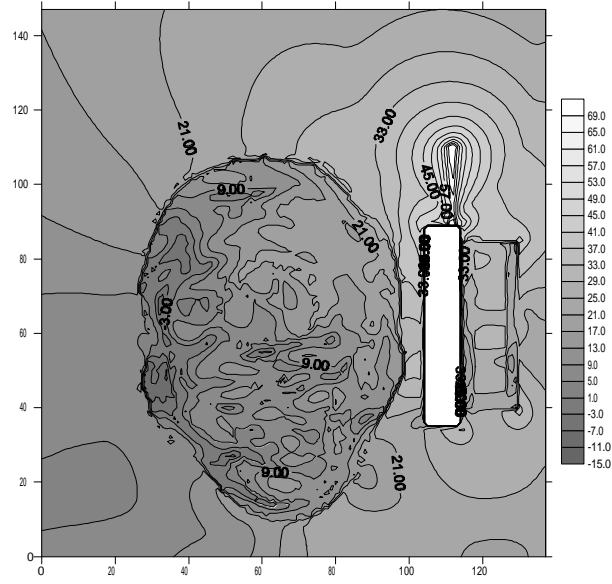
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane



(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

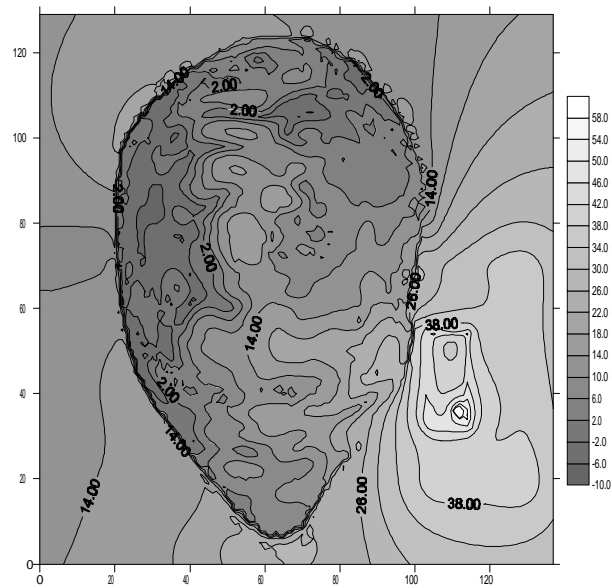
그림 5-24 1.8 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 1g 평균 SAR

E-field Distribution (Frontal, 1.8GHz, Tilted by 70deg.&10deg.)



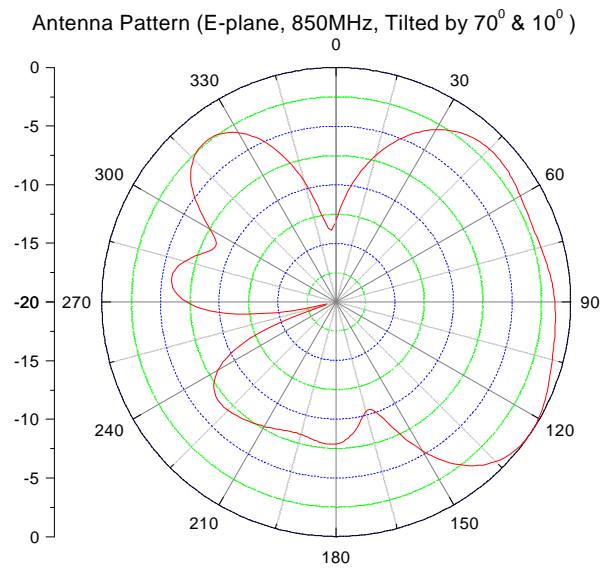
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

E-field Distribution (Transversal, 1.8GHz, Tilted by 70deg.&10deg.)

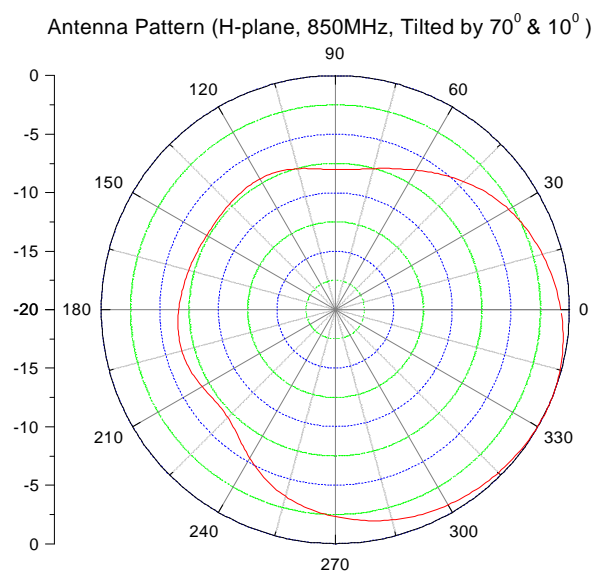


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-25 1.8 GHz 휴대폰을 70°, 10° 기울인 경우의 근거리 전계 분포

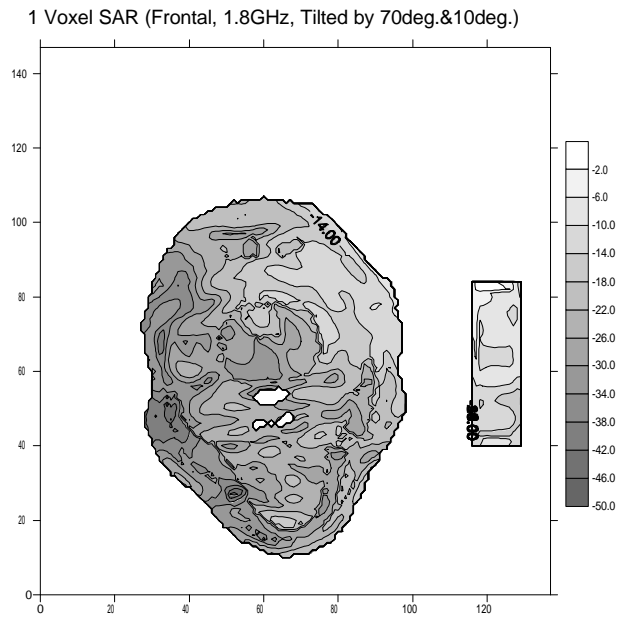


(a) E-plane

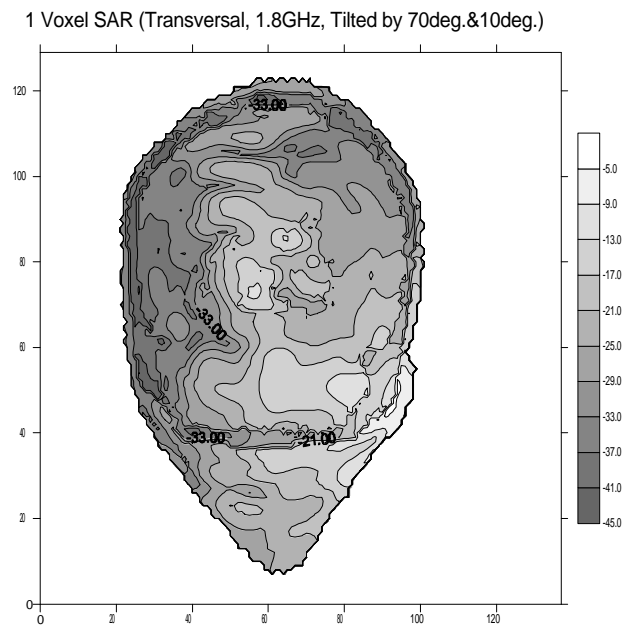


(b) H-plane

그림 5-26 1.8 GHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 복사패턴

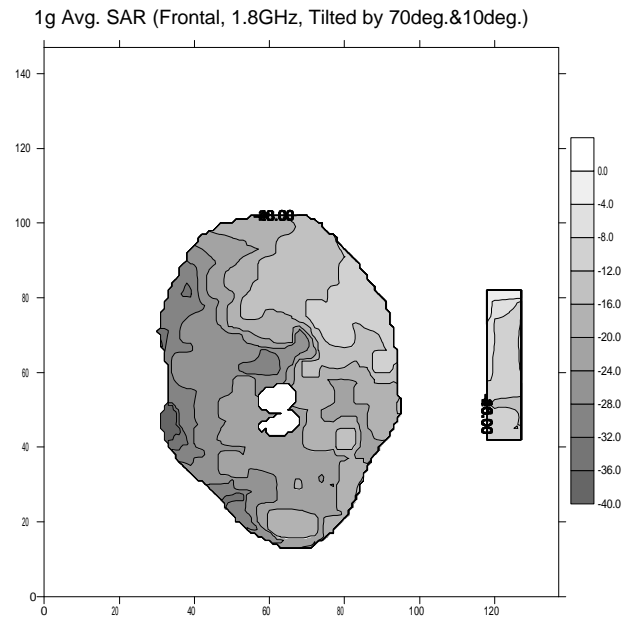


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

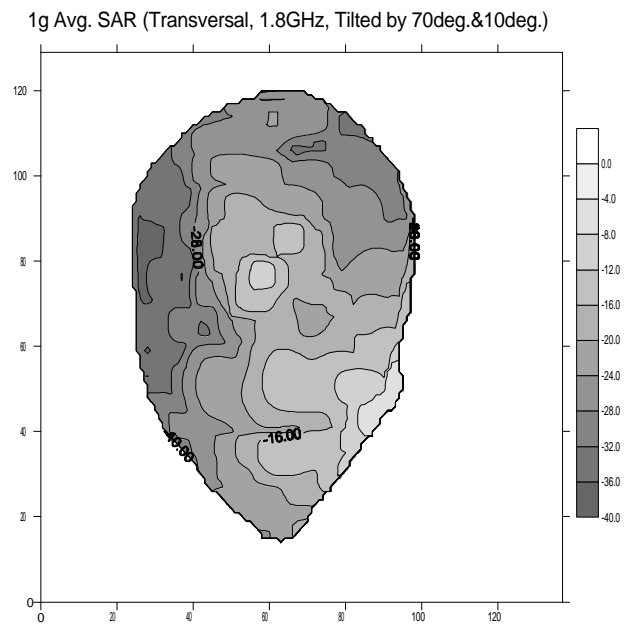


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-27 1.8 GHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 1 voxel SAR



(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

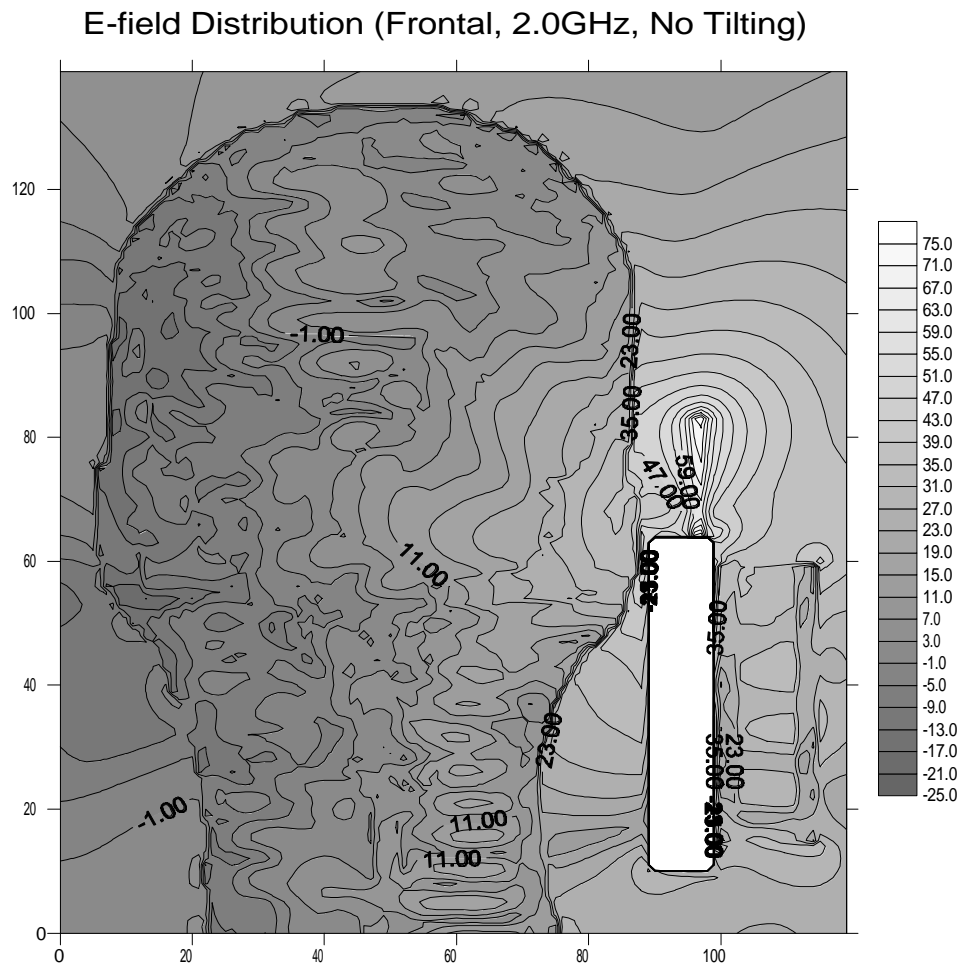


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

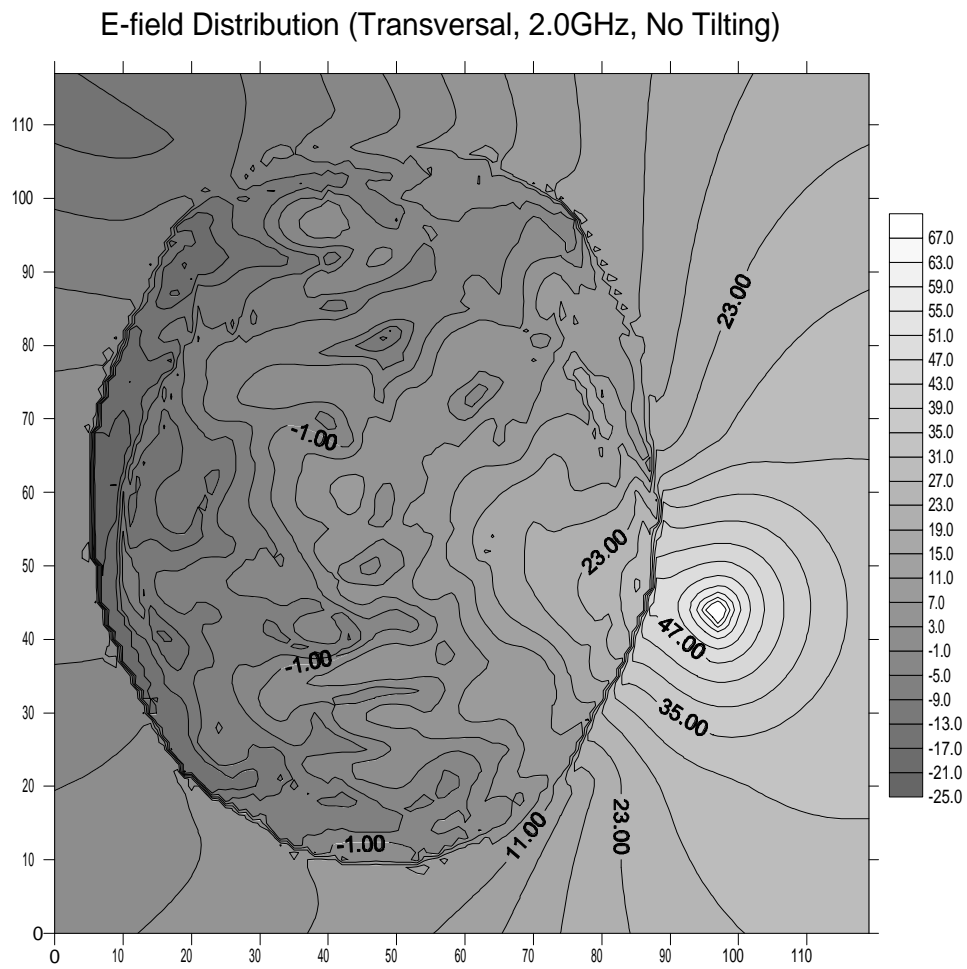
그림 5-28 1.8 GHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 1g 평균 SAR

3. 2 GHz 휴대폰

앞으로 1.8 GHz 대역 이상의 주파수 영역에서의 휴대폰 통신이 개발될 것이다. 본 연구에서는 이 주파수 영역을 대표하여, 복사 전력이 200 mW 인 2 GHz 휴대폰을 모델링하여 계산하였다. 이 주파수 대역은 1.8 GHz와 유사하므로 휴대폰만의 근거리 전계 분포와 패턴은 생략한다.

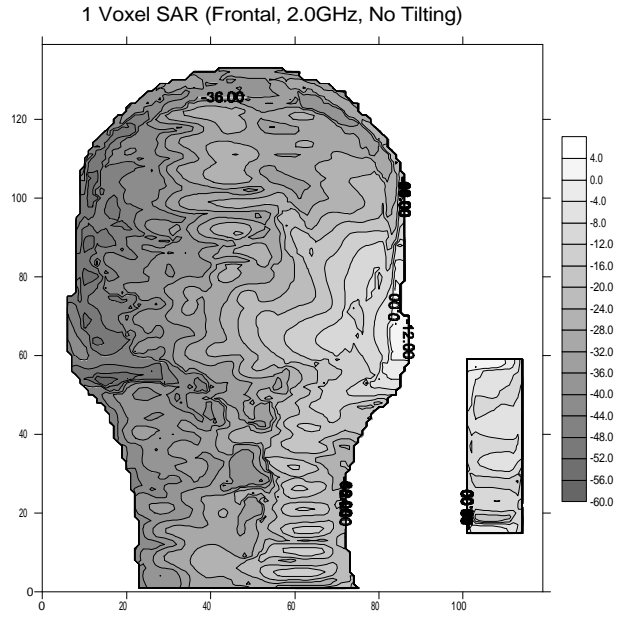


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

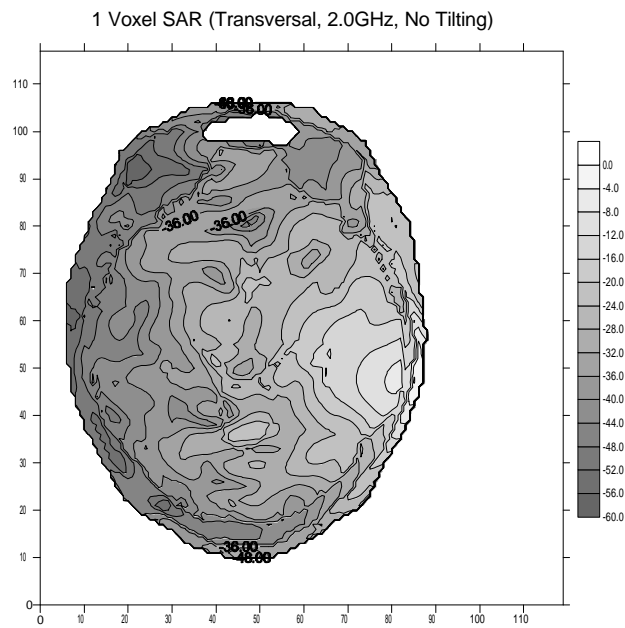


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-29 2 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 근거리 전계 분포

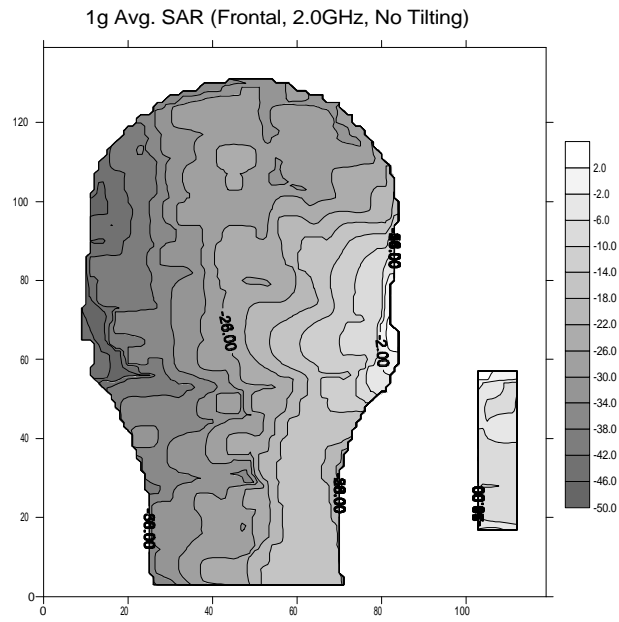


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

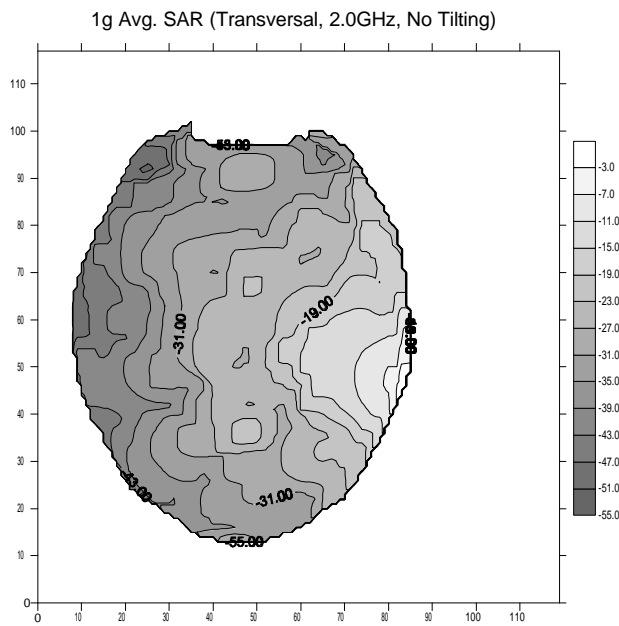


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-30 2 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 1 voxel SAR

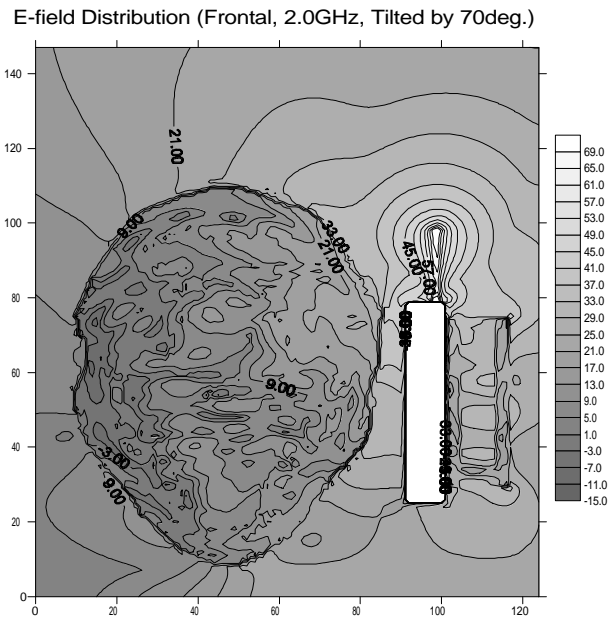


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

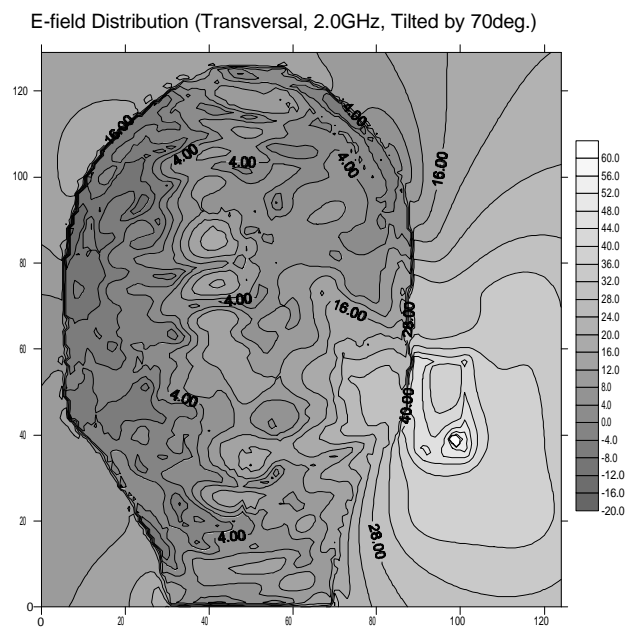


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-31 2 GHz 휴대폰을 수직으로 사용할 경우의 1g 평균 SAR

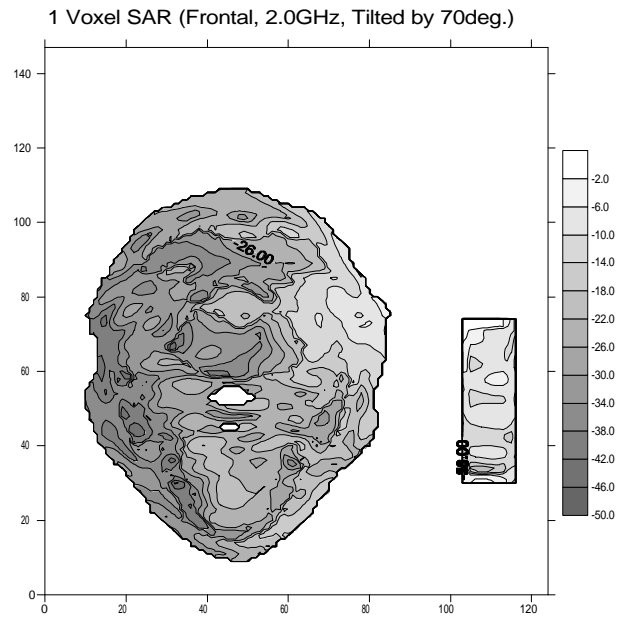


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

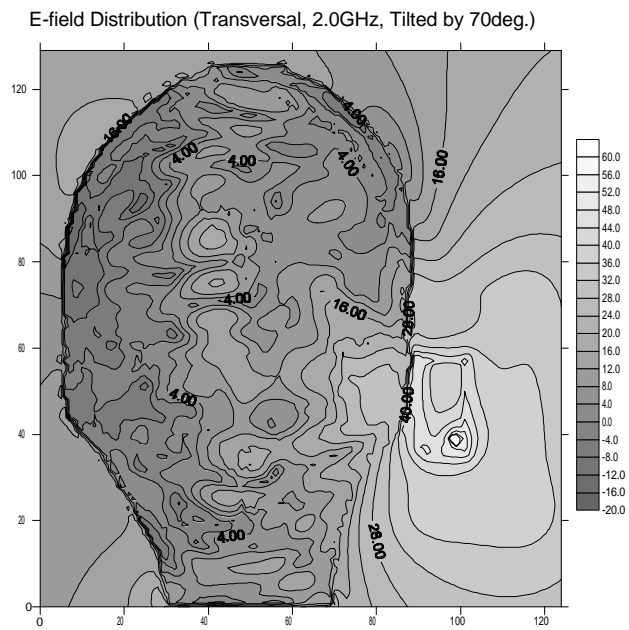


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-32 2 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 근거리 전계 분포

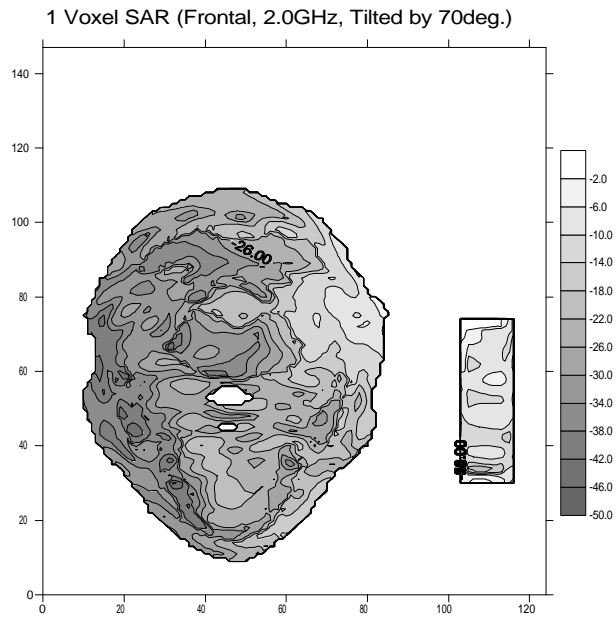


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

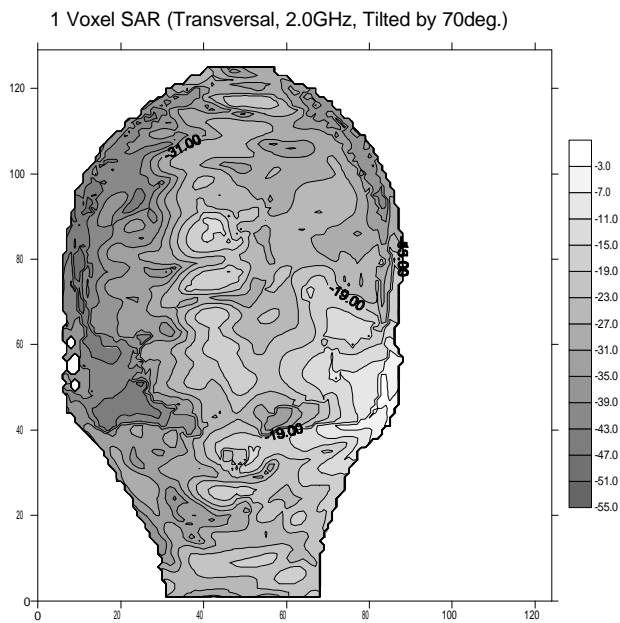


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-33 2 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 1 voxel SAR



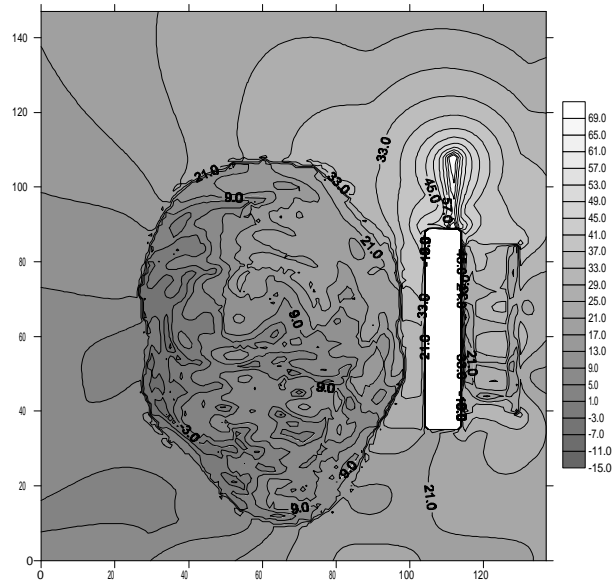
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane



(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

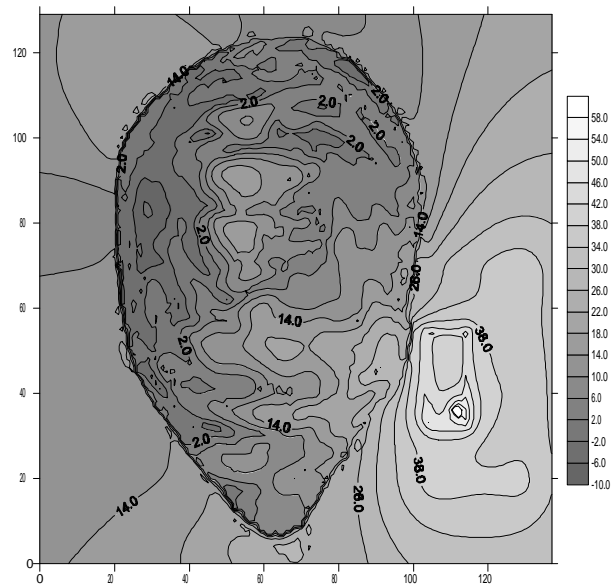
그림 5-34 2 GHz 휴대폰을 70° 기울여 사용할 경우의 1g 평균 SAR

E-field Distribution (Frontal, 2.0GHz, Tilted by 70deg.&10deg.)



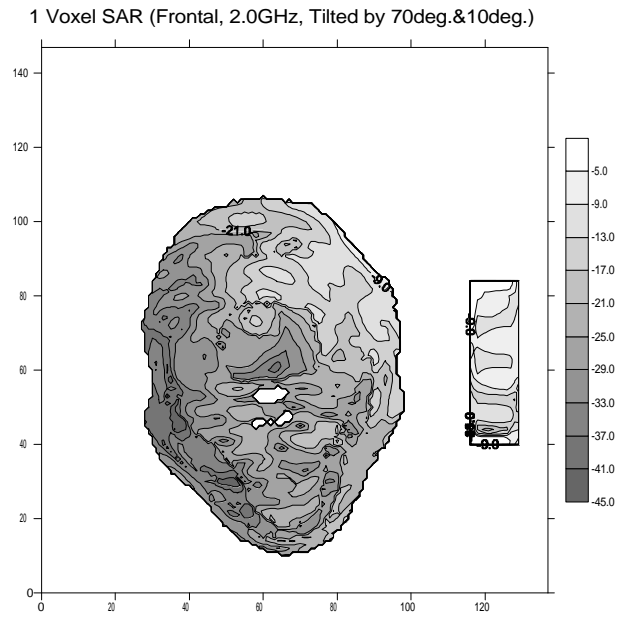
(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

E-field Distribution (Transversal, 2.0GHz, Tilted by 70deg.&10deg.)

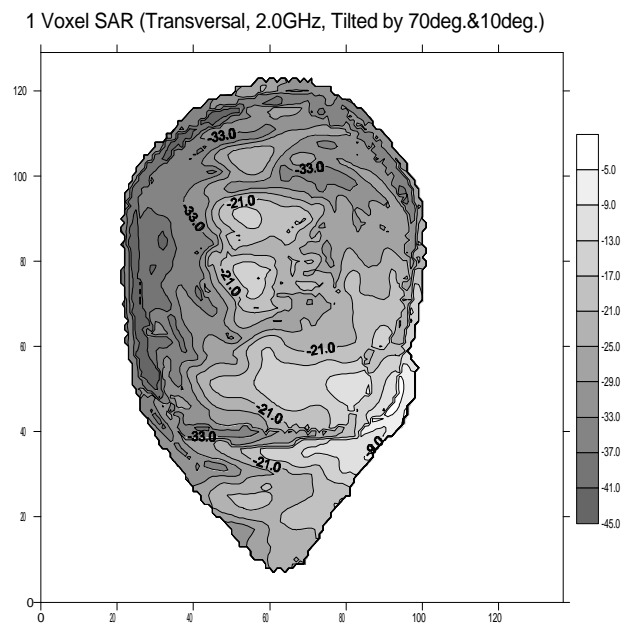


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-35 2 GHz 휴대폰을 70°, 10° 기울인 경우의 근거리 전계 분포

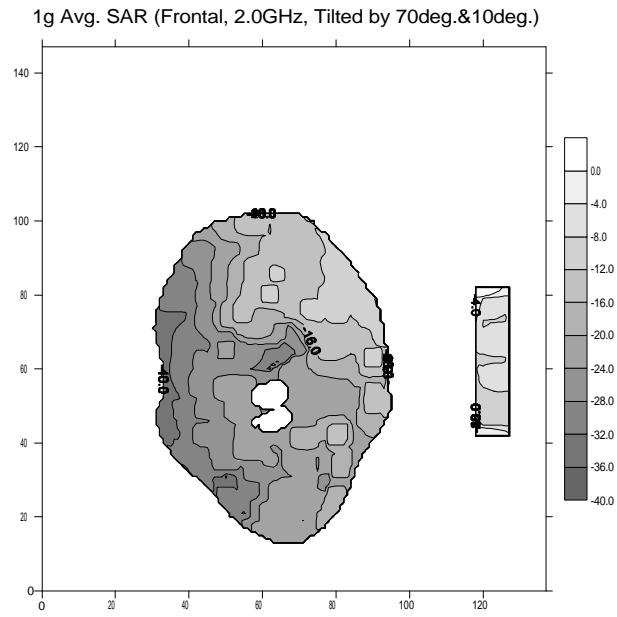


(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane

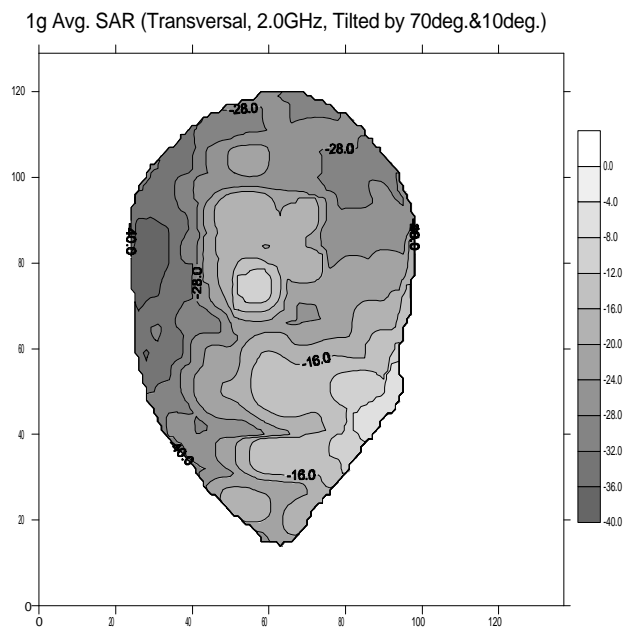


(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-36 2 GHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 1 voxel SAR



(a) 안테나의 피딩점을 포함하는 frontal plane



(b) 안테나의 피딩점을 포함하는 transverse plane

그림 5-37 2 GHz 휴대폰을 70° , 10° 기울인 경우의 1g 평균 SAR

이상의 결과를 종합하여 볼 때, 주파수가 낮은 경우는 인체 두부의 모델링에서 귀가 머리에 밀착된 상태로 모델링 하였으며, 휴대폰의 몸체가 실제 850 MHz의 경우보다 작게 모델링 되었기 때문에 높은 SAR 값을 가지며, 주파수가 높을수록 낮은 SAR 값을 갖는다. 또한 휴대폰을 기울일 경우 인체와의 전자파 결합량이 줄어들기 때문에 휴대폰을 수직으로 사용하는 경우에 비해 낮은 SAR 값을 갖으며, 안테나 복사 패턴이 개선됨을 알 수 있다.

제 6 장 인체 두부의 SAR 측정 기술

제 1 절 근거리 전자장 측정용 프로브

전자파 결합 (EMC) 분야에서 전자파 측정용 프로브에 대한 최근의 동향은 여러 가지 전자장비의 전자파 방사, 흡수, 차폐 기능과 국소 영역에서 전자파 세기의 결정을 위하여 고성능, 광대역 소형 프로브에 대한 연구가 계속 진행중이다. 전자파 프로브는 전계를 측정하기 위하여 극소형 다이폴 안테나를 사용하고 자계를 측정하기 위하여 루프 안테나를 사용하며, 구성 요소에 따라 전자 프로브 (electronic probe), 온도 감지 프로브 (temperature sensing probe), 광 프로브 (photonic probe)로 나뉘어진다.

첫 째, 전자프로브는 다이오드 검파기를 이용하여 전자파의 세기를 검출하는 것을 의미하는데, 전계프로브와 자계프로브로 나뉘어진다. 전계 프로브는 그림 6-1 (a)에서 보여지는 것처럼 소형 다이폴 안테나와 다이오드로 구성되어지며, 그림 6-1 (b)는 그 것의 등가회로이다.

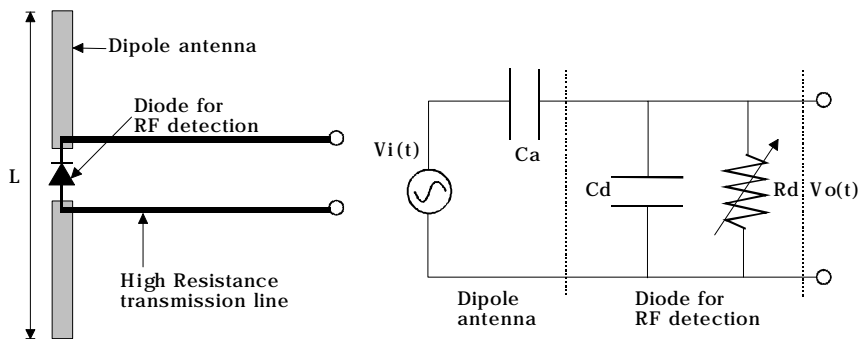


그림 6-1 (a) 검파기와 다이폴 안테나, (b) (a)의 등가 회로

다이폴 안테나에 유기된 개방 전압은 $V_{oc} = E_{inc} / L_{eff}$ 이고 여기서

E_{inc} 는 안테나에 수직으로 입사한 전계 세기이며, L_{eff} 는 다이폴 안테나의 유효 길이이다. 전기적 소형 다이폴에서 유효 길이 L_{eff} 와 구동점 커패시턴스 C_a 는 근사적으로

$$L_{eff} = \frac{L(\Omega-1)}{4(\Omega-2+\ln 4)}, \quad C_a = \frac{4\pi\epsilon_0 L}{2(\Omega-2-\ln 4)} \quad (6.1)$$

여기서 L 은 다이폴의 길이(m), ϵ_0 는 공기의 유전상수(F/m), Ω 는 안테나 두께 인자($\Omega = 2\ln(L/a)$), a 는 안테나의 반경(m)이다. 다이오드의 자승 법칙에 의하여 그림 6-1로부터 검파된 DC 전압 V_0 는 전계에 의해 유기된 전압 V_i 에 대하여 다음과 같은 식으로 나타난다.

$$V_0 = -\frac{\alpha}{4} \left(\frac{V_i}{1+C_d/C_a} \right)^2 \quad (6.2)$$

여기서 $\alpha (V^{-1})$ 는 다이오드 특성에 의해 좌우되는 값이다. 일반적으로 전계 프로브는 전계의 세기를 DC 전압으로 바꾸어 주는 검파 다이오드와 얻어진 전압을 전달하는 전송선, 그리고, 처리 부로 나뉘어진다. 검파 다이오드는 쇼트기 배리어 다이오드를 사용하는데, 극소형 프로브를 구현할 경우 Beam lead 형태가 적합하다. 그리고, 전달 수단으로만 사용되는 전송선은 측정 영역의 전계 분포에 최대한 영향을 미치지 않아야 하므로 높은 저항을 가진 전송선을 사용한다. 자체 측정을 할 수 있는 프로브는 다이폴 안테나가 아닌 루프 안테나를 사용한다. 그러나, 위에서 언급된 전계 및 자체 프로브는 진폭만 측정하고 다중 반사, 임의의 편파, 변조 신호 등에 의해 나타나는 전자파 측정은 상당한 문제가 있다. 이 단점을 보완하기 위하여 전계와 자체를 동시에 측정할 수 있는 프로브에 대한 연구도 수행되어 지고 있다.

둘째, 온도 변화를 이용한 전자파 에너지 측정은 전자파 에너지가 임

의 매질에 입사하면 온도가 변하는 특성을 이용한 것이다. 그러므로, 전자파를 흡수한 매질의 온도와 주변 온도의 차이에 의해서 전자파에너지가 검출되어질 수 있다.

셋 째, 광변조기를 이용한 전계 프로브는 넓은 대역폭을 가지며 진폭과 위상 정보를 동시에 제공할 수 있다. 전자파 측정을 위한 광 프로브는 여러 가지가 제안되었는데, 그 중에서 가장 대표적인 것이 그림 6-2에서 보여지는 Mach-Zender 간섭계를 이용한 광 프로브이다.

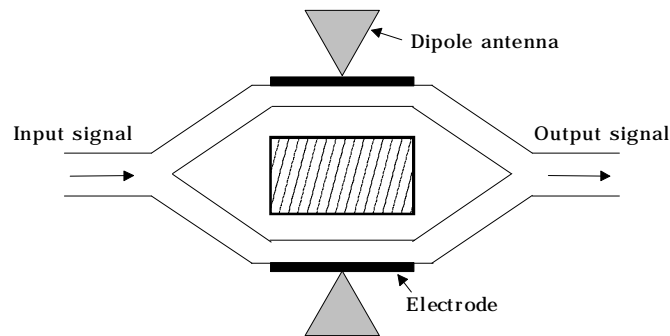


그림 6-2 Mach-Zender 간섭계를 이용한 전계 프로브

광 프로브의 원리는 입사한 전자파에 의해서 다이폴 안테나에 유기된 전압이 $LiNbO_3$ 와 같은 매질에 인가됨으로써 굴절률이 변하게 되고, 이것은 광 변조기의 기능과 같으며, 변조된 광 신호를 복조 함으로써 전자파의 진폭과 위상 정보를 얻을 수가 있다. 광변조를 이용한 프로브는 이 외에도 Y-branch, 4-port coupler 등이 있다.

현재 상용으로 나오는 프로브는 검파된 DC 전압을 전달하기 위하여 고저항 전송선을 사용하는데, 이는 전송선에 의한 전자파의 재방사를 감소시키는 목적 때문이다. 그러나, 광 프로브는 이와 같은 문제가 바로 해결되고, 진폭과 위상 정보를 모두 얻을 수 있기 때문에 더 많은 연구가 필요한 분야라고 할 수 있다.

제 2 절 SAR 측정 시스템

1. 휴대폰에 의한 SAR 측정

휴대폰에 의한 SAR의 측정은 인체의 조직을 근사화시킨 신체조직으로부터 E-field를 그림 6-3과 같이 직접 측정하여 구한다. SAR 평가에 사용되는 측정 시스템은 작은 지름의 등방성 전계프로브, 다축 프로브 위치제어 시스템, 프로브를 제어하고 측정하는 도구와 컴퓨터로 구성된다.



그림 6-3 휴대폰에 의한 SAR 측정 시스템

부가적으로 전계프로브의 교정, 측정 시스템의 타당성 검토, 조직 재료의 특성 측정을 위한 장비가 필요하다. 전체 시스템 구성시 프로브에서 검출한 신호는 외부 노이즈로부터 간섭을 최소화하여야 한다. 최근

SAR 측정용으로 사용되는 전계프로브는 길이가 25-30cm이고 지름이 3-5mm 정도이다. 이들은 3축 직교방향에서 전계 강도를 측정하기 위하여 각각의 다이폴 gap에 다이오드 센서가 부착된 길이 1.5-2.5mm인 3개의 소형 다이폴을 사용한다. 다이폴과 다이오드로 구성된 감지기는 입사된 장의 최소의 변동을 주는 기판(substrate)에 놓고 부착되어 있다. 프로브의 다른 한쪽 끝은 저잡음 증폭기에 의해 신호가 증폭되고 EMI 차폐된 도선과 연결되어 컴퓨터에 연결된다. 전계 프로브는 항상 시스템과 함께 교정이 필요하다. 프로브의 센서들은 전계의 자승에 비례하는 전압을 출력하며, 프로브는 시험 주파수에 대해 공식화된 조직 매질 내에서 교정이 필요하다.

인체에 의한 SAR측정에 있어 휴대폰의 작은 위치의 변화는 근거리 효과에 의해 때때로 두부 에너지 흡수율에 예기치 않는 변화를 초래한다. 휴대폰을 평가하기 위한 표준화된 시험 위치가 없기 때문에 SAR 제한치에 대한 RF 적합성을 판단하는데 어려움이 있다. 최근 많은 시험 설비들은 다양한 단말기의 위치를 사용한다. 휴대폰의 시험에 평범하게 사용되는 위치로 기기를 모의 두부모델의 귀관에 기기의 수화기 중앙이 위치하도록 한다.

2. SAR 측정 시스템의 구성

두부가 휴대폰의 전자파에 노출되는 경우 전자파의 양적 평가는 E-field를 측정함으로써 평가하며, 실제로 이를 측정하는 것은 곤란하기 때문에 인체조직과 동일한 크기의 외형을 갖고 측정 주파수에서 조직의 비유전율, 도전율 밀도가 동일한 인체 팬텀을 만들어 이에 전자파를 조사한다. 측정에 필요한 시스템은 다음과 같이 구성된다.

- 등방성 전계 프로브
- 데이터 수집 장치
- 인체 조직의 특성을 갖는 Phantom

- 로봇 시스템
- 휴대폰 및 지지대
- 제어기(P.C.)

3. 등방성 전기 프로브 (Isotropic E-field Probe)

인체의 전자파 흡수율을 측정하기 위한 프로브는 다음의 조건을 만족하여야 한다.

- High sensitivity and linear response over a broad frequency range
- High spatial resolution
- Isotropy in different media
- Low interaction with the measured field
- Small size

위의 특성을 만족하는 probe로 short dipole를 이용한 E-probe가 많이 이용되고 있다. Short dipole을 이용한 E-probe는 그림 25와 같이 short dipole antenna와 diode 그리고 high impedance transmission line으로 구성된다. 각각의 특성을 살펴보면 다음과 같다. 동작 주파수대의 파장에 비해 길이가 짧은 이극 안테나(short dipole antenna)는 그 특성이 비교적 주파수에 둔감하고 안테나 임피던스가 크기 때문에 감지한 전자파를 재방사하는 양이 작아 피측정 전자파에 영향을 주지 않는다. 그리고 피측정 전자파의 편파상태에 영향을 받지 않으며, 소형이며 경량인 특성을 나타낸다. 이극 안테나 gap에 있는 다이오드는 안테나 급전 양단에 입사하는 전자파의 진폭크기의 제곱에 비례하는 DC성분을 검출한다. 쇼트키 다이오드는 큰 접합저항과 작은 접합용량 때문에 고주파 특성이 뛰어나고 감도가 좋으며 작은 잡음 특성을 가지므로 고주파용 검파 다이오드로 널리 이용된다.

한편, 이극 안테나는 입사파 중 안테나의 길이 방향만을 감지하는 특

성이 있고, 측정하려는 입사파의 편파상태를 일반적으로 모르기 때문에 어느 방향으로 놓아도 일정한 감도를 나타내는 등방성 프로브가 필요하다. 검출기에서 x, y, z 각각 성분들을 자승법칙으로 검출하고 더해준다면 측정되는 전압은 $V_{DC} = C(|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2) = C|E|^2$ 이고, 이를 구현하기 위해서 그림 6-4와 같이 서로 직각으로 배열된 3개의 이극 안테나를 사용하여 프로브를 만들면 그림 6-5에서 보여지는 것처럼 입사파의 방향에 무관하게 입사파 크기의 제곱에 비례하는 일정한 감도를 갖게 된다.

다이폴 안테나와 쇼트키 다이오드에서 얻은 신호를 지시계기로 연결시키는데 전송선을 이용한다. 이 전송선은 입사파를 받아들여 입사파의 전류를 유기해도 안되며 다이오드에서 검출된 신호를 지시 계기로 전송하는 과정상에 방사해서 입사파를 간섭해서도 안 된다. 또한 신호검출 과정에서 저역통과 필터 역할도 해야 한다. 이를 위해 높은 저항을 가지는 전송선을 사용한다.

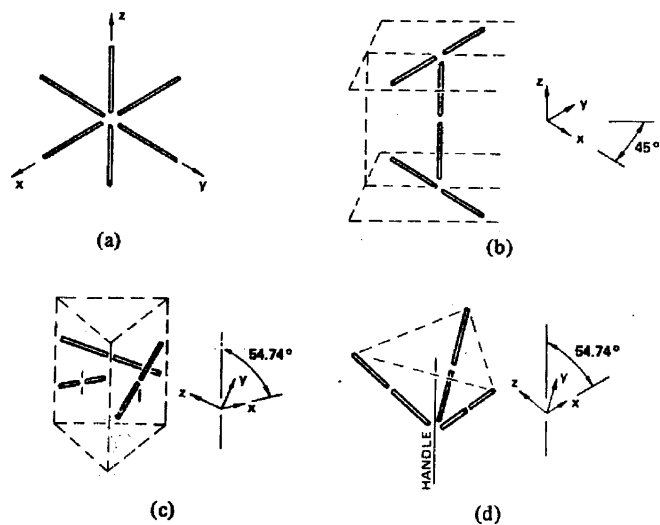


그림 6-4 다이폴 안테나의 직각 배열 구조

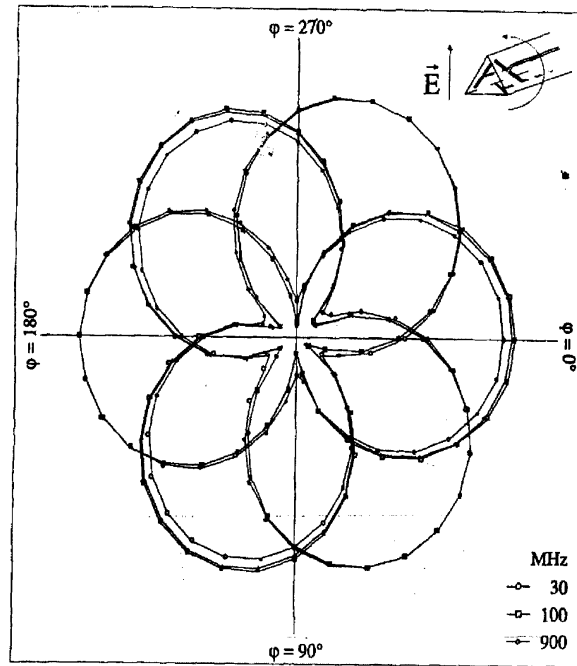


그림 6-5 SAR 측정용 프로브의 지향성

4. 데이터 수집 장치

프로브에서 측정된 미약한 신호를 PC까지 전달하는 장치로 그림 6-6과 같이 신호 증폭기, high impedance cable (or optical fiber), A/D 변환기 그리고 PC interface card, 로봇 비상 정지 및 기계 표면 검지용 2단계 프로브 등으로 구성된다. 일반적으로 프로브는 높은 저항을 가지는 전송선과 필터 때문에 $5 \sim 8 M\Omega$ 정도의 높은 소스 저항을 가진다. 따라서, 주변의 노이즈에 의한 영향을 극소화 시켜야 하며, 성능이 좋은 신호 증폭기를 사용하는 것이 프로브의 특성을 상당히 개선 시킬 수 있는 요인이 된다.

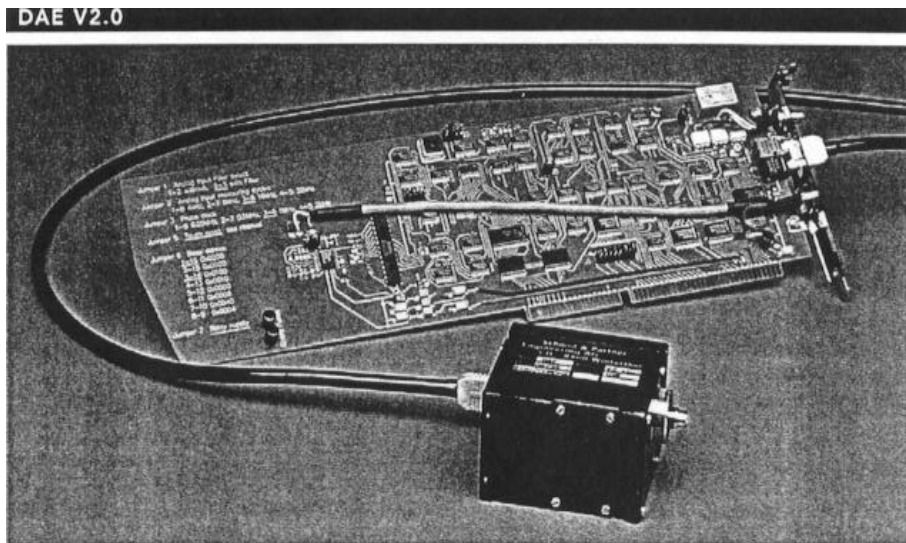
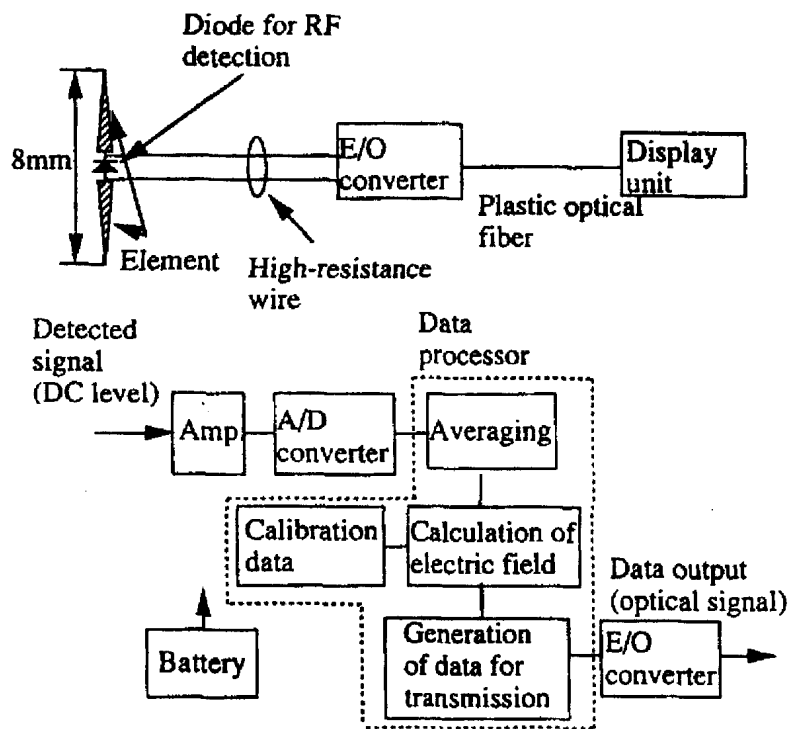


그림 6-6 Data acquisition system 구성도

5. 프로브 교정(Probe Calibration)

전자파를 측정하기 위한 E-probe 시스템의 정확도를 높이기 위해서는 공기 중에서 또는 더 나아가 비균질의 매질 속에서의 정밀한 보정이 필요하다. 안테나의 보정에서 가장 중요한 것은 안테나의 전자파의 세기를 결정하는 방법을 선택하는 것이다. 1 GHz 이하의 주파수에서는 TEM 셀을 이용하며, 그 위의 주파수에서는 정밀한 도파관 load를 갖는 표준도파관 (R22나 R26)을 이용하여 전계강도에 따른 probe시스템의 전압의 크기를 구하는 두 가지 방법이 있다. 첫 째, TEM cell은 전자파 에너지가 외부 환경으로 복사하는 것을 방지하고 전기적으로 분리하기 위하여 측면을 차폐한 50Ω 전송선으로 구성되어지며, 전기적 소형 안테나나 프로브를 보정 하는 계산이 가능한 전계나 자계를 얻을 수 있는 장비이다. 50Ω 전송선은 표준 동축선에 연결하면서 정재파를 최소화할 수 있도록 제작되어야 한다. TEM cell 내부에서 전계를 결정하는 표현식은 다음과 같다.

$$E = \frac{V}{q} = \frac{\sqrt{PZ_0}}{q} \quad (6.3)$$

여기서, $V(v)$ 는 내부 전송선 위에서 평균 자승 전압, $q(m)$ 는 그림 6-7에서 보여지는 것처럼 내부 전송선과 외벽 사이의 거리, P 는 cell 내부의 전력, 그리고, Z_0 는 cell의 특성 임피던스의 실수 값이다.

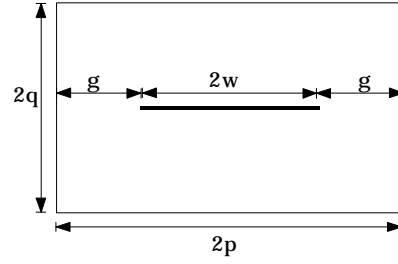


그림 6-7 TEM cell의 단면도

TEM cell의 내부 전송선이 구형으로 제작된 경우, 그 것의 특성 임피던스는

$$Z_0 \cong \frac{377}{4} \left\{ \left[-\frac{p}{q} - \frac{2}{\pi} \ln\left(\sinh \frac{\pi g}{2q}\right) \right] - \frac{\Delta c}{\epsilon_0} \right\}^{-1} \quad (6.4)$$

여기서, p, q, g 는 그림 6-7에서 보여지고, $\Delta c/\epsilon_0$ 는 전송선과 외벽의 가장자리 효과(fringing effect)의해 발생된 커패시턴스 성분이다. TEM cell의 최대 주파수는 다중 모드의 공진에 의한 전계의 왜곡에 의해서 발생한다. 기본 모드인 TEM 모드에서 TEM cell의 전계 및 자계를 설정함에 있어서 발생하는 측정의 불확실성은 대략 $\pm 0.5dB$ 의 범위를 가진다. 따라서 TEM cell은 cell의 단면적은 크게 하고 최대 주파수는 높게 하며, 전자계 분포는 균일하도록 해야하며, 정재파를 최대한 감소시킬 수 있어야한다.

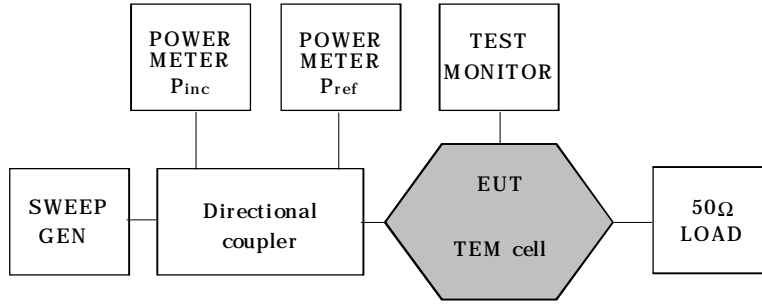


그림 6-8 알고있는 전자계를 설정하는 TEM cell 보정 시스템

둘 째, 도파관 형태를 이용한 보정 방법은 구형도파관의 폭 대 높이가 2:1인 TE_{10} 모드로 설정되며, 최대 주파수는 전력 전송 요구에 의해 제한된다. 도파관 벽이 높은 전도도와 공기 매질, 그리고, 정현파 입사를 가정하면 TE_{10} 모드의 차단 주파수는 $f_{c0} = 1.5 \times 10^8 / a$ 인데, 여기서, a 는 폭을 의미한다. 도파관의 관내파장과 특성임피던스 및 중심부에서 전계는

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\lambda_{wg}} &= \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_{c0}}\right)^2} \\
 Z_w &= Z_0 \left(\frac{\lambda_{wg}}{\lambda_0}\right) = \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}} \\
 E &= \sqrt{\frac{4P}{Z_w a^2}}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

여기서, λ_0 와 η_0 는 공기중의 파장과 특성임피던스이고 P 는 도파관의 전체 전력이다. 도파관 내부에서 계산된 전계의 불확실성은 내부에서 발생하는 정재파에 기인하므로 사용하고자하는 주파수 영역에서 전계의 세기를 규명하기 위하여 이미 특성을 알고 있는 프로브를 이용하여 측정함으로써, 전계의 균일성을 검증할 수 있다. 이런 과정에 의하여 도파관 내부에서 보정 전계의 불확실성은 $\pm 0.5dB$ 이내로 설정할 수 있다. 또한

보다 정밀한 보정을 위해서는 비균질 매질에서의 온도 상승에 따른 변화 분도 고려한다. 프로브들은 시험주파수에 대해 공식화된 매질 내에서 교정되어야 한다. 몇몇 프로브들은 검파기의 출력 전압을 SAR로 변환하기 위해서 사용하는 교정인자를 얻기 위하여 공기와 조직 매질 내에서 두 단계로 교정한다. 전계 프로브는 항상 시스템도구와 함께 교정해야 한다.

6. SAR 측정을 위한 상용 프로브의 특성과 재원

몇몇 전계프로브들이 최근 SAR 측정용으로 사용된다. 전형적인 프로브는 길이가 25-30 cm이고 지름이 3-5mm정도이다. 이들은 3축 직교 방

내용	ET3DV5/ET3DV5R	H3DV5
주파수 특성	± 0.2 dB	± 0.25 dB
측정 주파수 대역	10MHz ~ 6GHz	200MHz ~ 2.5GHz
측정 범위	5 μ W/g ~ 100mW/g	10mA ~ 2A/m
지향성	± 0.2 dB	± 0.25 dB
전체 길이	330mm	330mm

표 6-1 SAR 측정용 상용 프로브의 사양

향에서 전계강도를 측정하기 위해서 각각의 다이폴 gap에 다이오드 센서가 부착된 길이 1.5-2.5mm인 3개의 소형 다이폴을 사용한다. SAR 측정을 위한 프로브의 사양은 표 6-1과 같다. 선량 측정용 전계 프로브인 ET3DV5는 삼각 코아의 대칭 배치 구조이며, 대전방지 실드와 표면 검지용 광 섬유를 내장했다. 프로브는 10 MHz ~ 2.5 GHz 의 경우 대기 중에서 교정되어졌고, 450MHz, 900MHz, 1.8GHz 의 경우 뇌와 근육의 자극용 액체내부에서 교정되어졌다. 3차원 자계 프로브인 H3DV5는 3.8mm 직경의 동심형 루프 센서 3m 및 검지 다이오드로 제작되어졌으며, 대전방지 실드를 내장했다. 이 외에도 일반적인 근접 전계를 측정하

기 위한 ER3DV5와 선량 측정용 온도 프로브인 TEMPV1이 현재 상용으로 공급되고 있다. 그림 6-9는 상용으로 제작된 것으로써 삼각 코어에 의해 전방향 특성을 얻을 수 있는 SAR 측정용 전계 프로브의 구조이다.

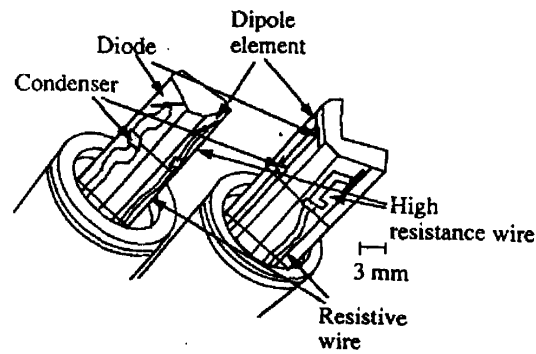


그림 6-9 SAR 측정용 전계 Probe

7. SAR 측정을 위한 조직 모델

송신기 시험용으로 사용되는 조직 모델은 기기의 동작주파수에 적합해야만 한다. 신체 조직은 전형적으로 그들의 수분 함유량에 따라 분류된다. 근육, 피부와 같은 수분 함유량이 많은 조직은 지방과 뼈 혹은 두 개골과 같은 수분함유량이 적은 조직보다 더 많은 RF 에너지를 흡수한다. RF와 마이크로파 주파수에서 조직의 전기적 특성은 정상 체온 약 37℃에서의 그들의 유전율과 전도도에 의해 결정되어질 수 있다. 이 조직의 파라미터는 또한 온도에 민감성이 있다. 높은 수분 함유 조직의 경우, 유전율은 약 5%/℃이 비율로 감소하고, 전도도는 약 2%/℃의 비율로 증가한다. SAR 평가에 사용되는 모의조직은 항상 유사한 변화를 따른다. 그들은 임의의 상태 하에서 SAR 평가를 쉽게 하기 위하여 전형적으로 37℃의 등가조직의 특성으로 제조하며, 실온에 대하여 사용한다. 뇌

와 근육과 같은 높은 수분 함유 모의 조직을 만드는데는 두 가지 제조방법이 있다. 첫 번째는 물, 소금, 폴리에틸렌 분말, 그리고 TX-151 겔화 촉진제로 구성된 불투명 겔이다. 다른 하나는 물, 설탕, 소금, 그리고 액체의 점도를 조절하는 HEC라는 구성물로 이루어진 액체이다. 겔 형태는 전형적으로 thermographic 혹은 온도측정방법용 고전력 적용의 SAR 평가에 사용된다. 액체재료는 투명하고, 가장 악조건을 나타내는 가장 큰 에너지 흡수 특성을 갖는 조직의 한 형태로 측정하는 부가적인 장점이 있다. 이 경우에 액체조직 재료는 RF 흡수가 매우 작은 fiberglass 혹은 다른 플라스틱 재료로 성형한 두께가 약 1-3mm인 두부나 다른 부위의 셀에 채워진다. 균일한 두부 모델들은 대부분은 SAR이 약 5-10% 초과하여 평가하는 것에 의해 적합성을 만족하도록 고안되어 있다. 일반적으로 실제 특성을 갖는 조직재료를 준비하는 것은 어렵다. 따라서 SAR의 과소평가를 피하기 위해 높은 전도도와 낮은 유전율을 갖는 조직재료를 마련하는 것이 바람직하다.

SAR 평가용으로 준비된 모의 액체 조직의 유전율과 전도도는 이들이 기기의 동작주파수에 대해 적절하다는 입증을 위하여 측정되어야 한다. 이들 파라미터는 물의 증발로 인한 본래의 유전 특성을 유지시키기 위해서 적절한 물의 양을 채워야 하므로 SAR 평가 이전에 주기적으로 측정한다. 송수신기를 시험하기 위한 두부모델은 귀를 포함한 것과 하지 않은 것이 있는데 귀를 포함하지 않은 두부 모델의 경우 송수신기가 두부에 더 가까이 놓이게 되고 따라서 두부로 더 높은 에너지가 흡수될 것이라는 논쟁이 있다. SAR 평가에 있어서 귀의 영향에 대한 유효한 발표된 데이터가 없기 때문에 현재 FCC는 두부모델의 두 형태 모두 채택하고 있다. 그러나 귀가 전형적으로 송화기로 놓이게 되기 때문에 정상적인 송수신기 동작상태를 시험하기 위한 더 적합한 두부모델은 찌부러진 귀를 포함하고 있는 것이다.

또한 송수신기를 잡고 있는 손의 효과가 정확한 SAR 평가결과를 얻는데 관련하여 문제시되고 있다. 전형적인 동작 위치에서는 대부분의 송수신기는 송수신기와 사용자의 손바닥이 최소로 혹은 접촉하지 않고 기

기의 측면에 손가락을 사용하여 사용자에게 의해 쥐어지게 된다. 따라서 대부분의 시험 장비들은 금속체가 아닌 지지대에 기기를 놓고 송수신기를 평가한다. 손은 송수신기로부터 복사되는 에너지를 흡수하기 때문에 두부로 흡수되는 에너지는 감소할 것이다. 만일 송수신기가 손이 없이 평가되면, 더 많은 에너지가 두부로 흡수되며 최악의 조건을 나타낼 것이다. 최근 보고들은 손에 의한 SAR 변화가 10%이상 나타날 수 있다고 지적하고 있다. 그러나 두부에서 SAR 수준에 미치는 손의 영향에 대한 자세한 조사는 없었다. 아마도 송수신기의 정확한 시험위치를 유지하는 것이 더 중요하다.

제 3 절 휴대폰에 의한 인체의 전자파 흡수율 측정

휴대폰에 의해 인체에 미치는 영향을 측정할 때 휴대폰에 의한 변수를 살펴보면 다음과 같다.

- 전화기 사용시간
- 사용자(어른, 아이)와 전화기 위치(안테나와 머리의 거리, 안테나의 기울기)
- 시스템의 종류(AMPS, CDMA(900MHz), PCS)와 안테나의 종류(whip, helical)

위의 휴대폰의 변수에 따라 측정 시스템의 구성에 변화가 있을 수 있다. 또한 무엇을 측정하느냐가 중요한 문제이다. 주로 통신업계에서는 휴대폰의 노출기준으로 세포조직의 국부최대 노출량 (Hot Spot)으로 설정하고 있어, 최대 전자파(또는 Peak SAR)의 크기와 위치를 측정한다.

1. Peak SAR 측정 절차

휴대폰에서 방사하는 전계의 측정으로 얻어지는 것에 상응하는 전압

값들로 Peak SAR값을 추정한다. Peak SAR의 측정은 다음 세 종류의 측정 스캔에 의해서 얻어질 수 있다.

이 세 가지 스캔은 그림 6-10에 나타낸 Area scan, Zoom scan 그리고 SAR scan 있다.

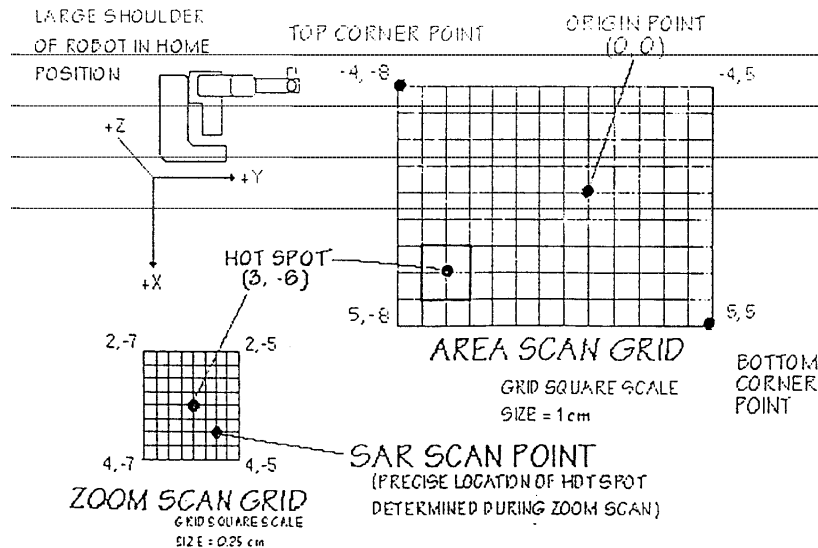


그림 6-10 Peak SAR 측정

측정 영역은 그림에서 보는 바와 같이 일정하게 나뉘어진 grid line에 의하여 선정된 작은 정사각형으로 분리되고, 실제 측정 과정에서 probe는 grid line을 따라서 움직이며 grid line의 교차점에 대하여 규칙적으로 전계강도를 기록한다. Area scan에서 가장 peak치를 갖는 위치를 중심으로 zoom scan을 수행하여 Peak SAR point를 찾아낸다. 이때 grid의 간격은 로봇의 제어기능과 probe의 공간 분해능에 의존한다.

2. 피부 표면에서 SAR 측정에 의한 오차와 외삽법

인체 조직의 불균일한 전계 분포에 대한 프로브의 효과는 프로브의 재질과 모양, 프로브 자체의 전계의 분포에 상당한 영향을 받는다.

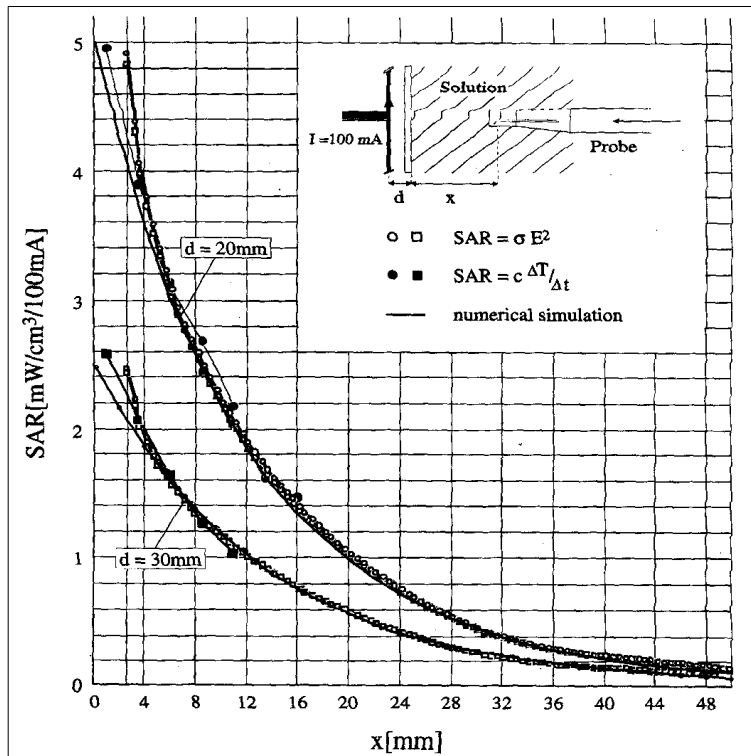


그림 6-11. 피부 표면에서 측정된 SAR 값과 계산된 값과의 비교

이 효과의 영향은 여러 가지 경우에 대해서 조사되어야 하는데, 특히, 매질이 급격히 달라지는 피부 표면에서 많은 측정 오차를 일으킨다. 왜냐하면 피부 표면과 공기로 이루어진 외부 매질에 프로브가 위치하면, 휴대폰에 의해 방사된 소스가 매질의 경계면에서 산란을 일으킬 뿐만 아니라, 프로브에 의한 산란도 발생하기 때문이다. 그렇지만, 프로브에 의한 산란은 프로브의 크기가 작아짐에 따라 그 영향이 작아지지만, 프로브 내부의 필드분포는 상당히 달라지게 된다. 따라서, 피부 표면에서 측정된 전계의 크기는 그림 6-11에서 보여지는 것처럼 실제 보다 더 큰

값으로 된다. 이 문제를 해결하기 위하여 피부 표면의 경계에서 떨어진 위치에서 측정된 결과를 피부표면까지 외삽법(extrapolatio method)을 이용함으로써 피부표면의 SAR 값을 유추해낼 수 있다.

3. 측정에 있어서의 불확실성

휴대폰에 의한 인체 전자파 흡수율을 측정함에 있어서 발생할 수 있는 불확실성은 여러 가지 요인이 있다. 프로브에 의해서 발생하는 불확실성은 프로브의 회전, 선형성의 오차와 ELF(elementary low frequency)와 RF 신호와 같은 외부신호의 첨가에 오차가 있으며, TEM cell과 같은 보정 시스템을 사용할 경우 보정 시스템의 임피던스 부정합 오차 등이 있다. 그리고 SAR 평가를 할 때 외삽과 내삽 오차 및 위치 오차 등이 있고, 이 외에 매질의 유전율과 도전율의 측정 오차가 있을 수 있다. 발생 가능한 불확실성에 의한 오차에 대한 범위가 표 6-2에 요약되어 있으며 대략 20% 범위 내에서 설정되어 질 수 있다.

오차 발생 요인	세부요인	오차율
Field 측정오차($\pm 13\%$)	모의조직 액체에서의 등방성 오차	$\pm < 0.2\%$
	주파수 반응 오차	$\pm < 0.1\%$
	선형성	$\pm < 0.2\%$
	데이터 수신 및 평가 오차	$\pm < 0.05\%$
	프로브에 의한 오차	$\pm < 10\%$
공간 침투 SAR 평가에 따른 오차($\pm 10\%$)	외삽, 내삽과 위치에 의한 오차	$\pm < 10\%$
부가적인오차($\pm 5\%$)	유전율,도전율 측정 오차	$\pm < 5\%$

표 6-2 SAR 측정 오차

제 7 장 전자파 인체보호에 대한 국제기준

전자계나 전자파가 인체에 미치는 영향은 인체에 흡수된 전자파에너지에 의한 열작용, 전자계에 의해 인체 내에 유도된 전류에 의한 자극작용, 미약한 전자계의 장기간 누적효과에 의한 비열작용, 그리고 전계에 의해 대전된 물체와의 접촉이나 스파크방전에 의한 쇼크 및 화상으로 나눌 수 있다.

서구권의 RF 노출기준은 인체와 전자계 및 전자파의 상호작용으로 인한 단기효과에 기인한 유해한 영향, 즉 신경과 근육조직의 자극, 열 스트레스, 접촉에 의한 쇼크 및 화상을 방지할 목적으로 제정되었다. 노출 기준치는 먼저 생물학적인 영향을 근거로 하여 SAR(Specific Absorption Rate), 유도전류밀도(Induced Current Density) 그리고 전력 밀도에 대한 기본적인 제한치를 설정한 다음 이를 전자계와 인체와의 결합메카니즘을 고려하여 측정가능한 전계와 자계로 변환함으로써 결정된다. 또한 저주파영역에서 손발을 통해 흐르는 접촉전류밀도(Contact Current Density)에 대해서는 감지 임계치를 근거로 하여 별도의 기준을 설정하고 있는 실정이다.

본 장에서는 지금까지 서구권의 대표적인 기준인 ICNIRP(International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection), 유럽의 CENELEC(European Committee for Electrotechnical Standardization), 그리고 미국의 IEEE/ANSI 및 FCC(Federal Communication Commission), 일본의 우정성 통신기술자문위원회의 전자파 인체보호 기준을 알아본다.

제 1 절 CENELEC의 전자파 인체 보호기준

인체의 외부 전자장에 의한 노출은 인체에 유도된 전자장을 발생한다. 이러한 유도된 전자장에 의하여 인체내의 분자들은 랜덤한 분자운동

을 하게되고 유도된 전자장 에너지의 일부분은 열에너지로 변환하게 된다. 침투의 깊이는 몇 센티미터에서 수 밀리미터로 주파수에 의존한다. 이러한 열에너지에 의한 인체의 생물학적 영향은 오래 전부터 인지되어 왔고 열효과로 알려져 있다. CENELEC 지침서의 목적은 이러한 열효과들로 인한 1 MHz이상의 전자파 노출에 대한 직업인과 일반인의 보호를 위하여 현재의 표준안인 기본제한(Basic Restriction)의 근거를 마련하는데 있다.

기본제한은 SAR로 정의되었고 전자장 노출에 의한 건강 악영향으로부터 직업인과 일반인을 보호하기 위하여 정의된 유럽의 표준안 ENV 50166-2와 일치한다. 전자장 세기와 전력 밀도에 대한 기준레벨(Reference Level)역시 ENV 50166-2와 일치한다. 기준레벨은 인체가 존재하지 않을 때 인체의 위치에서 입사파에 대하여 정의되었다

	6분평균 및 전신평균 SAR	손, 손목, 발, 발목을 제외한 조직의 10g평균 및 6분평균 SAR	손, 손목, 발, 발목조직의 10g평균 및 6분평균 SAR	조직 10g 평균 peak SAR
직업인 (Workers)	0.4W/kg	10W/kg	20W/kg	10mJ/kg
일반인 (General public)	0.08W/kg	2W/kg	4W/kg	2mJ/kg

표 7-1 비흡수율(SAR)과 비흡수(SA) (10 kHz ~ 300 GHz)

	주파수 (f, Hz)	전기장(kV/m)	시간(t, hours)
직업인 (Workers)	0~0.1	42	$t \leq 112/E$
	0.1~50	30	$t \leq 80/E$
	50~150	$1500/f$ (30 at 50Hz)	$t \leq 80/E$
	150~1500	$1500/f$	
	1500~10000	1	
일반인 (General public)	0~0.1	14	-
	0.1~60	10	
	60~1500	$600/f$	
	1500~10000	0.4	

표 7-2 전기장 기준레벨 (0 ~ 10 kHz)

	주파수 (f, Hz)	자기장
직업인	0~0.1	2 T
	0.1~0.23	1.4 T
	0.23~1	$320/f$ mT
	1~4	$320/f^2$ mT
	4~1500	$80/f$ mT (1.6mT at 50Hz)
	1500~10000	0.053 mT
일반인	0~0.1	0.04 T
	0.1~1.15	0.028 T
	1.15~1500	$32/f$ mT (0.64mT at 50Hz)
	1500~10000	0.021 mT

표 7-3 자기장 기준레벨 (0 ~ 10 kHz)

	주파수(MHz)	전기장도 (V/m) rms값	자기장도 (A/m) rms값	평균전력밀도 (W/m ²)
직업인	0.01~0.038	1000	42	
	0.038~0.61	1000	1.6/f	
	0.61~10	614/f	1.6/f	
	10~400	61.4	0.16	10
	400~2000	$3.07f^{1/2}$	$8.14 \times 10^{-3}f^{1/2}$	f/40
	2000~150000	137	0.364	50
	150000~300000	$0.354f^{1/2}$	$9.4 \times 10^{-4}f^{1/2}$	$3.334 \times 10^{-4}f$

표 7-4 연속노출에 대한 전자계장도 및 전력밀도 기준레벨(10 kHz ~ 300 GHz))

	주파수(MHz)	전계강도 (V/m) rms값	자계강도 (A/m) rms값	평균전력밀도 (W/m ²)
일반인	0.01~0.042	400	16.8	
	0.042~0.68	400	0.7/f	
	0.68~10	275/f	0.7/f	
	10~400	27.5	0.07	2
	400~2000	$1.37f^{1/2}$	$3.64 \times 10^{-3}f^{1/2}$	f/200
	2000~150000	61.4	0.163	10
	150000~300000	$0.158f^{1/2}$	$4.21 \times 10^{-4}f^{1/2}$	$6.67 \times 10^{-5}f$

표 7-5 연속노출에 대한 전자계강도 및 전력밀도 기준레벨 (10 kHz ~ 300 GHz)

	주파수(MHz)	전계강도 (V/m) peak치	자계강도 (A/m) peak치	평균전력밀도 (W/m ²)
직업인	0.01~0.23	4760	200	
	0.23~3.73	4760	46/f	
	3.73~10	17750/f	46/f	
	10~400	1775	4.6	8160
	400~2000	$88.8f^{1/2}$	$0.23f^{1/2}$	20.4f
	2000~150000	3970	10.3	40890
	150000~300000	$10.3f^{1/2}$	$2.66 \times 10^{-2}f^{1/2}$	0.274f

표 7-6 Peak 전자계강도 및 전력밀도에 대한 기준레벨

	주파수(MHz)	전계강도 (V/m) peak치	자기장도 (A/m) peak치	평균전력밀도 (W/m ²)
일반인	0.01~0.25	1936	80	
	0.25~4.16	1936	20/f	
	4.16~10	7940/f	20/f	
	10~400	794	2	1588
	400~2000	39.7f ^{1/2}	0.1f ^{1/2}	3.97f
	2000~150000	1775	4.17	7934
	150000~300000	4.58f ^{1/2}	0.0115f ^{1/2}	0.053f

표 7-7 Peak 전자계강도 및 전력밀도에 대한 기준레벨

	주파수(MHz)	전류 (mA)
직업인	10~100	100mA
일반인	10~100	45mA

표 7-8 유도전류에 대한 기준레벨 (10 ~ 100 MHz)

	주파수(MHz)	전류 (mA)
직업인	0.01~0.1	350 f (MHz)
	0.1~3	35
일반인	0.01~0.1	200 f (MHz)
	0.1~3	20

표 7-9 접촉전류에 대한 기본한계(10 kHz ~ 3 MHz)

제 2 절 ICNIRP의 인체보호 기준

ICNIRP 지침서의 주목적은 건강 악영향(Adverse health effect)로부터 보호할 수 있는 전자장 노출 한계치에 대한 가이드라인을 제정하는 데 있다. 고주파 및 50/60 Hz 전자장에 대한 가이드라인이 IRPA/INIRC에 의해 1988년과 1990년에 각각 발표된바 있으나 시변 전자장 전 주파수 영역을 포함하는 것은 현재의 가이드라인에 발표되어 있다. 가이드라인의 한계치는 과학적 데이터에만 바탕을 두었지만 한계치들이 시변 전자장의 노출로부터 충분한 보호레벨을 제공하도록 되어있다.

간접효과	Threshold current(mA) at frequency			
	50/60Hz	1kHz	100kHz	1MHz
○ Touch perception	0.2~0.4	0.4~0.8	25~40	25~40
○ Pain on finger contact	0.9~1.8	1.6~3.3	33~55	28~50
○ Painful shock/let-go threshold	8~16	12~24	112~224	미결정
○ Severe shock/breathing difficulty	12~23	21~41	160~320	미결정

표 7-10 어린이, 여자, 남자를 포함하는 간접효과에 대한 임계전류치
영역

주파수영역	전계강도 (V/m)	자계강도 (A/m)	B-field (μ T)	등가평면파 전력밀도 $S_{eq}(W/m^2)$
up to 1Hz	-	1.63×10^5	2×10^5	-
1~8Hz	20000	$1.63 \times 10^5/f^2$	$2 \times 10^5/f^2$	-
8~25Hz	20000	$2 \times 10^4/f$	$2.5 \times 10^4/f$	-
0.025~0.82kHz	500/f	20/f	25/f	-
0.82~65kHz	610	24.4	30.7	-
0.065~1MHz	610	1.6/f	2.0/f	-
1~10MHz	610/f	1.6/f	2.0/f	-
10~400MHz	61	0.16	0.2	10
400~2000MHz	$3f^{1/2}$	$0.008f^{1/2}$	$0.01f^{1/2}$	$f/40$
2~300GHz	137	0.36	0.45	50

표 7-11 교류전자기장에 대한 직업인(occupational people) 노출의
기준레벨(rms값)

주파수영역	전계강도 (V/m)	자계강도 (A/m)	B-field (μ T)	등가평면파 전력밀도 $S_{eq}(W/m^2)$
up to 1Hz	-	3.2×10^4	4×10^4	-
1~8Hz	10000	$3.2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^4/f^2$	-
8~25Hz	10000	4000/f	5000/f	-
0.025~0.8kHz	250/f	4/f	5/f	-
0.8~3kHz	250/f	5	6.25	-
3~150kHz	87	5	6.25	-
0.15~1MHz	87	0.73/f	0.92/f	-
1~10MHz	$87/f^{1/2}$	0.73/f	0.92/f	-
10~400MHz	28	0.073	0.092	2
400~2000MHz	$1.375f^{1/2}$	$0.0037f^{1/2}$	$0.0046f^{1/2}$	f/200
2~300GHz	61	0.16	0.20	10

표 7-12 교류전자기장에 대한 일반대중(general public) 노출의 기준레벨
(rms값)

노출대상	전력밀도(W/m^2)
직업인	50
일반인	10

표 7-13 전력밀도에 대한 기초지침 (10~300GHz)

노출대상	주파수영역	최대접촉전류(mA)
직업인	up to 2.5kHz	1.0
	2.5~100kHz	0.4f
	100kHz~110MHz	40
일반인	up to 2.5kHz	0.5
	2.5~100kHz	0.2f
	100kHz~110MHz	20

표 7-14 접촉전류의 기준레벨

노출대상	전류(mA)
직업인	100
일반인	45

표 7-15 유도전류의 기준레벨(사지, 10~110MHz)

제 3 절 IEEE/ANSI의 인체보호 기준

IEEE/ANSI 기준안은 3 kHz ~ 300 GHz에 이르는 주파수 범위에서 전자장에 노출된 사람에게 일으킬 수 있는 유해한 영향을 방지할 목적으로 제정되었다. 이 기준안은 관리환경(Controlled environment)뿐만 아니라 비관리(Uncontrolled environment)환경에도 적용될 수 있도록 고안되

었다. 이 안은 환자를 위한 치료의 목적과 같은 고의적인 노출에는 적용되지 않는다. 관리 환경이란 전자장의 노출에 대한 위험을 알고 있는 사람들이 처한 환경을 말하고 비관리 환경이란 전자장의 노출에 대한 위험을 모르고 있고 또한 전자장의 노출을 제어할 수 없는 사람들이 처한 환경을 말한다.

	주파수영역 (MHz)	최대유도전류 (mA)		접촉전류
		양쪽발	한쪽발	
관리 환경	0.003~0.1	2000f	1000f	1000f
	0.1~100	200	100	100
비관리 환경	0.003~0.1	900f	450f	450f
	0.1~100	90	45	45

표 7-16 관리 및 비관리 환경의 최대허용노출(MPE)

Part B : 유도 및 접촉전류

주파수영역 (MHz)	전계강도 E (V/m)	자계강도 H (A/m)	전력밀도 S E-field, H-field (mW/cm ²)	평균시간 $ E ^2, H ^2$ (minutes)
0.003~0.1	614	163	100, 1000000	6
0.1~3.0	614	16.3/f	100, 10000/f ²	6
3~30	1842/f	16.3/f	900/f ² , 10000/f ²	6
30~100	61.4	16.3/f	1.0, 10000/f ²	6
100~300	61.4	0.163	1.0	6
300~3000			f/300	6
3000~15000			10	6
15000~300000			10	616000/f ^{1.2}

표 7-17 관리환경의 최대허용노출(MPE)

Part A : Electromagnetic Fields

주파수영역 (MHz)	전계 강도 E(V/m)	자계 강도 H(A/m)	전력밀도 S E-field, H-field (mW/cm ²)	평균시간 (minutes)	
				E ² , S	H ²
0.003~0.1	614	163	100, 1000000	6	6
0.1~1.34	614	16.3/f	100, 10000/f ²	6	6
1.34~3.0	823.8/f	16.3/f	180/f ² , 10000/f ²	f ² /0.3	6
3.0~30	823.8/f	16.3/f	180/f ² , 10000/f ²	30	6
30~100	27.5	158.3/f ^{1.668}	0.2, 940000/f ^{3.336}	30	0.0636f ^{1.33}
100~300	27.5	0.0729	0.2	30	7
300~3000			f/1500	30	30
3000~15000			f/1500	90000/f	
15000~300000			10	616000/f ^{1.2}	

표 7-18 비관리 환경의 최대허용노출(MPE)

Part A : Electromagnetic Fields (IEEE C95.3)

	주파수영역 (GHz)	전자장 평균제곱의 Peak치	등가전력밀도 (mW/cm ²)
관리환경	0.0001 ≤ f < 0.3 0.3 < f ≤ 6 6 < f ≤ 96 96 < f ≤ 300	$20 \overline{E}^2 < \text{or } 20 \overline{H}^2$	< 20 < 20(f/6) ^{1/4} 40
비관리환경	0.0001 ≤ f < 0.3 0.3 < f ≤ 6 6 < f ≤ 30 30 < f ≤ 300	$20 \overline{E}^2 < \text{or } 20 \overline{H}^2$	4 f/1.5 20

표 7-19 눈이나 고환을 제외한 국부 인체 노출 완화

제 4 절 FCC의 인체보호 기준

1985년에 FCC는 처음으로 전자장의 방사로 인한 인체 노출을 계산하기 위한 가이드라인을 채택하였다. FCC는 1996년에 이 가이드라인을 수정하였고 300 kHz ~ 100 GHz 사이에서 동작하는 송신기들에 대한 전장과 자장의 세기 그리고 전력밀도의 최대허용노출(Maximum Permissible Exposure)에 대한 제한값을 제공하였다. 또한 국부 흡수에 대해서도 제공하였다. FCC의 최대허용노출 제한치는 NCRP(National Council on Radiation Protection and Measurement)에서 추천한 노출 제한치와 주파수의 넓은 범위에 걸쳐 ANSI/IEEE가 제안한 노출 제한치를 기초로 만들어 졌다. 또한 국부 흡수에 대한 제한치도 ANSI/IEEE와 NCRP의 권고안에 기초를 두었다. FCC의 인체 보호 제한값들은 SAR의 측면에서 정량화된 노출 기준으로부터 유도되었다. 이러한 제한값의 기본이 되는 것은 전문가들이 잠재적으로 유해한 노출이 될 수 있다고 결정한 SAR의 임계값 4 W/Kg 이다. 수정된 FCC의 권고안은 1985년에 채택된 안

보다 훨씬 더 신중하고 조심스럽게 안전계수(Safety Factor)까지 고려하였다.

주파수영역 (MHz)	전계강도 E (V/m)	자계강도 H (A/m)	전력밀도 S E-field, H-field (mW/cm ²)	평균시간 $ E ^2, H ^2$ (minutes)
0.3~3.0	614	1.63	100	6
3~30	1842/f	4.89/f	900/f ²	6
30~300	61.4	0.163	1.0	6
300~1500			f/300	6
1500~100,000			5.0	6

표 7-20 관리 환경의 최대허용노출(MPE)

주파수영역 (MHz)	전계강도 E (V/m)	자계강도 H (A/m)	전력밀도 S E-field, H-field (mW/cm ²)	평균시간 $ E ^2, H ^2$ (minutes)
0.3~3.0	614	1.63	100	30
3~30	824/f	2.19/f	180/f ²	30
30~300	27.5	0.073	0.2	30
300~1500			f/1500	30
1500~100,000			1.0	30

표 7-21 비관리 환경의 최대허용노출(MPE)

제 5 절 일본의 인체보호 기준

일본의 통신기술자문위원회는 1990년 전자파 인체노출에 대한 보호지침을 개정하였다. 개정된 이 지침은 인체를 보호하기 위한 기본원칙과 전자파에 대한 제한을 마련하는 데 그 목적이 있다. 이 지침은 10 kHz ~ 300 GHz까지의 주파수 대역을 포함하고 유관 국제위원회나 전문가들이 연구하고 추천한 자료에 대해 공통적으로 합의된 내용에 기초를 둔 것이며 노출의 지침 한도는 충분한 안전계수를 가지도록 함으로써 한도를 초과하는 것이 인체에 대하여 어떤 유해한 효과를 나타낸다는 것을 의미하는 것은 아니다.

주파수 f	전계강도(rms) E (V/m)	자계강도(rms) H (A/m)	전력밀도 S (mW/cm ²)
10kHz~30kHz	614	163	-
30kHz~3MHz	614	4.9/f[MHz] (163~1.63)	-
3MHz~30MHz	1842/f[MHz] (614~61.4)	4.9/f[MHz] (1.63~0.163)	-
30MHz~300MHz	61.4	0.163	1
300MHz~1.5GHz	3.54 f[MHz] ^{1/2} (61.4~137)	f[MHz] ^{1/2} /106 (0.163~0.365)	f[MHz]/300 (1~5)
1.5GHz~300GHz	137	0.365	5

표 7-22 관리환경의 전자계강도 권고안 (6분 평균)

주파수 f	전계강도(rms) E (V/m)	자계강도(rms) H (A/m)	전력밀도 S (mW/cm ²)
10kHz~30kHz	275	72.8	-
30kHz~3MHz	275	2.18/f[MHz] (72.8~0.728)	-
3MHz~30MHz	824/f[MHz] (275~27.5)	2.18/f[MHz] (0.728~0.0728)	-
30MHz~300MHz	27.5	0.0728	0.2
300MHz~1.5GHz	1.585 f[MHz] ^{1/2} (27.5~61.4)	f[MHz] ^{1/2} /237.8 (0.0728~0.163)	f[MHz]/1500 (0.2~1)
1.5GHz~300GHz	61.4	0.163	1

표 7-23 일반환경(General Condition)의 전자계강도 권고안 (6분 평균)

	10kHz ~ 300MHz	300MHz ~ 1GHz	1GHz ~ 3GHz	3GHz ~ 300GHz
전자계강 도의 공간평균	관리환경 : 관리환경의 전자계강도 권고안 적용 일반환경 : 일반환경의 전자계강도 권고안 적용			
전자계강 도의 공간최대 값	-	사지를 제외한 인체 관리환경 : 20mW/cm ² 일반환경 : 4mW/cm ²		피부표면 관리환경 : 50mW/cm ² 일반환경 : 10mW/cm ²
	-	-	머리 관리환경 : 10mW/cm ² 일반환경 : 2mW/cm ²	눈 관리환경 : 10mW/cm ² 일반환경 : 2mW/cm ²
관련공간	전자기파원과 금속물체로부터 10cm이상 떨어진 인체에 의해 점유된 공간			
평균시간	6분			

표 7-24 비균일 혹은 국부 인체노출의 경우에 대한 보충 권고안

	주파수 f	접촉전류
관리환경	10kHz~100kHz 100kHz~15MHz	$10^{-3} f$ [Hz] mA (시간평균 < 1초) 100mA (시간평균 : 6분)
일반환경	10kHz~100kHz 100kHz~15MHz	$4.5 \times 10^{-4} f$ [Hz] mA (시간평균 < 1초) 45mA (시간평균 6분)

표 7-25 접촉전류에 대한 권고안

	주파수 f	유도전류
관리환경	3kHz~300kHz	100mA (시간평균 : 6분)
일반환경	3kHz~300kHz	45mA (시간평균 6분)

표 7-26 발목 유도전류에 대한 권고안

	전신평균 SAR	국부흡수 SAR	접촉전류
관리환경	0.4W/kg	10W/kg 20W/kg(팔다리)	100mA - 접촉위험 미방지 - 100kHz~100MHz
일반환경	0.08W/kg	2W/kg 4W/kg(팔다리)	45mA - 접촉위험 미방지 - 100kHz~100MHz

표 7-27 국부흡수 권고치 (6분 평균)

전류밀도(mA/m ²)	효 과
<1	효과가 없다
1~10	미약한 생체효과가 보고됨
10~100	磁氣섬광효과 등 신경계효과 발생가능
100~1000	중추 신경계에서 흥분이 일어난다. 건강유해가능 thresholds 자극
>1000	심장수축, 심실의 근육진통가능, 심각한 건강유해

표 7-28 유도전류밀도량에 따른 생물학적 효과, 저주파(10kHz~300GHz)

전류밀도(mA/m ²)	효 과
1~10	미약한 생체효과가 보고됨
10~100	신경계효과를 포함하는 심각한 생물학적 효과
100~1000	흥분성조직에 대한 자극, 건강유해효과 가능
>1000	심장수축, 심실의 근육진통가능, 심각한 건강유해

표 7-29 유도전류밀도량에 따른 생물학적 효과, 고주파(10kHz~300GHz)

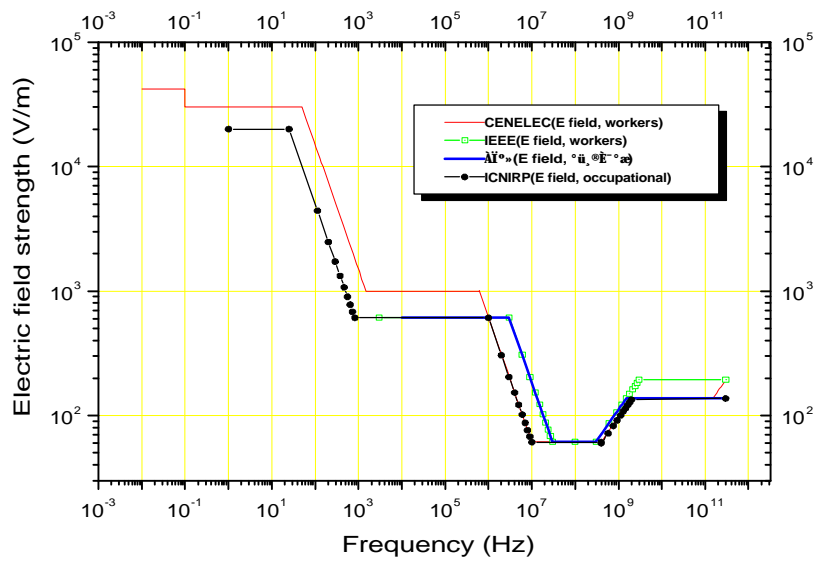


그림 7-1 관리환경에서 전장세기의 국제기준 비교

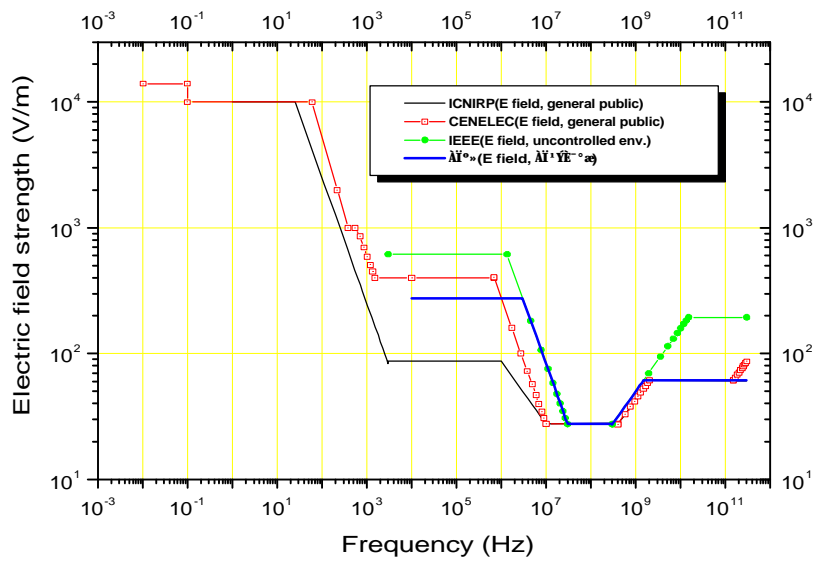


그림 7-2 비 관리환경에서 전장세기의 국제기준 비교

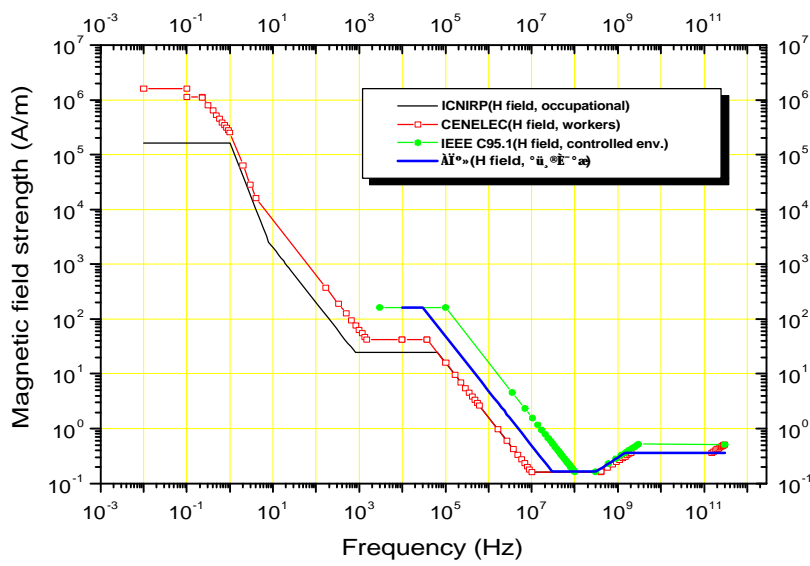


그림 7-3 관리환경에서 자장세기의 국제기준 비교

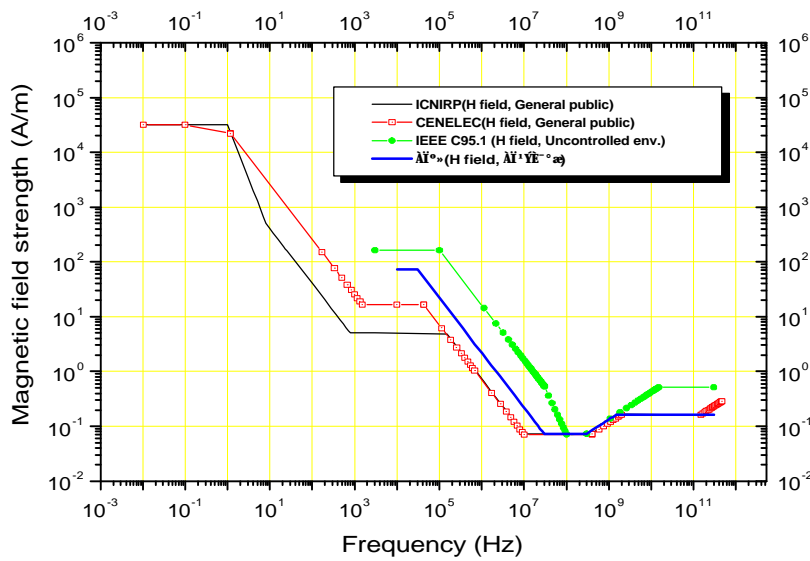


그림 7-4 비 관리환경에서 자장세기의 국제기준 비교

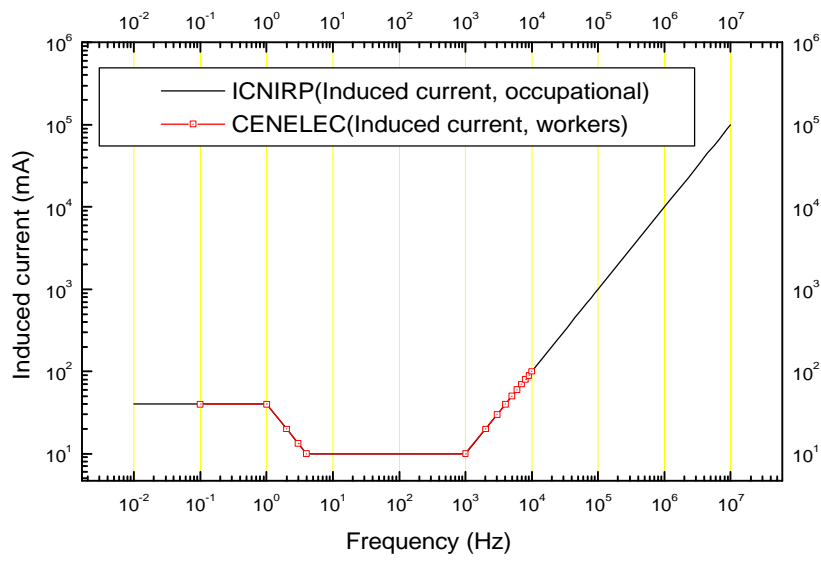


그림 7-5 관리환경에서 유도전류의 국제기준 비교

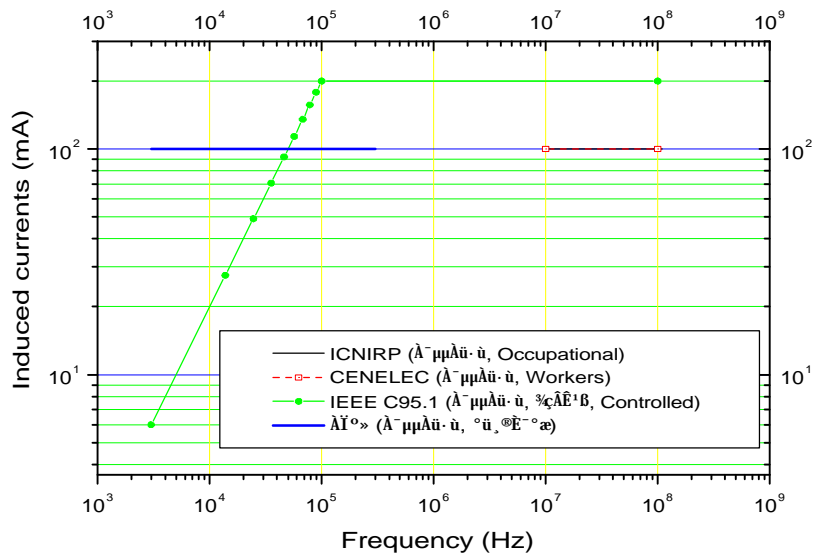


그림 7-6 관리환경에서 유도전류의 국제기준 비교

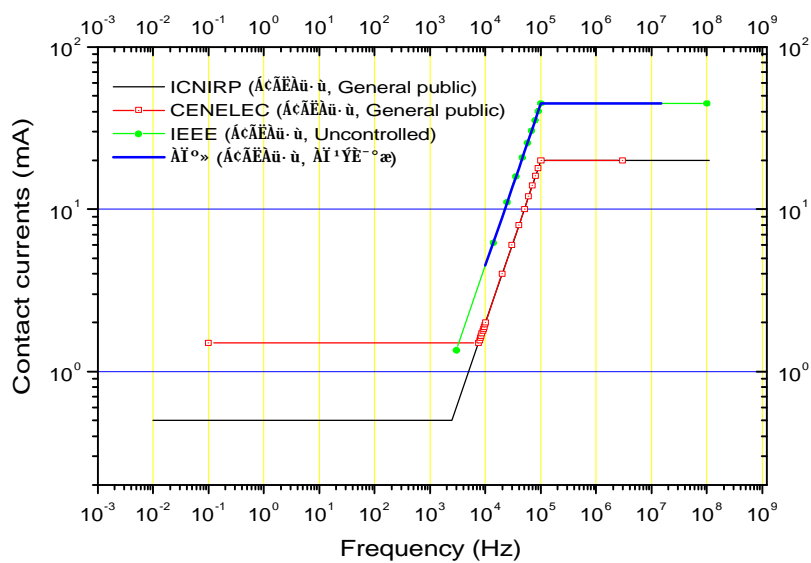


그림 7-7 비 관리환경에서 접촉전류의 국제기준 비교

제 8 장 결론

휴대폰과 같은 전자기기에 의한 근거리 전자장을 정확하게 예측하거나 측정하기 위하여 지금까지 FDTD 방법에 대하여 살펴보고, 인체 두부의 MRI 촬영된 영상을 바탕으로 FDTD 모델링하는 방법을 고찰하였다. 또한 휴대폰의 feeding 방법과 휴대폰 특성의 계산 방법과 기존의 remcom사에서 모델링된 인체 두부를 이용하여 휴대폰에 의한 인체 두부의 근거리 전계 강도를 해석하였다.

한국 표준에 알맞은 인체 두부의 MRI 영상을 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 의 해상도로 촬영한 다음 $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ 의 고해상도 3차원 segmentation을 하였으며, 이 모델링을 통하여 고해상도의 FDTD 모델링을 가능하게 하였다.

850 MHz, 1.8 GHz, 2 GHz 대역의 휴대폰 모델링을 다양하게 수행하였고, 휴대폰의 특성 중 복사 패턴과 근거리영역 전계를 계산하여 비교하였다. 휴대폰은 모노폴 안테나와 플라스틱 케이스를 적절하게 모델링 하였다.

휴대폰이 인체 두부 가까이에 임의의 각도로 놓여진 경우의 인체 두부의 근거리 전계 강도 및 휴대폰 특성 변화를 해석하였다. 이와 같은 상황에서 휴대폰의 특성이 어떻게 변화하는지, 인체 내부에 전개되는 근거리 전계 강도와 SAR 값의 변화는 어떻게 되는지 파악하였다. 계산된 근거리 전계강도와 인체 매질의 특성을 이용하여 인체 두부와 손의 1g 평균 SAR와 1 voxel SAR를 계산하였다. 850 MHz의 경우는 휴대폰의 몸체가 실제 보다 작게 모델링 되었기 때문에 높은 SAR 값을 가지며, 주파수가 높을수록 낮은 SAR 값을 갖는다. 또한 휴대폰을 기울일 경우 인체와의 전자파 결합량이 줄어들기 때문에 휴대폰을 수직으로 사용하는 경우에 비해 낮은 SAR 값을 갖으며, 안테나 복사 패턴이 개선됨을 알 수 있다.

또한, ICNIRP, CENELEC, IEEE/ANSI, FCC 등의 국제적인 규제 기구의 자료를 수집하여 조사 및 정리하였다.

마지막으로, 가시적 프로그래밍을 하기 위하여 VC++ 5.0 버전의 소프트웨어를 개발하여 MRI 영상과 모델링된 인체 두부 및 휴대폰을 가시적으로 확인할 수 있는 프로그램을 개발하였으며, 계산 결과를 확인하기 위하여 인체 두부의 임의 평면에 대한 근거리 전자장 분포와 SAR 값을 볼 수 있는 프로그램도 개발하였다.

참고 문헌

- [1] “전자파장해 측정 및 극복기술 개발,” 한국표준과학연구원, KRISS-96-006-IR., 1996
- [2] W. H. Emerson, “Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years”, *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 21, pp. 484-490, 1973
- [3] C. L. Holloway, R. R. Delyser, R. F. German, and P. McKenna, M. Kanada, “Comparison of electromagnetic absorber used in anechoic and semi-anechoic chambers for emissions and immunity testing of digital devices,” *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 39, pp. 33-47, Feb., 1997
- [4] Z. Hashin and S. Shtrikman, “A variational approach to the theory of the effective magnetic permeability of multiphase materials,” *J. Appl. Phys.*, vol. 33, No. 10, pp. 3125-3131, Oct., 1962
- [5] E. F. Kuester and C. L. Holloway, “Improved low-frequency performance of pyramid-cone absorbers for application in semi-anechoic chambers,” in *Proc. 1989 IEEE Nat. Symp. Electromag. Compat., Denver, CO May 23-25*, pp. 300-306, 1989
- [6] Y. Naito *et al.*, “Characteristics of the ferrite absorbing wall,” *Trans. IECE, Japan*, vol. 52-B, no. 1, p. 26, 1969
- [7] Y. Naito, M. Takahashi, H. Anzai, and T. Mizumoto, “Design of the grid type ferrite electromagnetic wave absorber,” *Tech.*

Group Dig. IEICE Japan, EMCJ91-81, Jan. 1992

- [8] D. Y. Kim and Y. C. Chung, "Electromagnetic wave absorbing characteristics of Ni-Zn ferrite grid absorber," *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.*, vol. 45, pp. 356-361, Sep. 1997
- [9] C. F. Yang, "Periodic moment method solutions for scattering from arrays of lossy dielectric bodies," The Ohio State Univ. Ph. D. Dissertation, 1992
- [10] C. F. Yang, W. D. Burnside, and R. C. Rudduck, "A periodic moment method solution for TM scattering from lossy dielectric bodies with application to wedge Absorber," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, pp. 652-660, June 1992
- [11] C. F. Yang, W. D. Burnside, and R. C. Rudduck, "A doubly periodic moment method solution for the analysis," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, pp. 600-609, May 1993
- [12] J. R. J. Gau, "Microwave absorber analysis, design and measurement," The Ohio State Univ. Ph. D. Dissertation, 1994
- [13] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite Difference Time Domain Method*, Artech House, 1995.
- [14] Kane S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 14, No. 3, pp. 302-307, May. 1966
- [15] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Computation of the electromagnetic fields and induced temperatures within a model of the microwave-irradiated human eyes," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 888-896, Sept., 1975

- [16] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations", *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 23, pp. 377-382, Nov. 1981
- [17] A. Taflove and K. R. Umashankar, "Radar cross section of general three- dimensional scatterers," *IEEE Trans. Electromag. Comp.*, vol 23, pp433-440, 1980
- [18] A. C. Cangellaris and D. B. Wright, "Analysis of the numerical error caused by the stair-stepped approximation of a conduction boundary in FDTD simulations of electromagnetic phenomena," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1518-1525, Oct. 1991
- [19] T. G. Jurgens, Allen Taflove, K. Umashankar, and T. G. Moore, "Finite-difference time-domain modeling of curved surfaces," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 40, No. 4, pp. 357-365, Apr., 1992
- [20] Kashiwa, T., and I. Fukai, "A treatment by FDTD method of dispersive characteristics associated with electronic polarization," *Microwave and Optics Technologies Letters*, vol. 3, pp. 203-205, 1990
- [21] Luebbers, R. F. Hunsberger, K.Kunz, R. Stangler, and M. Schneider, "A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive materials," *IEEE Trans. Electromag. Comp.*, vol 32, pp. 222-229, 1990
- [22] W. J. Tsay and D. M. Pozar, "Application of the FDTD technique to periodic problems in scattering and radiation," *IEEE*

- Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 3, pp. 250-252, 1993
- [23] P. Harms, R. Mittra, and W. Ko, "Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures," *IEEE Trans. Antenna and Propag.*, vol. 42, pp. 1317-1324, Sept. 1994
- [24] A. Alexanian, N. J. Koliass, R. C. Compton, and R. A. York, "Three-dimensional FDTD analysis of quasi-optical arrays using Floquet boundary conditions and Berengers PML," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, pp. 138-140, 1996
- [25] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *Journal of Computational Physics* 114, pp. 185-200, 1994
- [26] "전자파장해 측정사업," 한국표준과학연구원, KRISS-97-021-IR., 1997
- [27] N. Kaneda, B. Houshmand, and T. Itoh, "FDTD analysis of dielectric resonators with curved surfaces," *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.*, vol. 45, pp. 1645-1649, Sep. 1997
- [28] B. Chen, D. G. Fang, and B. H. Zhou, "Modified Berenger PML absorbing boundary condition for FD-TD meshes", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 5, No. 11, pp. 399-401, Nov.. 1995
- [29] G. D. Smith, *Numerical Solutions of Partial Differential Equations : Finite Difference Methods*, Oxford Univ. Press, 1985.
- [30] Engquist, B. and A. Majda. "Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves," *Mathematics of*

Computation, vol. 31, pp. 629–651, 1977

- [31] D. S. Katz, E. T. Thiele, and A. Taflove, "Validation and extension to three dimensional of the Berenger PML absorbing boundary condition for FD-TD meshes," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 4, No. 4, pp. 268–2701, Aug.. 1994
- [32] J. Fang and Z. Wu, "Generalized perfectly matched layer—an extension of Berenger's perfectly matched layer boundary condition", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 5, No. 12, pp. 251–253, Dec.. 1995
- [33] K. S. Yee, J. S. Chen, and A. H. Chang, "Conformal finite-difference time-domain (FDTD) with overlapping grids," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 1068–1075, Sep. 1992
- [34] S. Dey and R. Mittra, "A locally conformal finite difference time domain (FDTD) algorithm for modeling 3-D objects with curved surfaces," in *IEEE Trans. Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 4, Montreal, Canada, pp. 2172–2175, 1997