

論文96-33A-12-3

휴대전화기에 장착된 모노폴안테나의 방사패턴 해석에 관한 연구

(A Study On the Radiation Pattern Analysis of the Monopole Antenna Mounted on a Portable Phone)

鄭玉鉉*, 文榮燦**, 尹相元***, 張益洙***

(Okhyun Jeong, Youngchan Moon, Sangwon Yun, and Iksoo Chang)

요 약

본 논문에서는 모노폴안테나가 장착된 휴대전화기의 방사패턴을 해석하였다. 휴대전화기를 모노폴안테나와 도체곽으로 이루어져 있다고 모델링하였다. 모노폴안테나의 방사패턴은 잘 알려져 있으나, 모노폴안테나가 휴대전화기에 장착되면 더 이상 이론적인 모노폴안테나의 방사패턴을 갖지 않는다. 도체곽의 영향으로 인하여 휴대전화기는 모노폴안테나와 도체곽으로 구성된 비평형 다이폴안테나로서 동작하게 된다. 따라서 휴대전화기 전체의 방사패턴은 이 비평형 다이폴안테나의 방사패턴을 구하는 문제로 귀착된다. 본 논문에서는 모멘트법을 이용하여 비평형 다이폴안테나를 해석하였고, 해석결과와 실험결과를 비교하여 잘 일치함을 확인하였다. 또한 도체곽 및 모노폴안테나의 길이에 따른 방사패턴의 변화를 제시하였고, 최적의 방사패턴을 얻을 수 있는 휴대전화기의 구조가 결정될 수 있음을 보였다.

Abstract

In this paper, the radiation pattern of the monopole antenna mounted on the portable phone is analyzed. The analyzed model consists of a rectangular conductor box and a monopole antenna. Even though the radiation pattern of the monopole has been well known, the monopole antenna mounted on the portable phone has not been fully studied. Because of the conductor box, portable phone acts as an unbalanced dipole antenna whose radiation patterns deviate from those of the conventional isolated monopole antenna. Therefore, the analysis of the radiation patterns of unbalanced dipole antenna is necessary. Using the moment method, its radiation patterns are analyzed and the numerical results are verified through the measurements. In addition, the radiation patterns depending on various length of the conductor box and the monopole antenna are also presented and the dimension of the portable phone which gives excellent radiation characteristics are derived from the analyzed results.

I. 서 론

휴대전화기는 휴대의 편의를 위하여 도체곽 및 안테

나의 길이가 점차 소형화되고 있다. 휴대전화기가 소형화되면 방사특성은 전반적으로 악화되고, 이에 따라 휴대전화기의 송·수신 성공률 및 수신감도 성능이 저하된다. 따라서 가능한 한 최적의 방사패턴을 얻기 위하여 휴대전화기 도체곽 및 안테나의 길이를 조절할 필요가 있다. 최적의 안테나 방사패턴이란 이동통신 전파 전파 환경을 고려하여 설정할 수 있다. 다중경로 전파 전파를 고려하면 휴대전화기의 방사패턴이 전방향성을 가질수록 유리하다. 또한 점차 마이크로셀화 되는 이동통신 시스템에서는 기지국으로부터 휴대전화기에 이르는 전파전파 환경이 Line-of-Sight화 된다. 따라서 동

* 正會員, LG電子(株) N-Hi 센터

(N-Hi center, LG Electronics Inc.)

** 正會員, 韓國電子通信研究所, 衛星通信 研究團

(Satellite Comm. technology Group, ETRI)

*** 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)

接受日字:1996年2月24日, 수정완료일:1996年11月18日

일체널 간섭을 줄이기 위한 기지국 안테나의 우산모양 방사패턴을 고려하면 휴대전화기의 방사패턴은 나비모양이 되도록 설계하는 것이 바람직하다. 그러나 전방향성 패턴과 나비모양 패턴은 서로 상충되므로 전파전파 환경에 따라 적절히 선택할 필요가 있다.

휴대전화기에 많이 사용되는 소형안테나로는 모노폴, 루프, 헬리컬, 역F자형 안테나등이 있다^[1,2]. 특히 모노폴안테나는 휴대전화기에 장착하기가 용이하고, 사용상의 편리함으로 인하여 가장 널리 이용되고 있다. 무한 접지평면상의 모노폴안테나의 방사패턴은 안테나 기본 이론을 통하여 잘 알려져 있다^[3,4]. 그러나 모노폴안테나가 휴대전화기에 장착되면 휴대전화기 도체곽의 영향으로 인하여 더 이상 이론적인 모노폴안테나의 방사패턴을 갖지 않는다. 즉, 도체곽의 영향으로 인하여 휴대전화기는 모노폴안테나와 도체곽으로 구성된 비평형 다이폴안테나로서 동작하게 된다. 따라서 휴대전화기 전체의 방사패턴을 구하려면 비평형 다이폴안테나의 방사특성을 구하여야 하는 문제로 귀착되고, 이는 수치해석을 통해서 결과를 얻을 수 있다. 1982년 Hirasawa와 Fujimoto가 최초로 모멘트법을 이용하여 휴대전화기에 유기되는 전류 및 방사저항(Radiation Impedance)과 방사패턴을 해석하였다^[5,6]. 그러나 이들은 휴대전화기의 구조에 따른 방사패턴의 변화에 관심을 두지 않았고, 이동통신 전파환경에 따라 방사패턴을 어떻게 개선할 것인가에 대한 연구가 없었다.

본 논문에서는 휴대전화기의 방사패턴을 완전도체의 산란문제에 널리 이용되는 wire-grid 모델링 방법과 모멘트법을 이용하여 해석하였다^[7,8]. 해석결과의 타당성은 무반향실에서 실제 측정된 결과와 비교하여 검증하였다. 방사패턴을 개선할 수 있는지를 검토하기 위하여 일정한 길이의 모노폴안테나에 대하여 도체곽의 길이를 바꾸면서 방사패턴의 변화를 해석하였다. 또한 도체곽의 길이를 일정하게 고정시키고, 안테나의 길이 변화에 따라 방사패턴의 변화는 추세를 제시하였고, 그 결과 이동통신 전파환경에 따른 최적의 방사패턴을 얻을 수 있는 안테나 및 도체곽의 적절한 길이를 결정할 수 있음을 보였다.

II. 해 석

그림 1은 본 논문에서 해석할 실제 휴대단말기의 모델로서 모노폴안테나와 도체곽으로 이루어져 있다. 그

림에서 L_x, L_y, L_z 는 도체곽의 치수이고 $L_A, 2a$ 는 각각 모노폴안테나의 길이 및 직경이다. 또한 V_s 는 모노폴안테나에 인가된 전원전압이다. 이 구조는 비평형 다이폴안테나로 생각할 수 있고, 이 구조 전체의 방사패턴은 wire-grid 모델링을 통한 모멘트법을 적용하여 구할 수 있다^[7,8]. 그림 1의 구조를 wire-grid 모델링 하기 전에 우선 모멘트법을 적용시키는 과정은 아래와 같다.

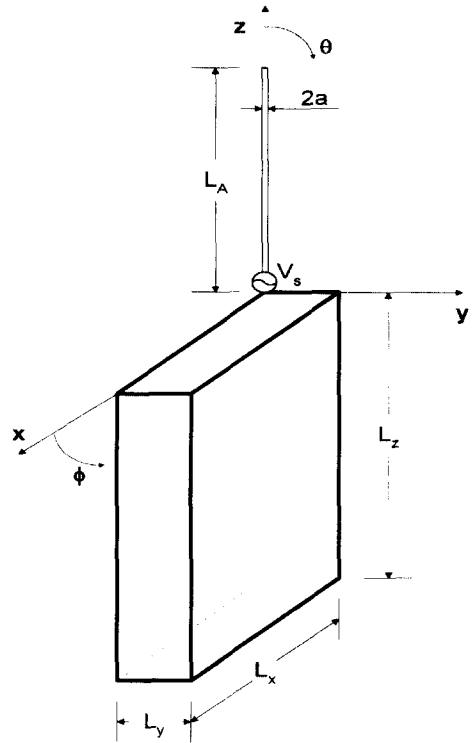


그림 1. 휴대단말기 모델
Fig. 1. The portable phone model.

외부전원에 의한 전계 \vec{E}^s 가 완전도체에 입사되면 도체 표면에 전류 \vec{J} 가 여기되고, 이 전류에 의해 산란되는 전계 \vec{E}^s 가 생겨난다. 이 때의 전자계 방정식을 magnetic vector potential \vec{A} 를 이용하여 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$\vec{E}^s = -j\omega\mu\vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (1)$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \oint_V \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} ds \quad (2)$$

$$\vec{R} = \vec{r} - \vec{r}'$$

\vec{r} 는 전류가 있는 곳의 위치벡터, \vec{r}' 는 관찰점의 위치벡터이다. 도체표면에서 입사전계와 산란전계의 수평성분의 합이 영이 되는 경계조건으로부터

$$\vec{n} \times (\vec{E}^i + \vec{E}^s) = 0 \quad (3)$$

이 되고, 여기서 \vec{n} 는 도체표면상의 법선벡터이다. 그리고 식 (1)은 전류 \vec{j} 에 의한 산란전계이므로 연산자 L 을 다음과 같이 적용한다.

$$L(\vec{j}) = -\vec{E}^i_{\text{tan}} = \vec{E}^i_{\text{tan}} \quad (4)$$

이 문제에서 내적의 적절한 형태는 다음과 같고, 여기서 s 는 도체표면을 의미한다.

$$\langle \vec{j}, \vec{E} \rangle = \int \int_s \vec{j} \cdot \vec{E} \, ds \quad (5)$$

물론 전류 \vec{j} 가 도체표면에만 흐르므로 식 (5)의 \vec{E} 는 도체표면의 수평성분에 국한한다. 이제 식 (4)에 모멘트법을 적용하여 보자. 전류 \vec{j} 를 기저함수들의 합으로 표현하면,

$$\vec{j} = \sum_n I_n \vec{J}_n \quad (6)$$

이고 I_n 은 복소수인 계수이다. 식 (6)을 식 (4)에 대입하면 다음과 같다.

$$\sum_n I_n L(\vec{J}_n) = \vec{E}^i_{\text{tan}} \quad (7)$$

이제 식 (7)에 도체표면에서 수평방향 성분을 갖는 테스트함수 \vec{W}_m 으로 내적하면

$$\sum_n I_n \langle \vec{W}_m, L(\vec{J}_n) \rangle = \langle \vec{W}_m, \vec{E}^i_{\text{tan}} \rangle \quad (8)$$

와 같이 된다. 식 (8)을 행렬식 형태로 나타내면 식 (9)와 같다.

$$[Z_{nm}][I_n] = [V_m] \quad (9)$$

식 (9)로부터 미지의 계수 $[I_n]$ 은 식 (10)과 같고, 결과적으로 도체표면상의 전류 \vec{j} 는 식 (11)과 같이 구해진다.

$$[I_n] = [Z_{nm}]^{-1}[V_m] \quad (10)$$

$$\vec{j} = [\vec{J}_n][I_n] = [\vec{J}_n][Z_{nm}]^{-1}[V_m] \quad (11)$$

Wire-grid 모델링을 통한 모멘트법은 완전도체에 의한 산란문제에 널리 이용되는 방법이다^[8]. 이 방법

서는 산란면을 wire로 모델링하고, 전체 wire를 파장에 비해 충분히 작은 wire segment들로 나누어 모멘트법을 적용시킨다. 이제 그림 1의 구조를 wire-grid 모델링하면 그림 2와 같다. 그림 2에서 N_A, N_x, N_y, N_z 는 각각 L_A, L_x, L_y, L_z 의 길이를 wire segment로 나눈 갯수이고, 이때 전체 wire segment의 수 N_{TOT} 은 다음의 식과 같이 된다.

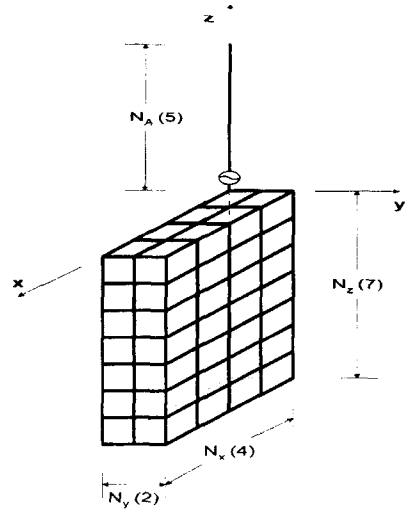


그림 2. 휴대단말기의 wire-grid 모델링

Fig. 2. Wire-grid model of the portable phone.

$$N_{TOT} = N_A + N_{BOX}$$

$$= N_A + 2(N_x(N_y + N_z) + N_y(N_z + N_x) + N_z(N_x + N_y)) \quad (12)$$

참고로 그림 2에서 ()안의 숫자는 wire-grid 모델링의 한 예로서 이 경우 전체 wire segment의 수는 205개가 된다. 이들 중 하나의 wire segment를 자세히 보면 그림 3과 같다.

길이가 s 이고 반경이 a 인 하나의 wire segment에 대하여 균일한 전류 I 가 표면에 흐르는 경우, 모멘트법을 적용하여 연산자를 써서 적어보면 다음과 같다.

$$L(\vec{j}) = -(\hat{z}\vec{E}'_z + \hat{\rho}\vec{E}'_\rho) \quad (13)$$

일반적으로 wire segment의 전류원 I 에 의해 생기는 전계는 z 축 방향성분과 ρ 축 방향성분의 산란전계로서, wire의 표면에 대한 표면적분을 행하여 얻어질 수 있다. 그러나 본 연구에서는 원통좌표계에서 간결하게 식 (14)와 같이 전계를 표현한다(부록참조).

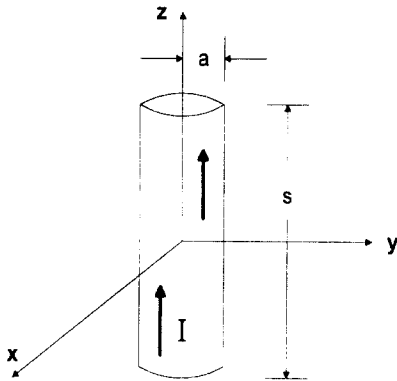


그림 3. 하나의 wire segment.
Fig. 3. One wire segment.

$$E_\rho(\rho, \phi, z) = \frac{\rho I \sqrt{\mu \epsilon}}{4\pi j k} (1 + jkr) \frac{e^{-jkr}}{r^3} \Big|_{r_1}^{r_2}$$

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = 0$$
(14)

$$E_z(\rho, \phi, z) = \frac{\rho I \sqrt{\mu \epsilon}}{4\pi j k} \int_{-s/2}^{s/2} [2r^2(1 + jkr) - (\rho^2 + a^2)(3 + 3jkr - k^2 r^2)] \frac{e^{-jkr}}{r^5} dt$$

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}, r = \sqrt{\rho^2 + a^2 + (z-t)^2}$$

$$r_1 = \sqrt{\rho^2 + a^2 + (z + \frac{s}{2})^2}, r_2 = \sqrt{\rho^2 + a^2 + (z - \frac{s}{2})^2}$$

여기서 ρ, ϕ, z 는 원통좌표계에서 관찰점의 위치이다. 단, 윗식은 $\rho=0$ 이거나 r_1^2 과 r_2^2 이 $a\rho$ 에 비해서 매우 클 때 정확한 식이 된다.

이제 식 (9)의 행렬 $[Z_{ij}]$ 의 요소 Z_{ij} 를 아래와 같이 구할 수 있다. 우선 다음과 같은 두 개의 가정을 한다. 첫째, wire에 흐르는 전류는 균일한 양으로서 wire의 길이방향으로만 흐른다. 둘째, 경계조건은 wire의 중심점에서의 전계의 접선성분에 적용시킨다. 물론 실제에 있어서는 wire에 흐르는 전류는 균일하지 않으나 wire segment의 길이 s 가 파장에 비해서 매우 작을 경우 첫째 가정은 유효하다. 또한 경계조건은 wire segment의 표면 전체에서 적용되어야지만, wire의 길이 s 와 반경 a 가 파장에 비해 매우 작을 경우 wire segment의 중심점에서만 적용시키더라도 비교적 정확한 결과를 얻을 수 있으므로 둘째 가정 역시 적절하다. 위의 가정을 만족시키면서 모멘트법을 적용시키는 방법을 Point-matching법이라 한다. 즉, 전류 \vec{j} 의 기저함수 \vec{J}_n 은 Pulse함수, 테스트함수 \vec{W} 는 Dirac delta 함수로 취한다. Z_{ij} 는 j 번째 wire segment s_j 에 흐르는 전류에 의해서 i 번째 wire segment s_i 의

중심점에 유기되는 전압으로 생각할 수 있다. 그림 4의 좌표축에서 segment i 와 segment j 의 중심점을 각각 $(x_i, y_i, z_i), (x_j, y_j, z_j)$ 라 할 때, segment j 의 중심점에서 segment i 의 중심점을 향하는 벡터는 다음과 같다.

$$\vec{r}_{ij} = \vec{R} - \vec{R}' = \hat{x}x_{ij} + \hat{y}y_{ij} + \hat{z}z_{ij} \quad (15)$$

$$r_{ij}^2 = x_{ij}^2 + y_{ij}^2 + z_{ij}^2$$

$$x_{ij} = x_i - x_j, y_{ij} = y_i - y_j, z_{ij} = z_i - z_j$$

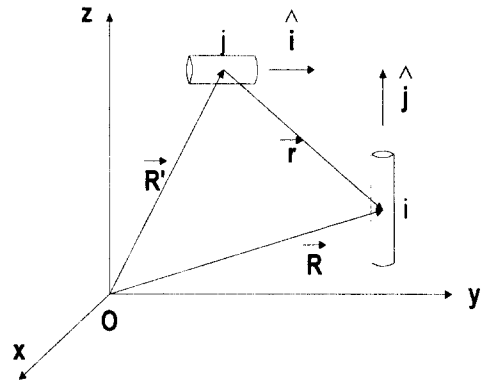


그림 4. 두개의 wire segments.
Fig. 4. Two wire segments.

Wire segment i 와 j 가 향하는 방향의 단위벡터를 각각 \hat{i}, \hat{j} 라 놓자. 또한 벡터 \hat{i} 가 xy 평면과 이루는 각을 α_i , 벡터 \hat{j} 의 xy 평면상의 투사된 벡터와 x 축과 이루는 각을 β_j 라 하자. 그러면 벡터 \hat{i} 와 \hat{j} 는 다음과 같이 된다.

$$\hat{i} = \hat{x} \cos \alpha_i \cos \beta_i + \hat{y} \cos \alpha_i \sin \beta_i - \hat{z} \sin \alpha_i \quad (16)$$

$$\hat{j} = \hat{x} \cos \alpha_j \cos \beta_j + \hat{y} \cos \alpha_j \sin \beta_j - \hat{z} \sin \alpha_j \quad (17)$$

이제 계산의 편의를 위하여 원통좌표계 (ρ', ϕ', z') 를 다음과 같이 정의한다. 이 좌표계는 j 번째 segment의 중심점 (x_j, y_j, z_j) 를 원점으로 하고 z' 축이 j 번째 segment가 향하는 방향의 벡터 \hat{j} 와 같은 방향을 갖는 좌표계이다. 이 좌표계에서 i 번째 segment의 중심점의 좌표는 아래의 식과 같다.

$$z' = x_{ij} \cos \alpha_j \cos \beta_j + y_{ij} \cos \alpha_j \sin \beta_j - z_{ij} \sin \alpha_j \quad (18)$$

$$\rho'^2 = r_{ij}^2 - z'^2$$

따라서 j 번째 segment에 의해서 i 번째 segment의 중심점에 유기되는 전압은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\vec{E}_{ij} &= \hat{\rho}' E_{\rho}' + j E_{z}' \\ \hat{\rho}' &= \frac{(\vec{r}_{ij} - z' \hat{j})}{\rho'}\end{aligned}\quad (19)$$

여기서 E_{ρ}' 과 E_{z}' 은 앞에서의 식 (14)에서 ρ 와 z 을 ρ' 과 z' 으로 바꿨을 때의 값이다. 결과적으로 Z_{ij} 는 \vec{E}_{ij} 의 i 벡터방향 성분이므로

$$Z_{ij} = \hat{i} \cdot \vec{E}_{ij} \quad (20)$$

이고 따라서 식 (16), (19), (20)으로부터 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}Z_{ij} &= [(\vec{E}_{z}' - z' E_{\rho}' / \rho') (\cos \alpha_i \cos \beta_i \cos \alpha_j \cos \beta_j \\ &\quad + \cos \alpha_i \sin \beta_i \cos \alpha_j \sin \beta_j + \sin \alpha_i \sin \alpha_j) \\ &\quad + E_{\rho}' (x_{ij} \cos \alpha_i \cos \beta_i + y_{ij} \cos \alpha_i \sin \beta_i - z_{ij} \sin \alpha_i) / \rho'] s_j\end{aligned}\quad (21)$$

이제 Z_{ij} 를 구했으므로 식 (10)으로부터 미지의 계수 I_n 을 구할 수 있고 이는 각각의 wire segment에 흐르는 전류이므로 이로부터 산란전계를 유도할 수 있다. 만약 관찰점의 위치가 안테나로부터 충분히 먼 거리라면, i 번째 segment에 의해 생겨나는 magnetic vector potential \vec{A}_i 은 구좌표계 (r, θ, ϕ) 에서

$$\vec{A}_i = i A_i \quad (22)$$

$$A_i = \frac{\mu s I_i}{4\pi r} \exp(-jkr) \cdot \exp[jk(x_i \sin \theta \cos \phi + y_i \sin \theta \sin \phi + z_i \cos \theta)]$$

이고 전계는 magnetic vector potential로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\vec{E}_i = -j\omega \vec{A}_i \quad (23)$$

직각좌표계의 벡터 \hat{i} 를 구좌표계의 r, θ, ϕ 방향성분들로 분해하면 식 (24)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_r \\ \hat{i}_\theta \\ \hat{i}_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha_i \cos \beta_i \\ \cos \alpha_i \sin \beta_i \\ -\sin \alpha_i \end{bmatrix}\quad (24)$$

따라서 산란 전계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}E_{\theta}^s &= -j\omega i_{\theta} A_i \\ &= -j\omega (\cos \theta \cos \phi \cos \alpha_i \cos \beta_i \\ &\quad + \cos \theta \sin \phi \cos \alpha_i \sin \beta_i + \sin \theta \sin \alpha_i) A_i\end{aligned}\quad (25)$$

$$\begin{aligned}E_{\phi}^s &= -j\omega i_{\phi} A_i \\ &= j\omega (\sin \phi \cos \beta_i - \cos \phi \sin \beta_i) A_i \cos \alpha_i\end{aligned}\quad (26)$$

충분히 먼 거리에서의 E_r 성분은 거의 영이 되므로 무시한다. 이제 전체 전계는 모든 wire segment들에 의해 생겨나는 전계의 합으로서 다음과 같다.

$$\begin{aligned}E_{\theta}^s &= -j\omega \sum_{i=1}^{N_{\text{wire}}} (\cos \theta \cos \phi \cos \alpha_i \cos \beta_i \\ &\quad + \cos \theta \sin \phi \cos \alpha_i \sin \beta_i + \sin \theta \sin \alpha_i) A_i\end{aligned}\quad (27)$$

$$E_{\phi}^s = j\omega \sum_{i=1}^{N_{\text{wire}}} (\sin \phi \cos \beta_i - \cos \phi \sin \beta_i) A_i \cos \alpha_i \quad (28)$$

III. 해석 결과

본 논문에서 해석에 사용된 휴대전화기는 그림 1과 같이 모델링하였고, 그 크기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}f &= 837 \text{ MHz} \\ V_s &= 1 \text{ V} \\ L_x &= 0.161\lambda \\ L_y &= 0.074\lambda \\ L_z &= 0.342\lambda \\ L_A &= 0.25\lambda \\ a &= 0.0035\lambda\end{aligned}$$

또한 휴대전화기를 그림 2와 같이 wire-grid 모델링하였고, wire-grid 모델링시 나눈 segment의 갯수는 $N_x=2, N_y=1, N_z=5, N_{\text{TOTAL}}=72$ 이다. 윗 구조에 대한 방사패턴 해석결과는 그림 5와 같다. 참고로 본 논문의 방사패턴 해석결과는 관찰점을 휴대전화기로부터 1km 떨어진 곳으로 설정하였다. 해석의 타당성을 검증하기 위하여 안테나업체의 무반향실에서 실험을 하였고 그 결과를 그림 6에 제시하였다. 해석 및 실험 결과가 잘 일치함을 알 수 있다.

실제 휴대전화기에서 안테나 입력단자에서 들여다 본 입력 임피던스를 측정하기는 매우 까다롭다. 왜냐하면 측정시 급전점에서의 Calibration이 어렵기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 도체곽 ($L_x=0.184\lambda, L_y=0.084\lambda, L_z=0.390\lambda$)을 동판으로 제작하여 동축선 로를 통한 입력 임피던스를 측정하였다. 측정결과는 $Z_{in}=92.254 + j61.621 [\Omega]$ 이었고, 해석을 통해 얻은 입력 임피던스는 $Z_{in}=95.200 + j59.648 [\Omega]$ 으로 거의 일치함을 알 수 있었다. 본 논문에서는 단일주파수에서 측정된 결과와 해석 결과를 비교하였으나, 약 10% 대역폭 범위내에서 결과를 상호 비교하는 것이 보다 적절할 것으로 생각된다.

서론에서 언급했듯이 이동통신환경의 다중경로 전파 전파를 고려하면 휴대전화기의 방사패턴은 전방향성을

갖는 것이 유리하다. 모노폴안테나의 길이가 $L_A=0.25\lambda$ 로 고정되어 있을 경우, 도체막의 길이 L_z 를 변화시키면서 방사패턴을 해석하였다. 휴대전화기 설계시 L_x, L_y 는 사용자가 손에 잡기 위한 크기로 결정되므로 크게 변형시키기 힘들다. 또한 L_x, L_y 는 휴대전화기의 주요 방사패턴인 $E_\theta(\theta, \phi=0^\circ)$ 에 큰 영향을 주지 않는다. 그림 7에 L_z 의 변화에 따른 $E_\theta(\theta, \phi=0^\circ)$ 방사패턴 해석결과를 제시하였다. 그림 7.(a)는 $\theta=330^\circ$ 에 Null이 생기고, 최대전계강도가 다른 경우에 비하여 가장 작다. 그림 7.(b)에서는 $\theta=315^\circ$ 에 Null이 생기고 있다. 그림 7.(c)는 앞서 해석한 실제 휴대전화기와 거의 같은 구조로서 다른 경우와 비교할 때 전체적으로 Null이 없다는 장점을 갖는다. 그렇지만 이 경우 또한 $\theta=30^\circ$ 에서 전계강도가 약해진다는 단점이 있다. 실제 통화시 휴대전화기가 사용자의 귀와 입을 잇는 각도로 기울어지고, 이 각도가 약 65° 임을 감안하면 $\theta=30^\circ$ 근방에서의 방사패턴을 개선할 필요가 있음을 알 수 있다. 그림 7.(d)의 경우에는 L_z 가 가장 긴 경우로서 최대전계강도도 가장 크다. 그러나 $\theta=280^\circ$ 에서 Null을 갖고, $\theta=45^\circ$ 근방에서의 전계강도도 약해진다. 즉 그림 7.(d)의 경우에는 그림 7.(c)에 비해 전체적으로 방향성을 갖게 되므로 전방향성에서 멀어지는 단점이 있다. 전체적으로 살펴볼 때, 일정한 안테나 길이에 대하여 전방향성에 가까운 방사패턴을 얻을 수 있는 적절한 도체막의 길이 L_z 가 결정될 수 있음을 알 수 있다.

한편 셀룰러 이동통신방식에서 셀의 크기가 점차 줄어드는 추세이므로 전파전파환경은 점점 다중경로보다는 Line of Sight화 되어가고 있다. 또한 셀의 크기가 줄어들수록 다른 기지국에 간섭을 줄이기 위하여 기지국 안테나의 방사패턴을 우산모양으로 tilt시키고 있다. 이러한 전파전파 환경에서는 휴대전화기의 방사패턴을 나비모양이 되도록 하는 것이 바람직하다. 도체막의 길이를 $L_z=0.342\lambda$ 로 고정시키고 안테나의 길이 L_A 를 0.1씩 증가시키면서 방사패턴의 변화를 살펴본 것이 그림 8과 같다. 일정한 도체막의 길이에서는 안테나의 길이를 길게 할수록 방사패턴이 나비모양으로 개선됨을 알 수 있다. 그러나 이는 휴대전화기의 소형화 추세에 어긋나므로 휴대전화기 설계시 Trade off를 고려할 필요가 있다.

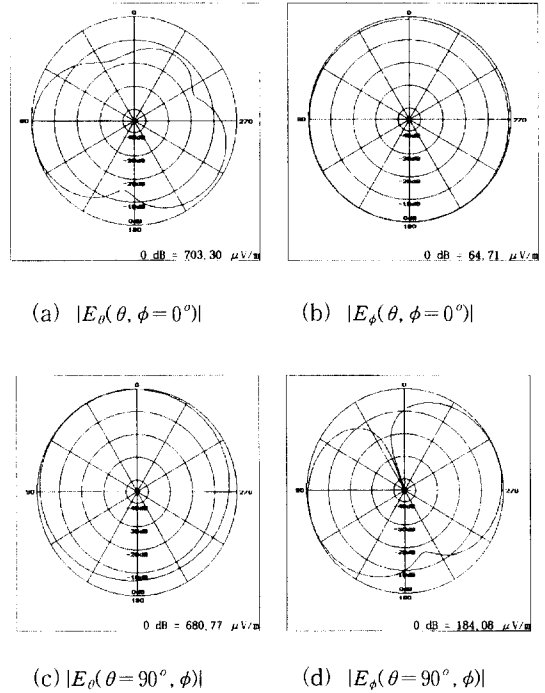


그림 5. 방사패턴 해석결과
Fig. 5. Analyzed radiation patterns.

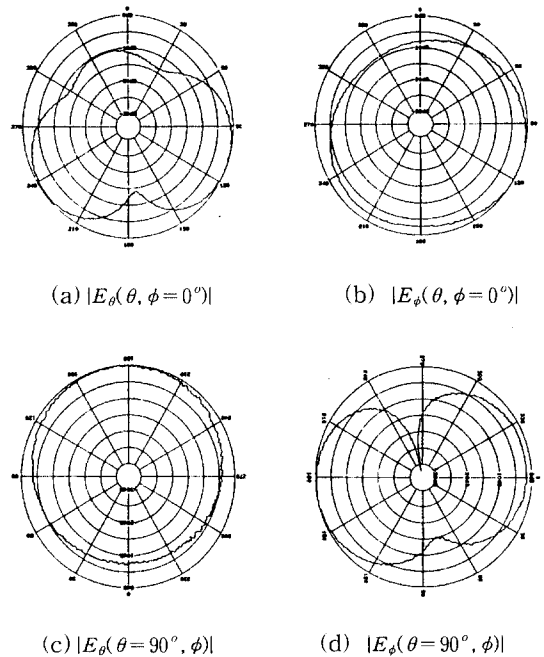


그림 6. 방사패턴 측정결과
Fig. 6. Measured radiation patterns.

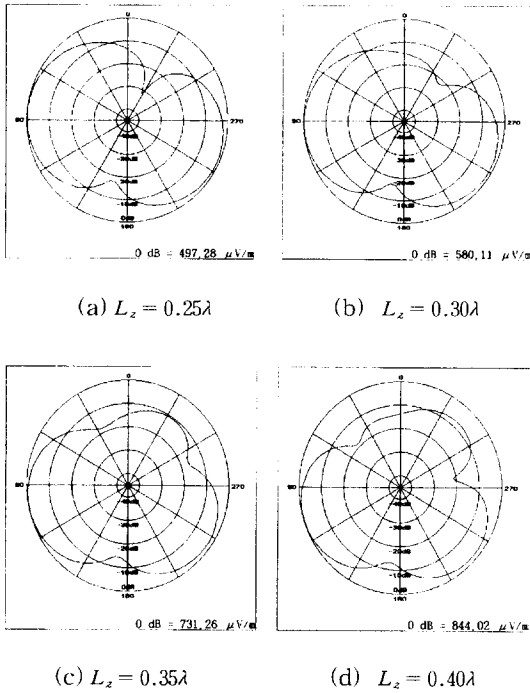


그림 7. 도체곽 길이에 따른 $|E_\theta(\theta, \phi=0^\circ)|$ 패턴
 Fig. 7. $|E_\theta(\theta, \phi=0^\circ)|$ pattern versus various length of the conductor box.

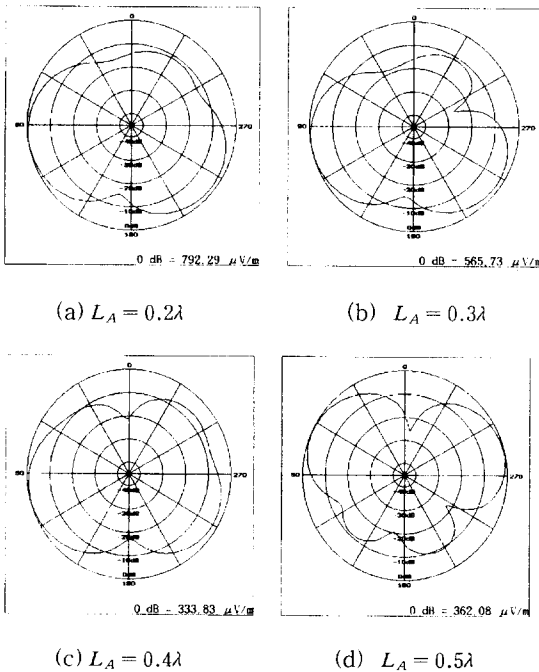


그림 8. 모노폴안테나 길이에 따른 $|E_\theta(\theta, \phi=0^\circ)|$ 패턴
 Fig. 8. $|E_\theta(\theta, \phi=0^\circ)|$ pattern versus various length of the monopole antenna.

IV. 결 론

모노폴안테가 장착된 휴대전화기는 도체곽의 영향으로 인하여 비평형 다이폴안테나로서 동작하게 된다. 본 논문에서는 wire-grid 모델링과 모멘트법을 이용하여 비평형 다이폴안테나의 방사패턴을 해석하였다. 해석결과와의 타당성을 검증하기 위하여 무반향실에서 측정된 결과와 비교하였고, 해석 및 실험결과가 잘 일치함을 확인하였다. 휴대전화기의 방사패턴은 이동통신 전파전파 환경에 따라 다중경로 전파전파가 우세할 경우는 전방향성 패턴이 유리하고, Line-of-Sight 환경에서는 가능한 한 나비모양 패턴이 바람직하다. 일정한 길이의 모노폴안테나에 대하여 도체곽의 길이를 변화시키면서 방사패턴을 살펴본 결과, 전방향성에 가까운 방사패턴을 얻을 수 있는 도체곽의 적절한 길이가 결정될 수 있음을 알 수 있었다. 또한 일정한 길이의 도체곽에 대하여 모노폴안테나의 길이를 변화시키면서 방사패턴의 추이를 조사한 결과, 모노폴안테나의 길이가 길어질수록 나비모양 방사패턴을 얻을 수 있었다. 결론적으로 이동통신 전파전파 환경에 따라서 모노폴안테나 및 도체곽의 길이를 조절함으로써 최적의 방사패턴을 갖는 휴대전화기가 설계될 수 있음을 알 수 있다.

부 록

전류원 \vec{j} 가 전원점 (x', y', z') 에 있을 때 관찰점 (x, y, z) 에서의 magnetic vector potential과 자계는 다음과 같다.

$$\vec{A} = \mu \iiint_V \vec{j} \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} dv \tag{A.1}$$

$$\begin{aligned} \vec{H} &= \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \\ &= \frac{1}{4\pi} \iiint_V \nabla \times \vec{j} \frac{\exp(-jkr)}{r} dv \end{aligned} \tag{A.2}$$

벡터등식 $\nabla \times (fG) = (\nabla f) \times G + f(\nabla \times G)$ 를 이용하고, 또한 전류원 \vec{j} 는 전원점에서만 값을 갖고 관찰점에서는 영이므로 $\nabla \times \vec{j} = 0$ 인 조건하에 자계는

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \left[\nabla \frac{\exp(-jkr)}{r} \right] \times \vec{j} dv \tag{A.3}$$

와 같이 된다. 식 (A.3)에서 다음의 계산과정에 따르면

$$\left[\nabla \frac{\exp(-jkr)}{r} \right] = -\hat{r} \frac{1+jkr}{r^2} \exp(-jkr) \tag{A.4}$$

결과적으로 다음과 같이 자계가 구해진다.

$$\vec{H} = -\frac{1}{4\pi} \iiint_V (\hat{r} \times \vec{J}) \frac{1+jkr}{r^2} \exp(-jkr) dv' \quad (A.5)$$

이제 wire-grid 모델링에 의한 하나의 wire segment 가 그림 A.1과 같을 때 산란전계를 다음과 같이 구할 수 있다.

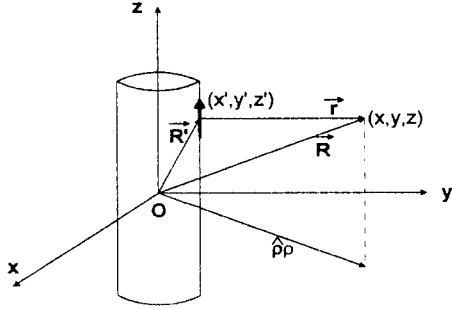


그림 A.1. 하나의 wire segment
Fig. A.1. One wire segment.

$$\vec{R} = \hat{x}x + \hat{y}y + \hat{z}z = \hat{\rho}\rho + \hat{z}z \quad (A.6)$$

$$\vec{R}' = \hat{x}'x' + \hat{y}'y' + \hat{z}'z' = \hat{\rho}'\rho' + \hat{z}'z'$$

$$\vec{r} = \vec{R} - \vec{R}' = \hat{\rho}\rho - \hat{\rho}'\rho' + \hat{z}(z-z') \quad (A.7)$$

$$r = \sqrt{\rho^2 + \rho'^2 + (z-z')^2} \quad (A.8)$$

$$= \sqrt{\rho^2 + a^2 + (z-z')^2}$$

그림 A.1의 경우에 대하여 식 (A.5)로부터 자계를 구할 수 있다. 전류는 z축방향 성분만 있으므로

$$\hat{r} \times \vec{J} = -|\vec{\rho} - \vec{\rho}'| J_z \hat{\phi} \quad (A.9)$$

와 같이 되고 결국 자계는 아래와 같다.

$$\vec{H} = H_\phi \hat{\phi} \quad (A.10)$$

$$H_\phi = \frac{I}{4\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} |\vec{\rho} - \vec{\rho}'| \frac{1+jkr}{r^3} \exp(-jkr) dz'$$

이제 구해진 자계로부터 전계를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (A.11)$$

다소 복잡한 전개과정을 거치면 원통좌표계에서의 전계가 다음과 같이 구해진다.

$$E_\rho(\rho, \phi, z) = \frac{\rho\sqrt{\mu/\epsilon}}{4\pi jk} (1+jkr) \frac{e^{-jkr}}{r^3} \Big|_{r_1}^{r_2}$$

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = 0$$

$$E_z(\rho, \phi, z) = \frac{\rho\sqrt{\mu/\epsilon}}{4\pi jk} \int_{-s/2}^{s/2} [2r^2(1+jkr) - (\rho^2 + a^2)(3+3jkr - k^2 r^2)] \frac{e^{-jkr}}{r^5} dt$$

(A.12)

참 고 문 헌

- [1] K. Fujimoto, J. R. James, MOBILE ANTENNA SYSTEMS HANDBOOK, Artech House Inc., Boston., 1994.
- [2] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa and J. R. James, SMALL ANTENNAS, Research Studies Press Ltd., Letchworth, Herts, England., 1987.
- [3] John D. Kraus, ANTENNAS, 2nd ed. McGraw-Hill Book Company, New York., 1988.
- [4] C. A. Balanis, ANTENNA THEORY, John Wiley & Sons, New York., 1982.
- [5] K. Hirasawa and K. Fujimoto, "On wire-grid method for analysis of wire antennas near/on a rectangular conducting body," Trans. IECE Japan, vol.J65-B, pp382-389 1982.
- [6] K. Hirasawa and K. Fujimoto, "Characteristics of wire antennas on a rectangular conducting body," Trans. IECE Japan, vol.J65-B, pp1133-1139 1982.
- [7] Roger F. Harrington, FIELD COMPUTATION by MOMENT METHOD, Macmillan Co., New York., 1968.
- [8] Jack H. Richmond, "A Wire-Grid Model for Scattering by Conducting Bodies," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-14, pp 782-786, November 1966.
- [9] R. Mittra, COMPUTER TECHNIQUES for ELECTROMAGNETICS, Pergamon Press Ltd., New York., 1973.
- [10] Walter L. Weeks, ANTENNAS ENGINEERING, McGraw-Hill Publishing Company LTD. New Delhi., 1968.
- [11] K. Tsunegawa, "A High Gain Top Feed

Whip Antenna for A Portable Telephone,"
APMC, 1994.

Personal Radio Transceivers, USA Patent
Number 4,543,581, 1985.

[12] Mihaly Nemet, Antenna Arrangement for

저 자 소 개



鄭玉鉉(正會員)

1959년 6월 25일생. 1982년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업(학사). 1985년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업(석사). 1996년 8월 서강대학교 전자공학과 졸업(박사). 1985년 1월 ~ 현재 (주)LG전자 책임연구원 근무.

주관심분야는 휴대단말기 성능평가, 안테나의 인체 효과 해석 등임

文榮燦(正會員) 第33卷 第5號 參照

현재 한국전자통신 연구소 위성통신 기술연구단 지상 H/W 연구실 근무

尹相元(正會員) 第31卷 A編 第5號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수

張益洙(正會員) 第31卷 A編 第5號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수