

이동체 통신용 안테나에 관한 연구

A Study on the Antenna for Mobile Communication

高永赫* · 金在玟** · 李鍾岳***

Young-Hyuk Ko* · Jae-Min Kim** · Jong-Arc Lee***

요 약

본 논문에서 MSA(Microstrip Antenna)의 변형인 QMSA(Quarter-wavelength Microstrip Antenna)에 용량을 장대한 미소 루프 구조와 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구 구조에 의한 합성 전계 안테나를 제안하였다. 그리고 합성 전계 특성은 계산된 값과 실험값이 양호하게 일치함을 보였다. 제안된 안테나는 그라운드판과 방사 소자의 폭이 같은 소형화된 안테나이다. 설계·제작된 안테나는 동작 주파수 1.5GHz에서 수직·수평 편파를 각각 수신할 수 있다. 그러므로 이 안테나는 무선 전화를 위한 소형화된 안테나로써 이용할 수 있고, 실내 통신을 위해 아주 유용하다. 또한, 전송 선로 모델의 안테나 등가 회로는 정확한 공진 주파수를 찾기 위해 설계되었고, 리턴로스 값을 계산했다. 계산된 값은 실험값과 양호하게 일치되었다.

Abstract

In this paper, the total electric field antenna in the small loop and aperture plane structure to load a capacitance on transformed QMSA(Quarter-wavelength Microstrip Antenna) from MSA(Microstrip Antenna) is proposed, and the total electric field is shown that the calculated value is agreed reasonably with experimental value. It is a small antenna of the radiation element and ground plane with equal width. The designed and manufactured antenna can receive both vertically and horizontally polarised waves to operating frequency of 1.5GHz; therefore this is available as a small antenna for wireless telephones and will be quite useful for indoor communication. Also, antenna's equivalent circuit with transmission line model is designed to find more accurate resonant frequency and is calculated return loss value. The calculated value is agreed reasonably with experimental value.

I. 서 론

최근 이동 통신은 언제, 어디서, 누구와도 통신

할 수 있는 다양한 서비스 공급을 목적으로 급속히 발전하고 있다. 이 같은 상황에서 휴대용 무선 장비는 더욱 소형화가 요구되고 있고, 그것에 탑재된 안테나 또한 더욱 소형·경량이며 단가가 싼 것이

* 동신대학교 정보통신공학과(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Dongshin Univ.)

** 동신대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

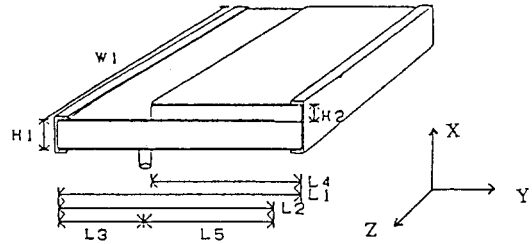
*** 건국대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Eng., Konkuk Univ.)

요구되고 있다. MSA(Microstrip Antenna)는 이 같은 요구를 만족시킬 수 있을 뿐 아니라 휴대용 무선 장비에 내장시킬 수 있다는 관점에서 가장 적합한 안테나이다. 또한, 현재 일반에게 이용되고 있는 휴대용 무선 장비는 전계 안테나가 이용되고 있기 때문에 벽면, 사무실 내에 놓여있는 각종 금속 등에 의해 전계 강도가 저하되어 통화 조건이 나쁘게 되고 경우에 따라서는 통신 장애가 일어날 수도 있다. 따라서 다이폴 구조의 전계 안테나와 루프 구조의 자계 안테나를 동시에 만족하는 안테나가 요구되고 있다.

본 논문에서는 MSA의 변형인 QMSA(Quarter-wavelength Microstrip Antenna)[1][2]에 용량을 장하시킨 미소 루프 구조와 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구 구조로서[3] 그라운드 판과 방사 소자의 폭이 같은 소형화된 안테나를 해석했다. 그리고 방사 특성이 수직·수평 양편파의 특성을 갖고 있음을 해석치와 측정치가 양호하게 일치함을 보였다. 복잡한 도시 환경에서 전계 강도가 최저 위치에서 자계강도가 최대가 되기 때문에 탑재된 안테나가 멀티패스 간섭으로 생기는 정재파의 최소점 부분에 위치할 경우 저수신 감도를 해결할 수 있는 수직·수평 양편파의 방사 특성을 갖는 1.5GHz용 안테나를 설계·제작하고, 전송 선로 모델 해석에 의한 계산치 및 측정치의 리턴로스를 비교·평가했다.

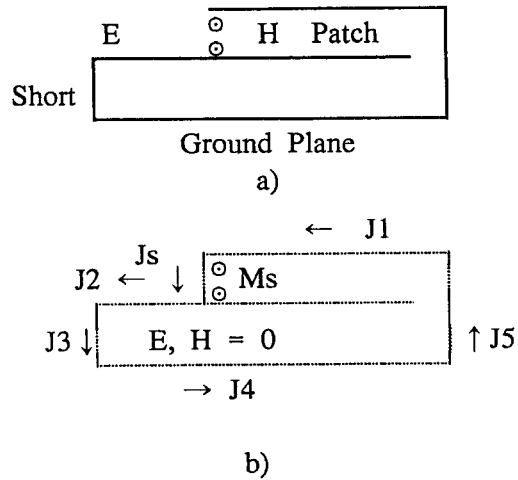
II. 안테나 구조 해석

미소 루프 구조를 갖는 MSA는 [그림 1]과 같다. 본 안테나는 폭 $W1$, 길이 $L2$ 의 방사 패치와 길이 $L1$ 의 그라운드판에서 급전점 좌측을 단락시키고, 우측의 그라운드판을 접어올린 평행 평판(길이 $L4$)과 방사 패치사이에 용량을 구성시킨 것이다. 본 안테나는 [그림 2]와 같이 용량을 장하시킨 미소 루프 구조와 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구부로 나누어 생각할 수 있다.



[그림 1] 안테나 구조

[Fig. 1] Antenna structure.



[그림 2] 안테나에서 전자계의 모델

[Fig. 2] Model of electromagnetic fields on the antenna.

2-1. 미소 루프 구조 해석

용량을 장하시킨 미소 루프 안테나는 좌표계를 안테나 중심에 일치시키고 안테나의 길이 $L1$, 간격 $H1$, 폭 $W1$ 의 평행 평판에 흐르는 전류를 I 라고 하면 벡터 포텐셜에 의한 원방계에서의 전계 성분은 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$E_{\theta} = \frac{\eta L L_1 H_1 \pi}{\lambda^2 r} \text{Sin}\theta e^{-jkr} \quad (1)$$

여기서 η : 자유 공간의 특성 임피던스
 λ : 자유 공간의 파장 길이
 k : 자유 공간의 전파 상수
 $H1$: 방사 패치와 그라운드판 사이의 높이
 $L1$: 안테나의 길이

용량을 장하시킨 미소 루프 안테나의 평행 평판 으로부터 방사되는 방사 전력은 충분히 큰 반경 r 의 구면상에서의 방사 전력 밀도의 면적분으로 식(2)와 같이 표현된다.

$$P_1 = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{|E|^2}{\eta} \sin\theta r^2 \sin\theta d\theta d\phi$$

$$= \frac{\eta I^2 (L1 H1 \pi)^2}{\lambda^2} \cdot \frac{8\pi}{3} \quad (2)$$

방사 전력 P_1 은 안테나에 공급되는 전류에 의해서 공간에 소비되는 전력이므로 등가적으로 방사 저항 R_1 에 전류 I 가 흘러 방사 전력 P_1 이 소비된 것으로 생각할 수 있다. 따라서 방사 저항은 식(3)과 같다.

$$R_1 = \frac{P_1}{I^2} = \frac{\eta (L1 H1)^2}{\lambda^4} \cdot \frac{8\pi^3}{3} \quad (3)$$

2-2. 개구부의 해석

미소 루프 구조를 갖는 MSA는 방사 패치와 그라운드판 사이, 그리고 방사 패치와 그라운드판을 접어들린 우측 평행평판 사이를 전송 선로로 생각할 수 있고, 개구부에는 자유 밀도와 전류 밀도를 생각할 수 있다. 루프 내부의 전계 E 와 자계 H 가 영이 되도록 개구부에서는 등가 전류 밀도 J_s , 등가 자유 밀도 M_s , 그리고 도체판에 흐르는 전류 밀도 $J_1 \sim J_3$ 를 생각할 수 있다. 또한, 개구부의 상단에서

$J_3 = J_s$ 이고 개구부의 하단에서 $J_1 = J_s$ 이기 때문에 개구부에 해당하는 전류 밀도 J_s 는 개구부의 상단과 개구부의 하단에 흐르는 전류 밀도가 같다고 생각할 수 있다. 그리고 안테나가 미소 구형 루프 안테나이기 때문에 전류가 안테나에 균일하게 분포되어 있다고 고려되었다.

안테나 내부의 E 와 H 가 영이 되도록 개구면상에 등가 전류 밀도 J_s 와 등가 자유 밀도 M_s 는 식(4)와 같다.

$$E_n = a_n E_0$$

$$-H2/2 \leq X \leq H2/2, -W1/2 \leq Z \leq W1/2$$

$$M_s = -n \times a_n E_0 = 0$$

$$-H2/2 \leq X \leq H2/2, -W1/2 \leq Z \leq W1/2$$

$$\text{Elsewhere}$$

$$J_s = -n \times a_n H = 0$$

$$-H2/2 \leq X \leq H2/2, -W1/2 \leq Z \leq W1/2$$

$$\text{Elsewhere} \quad (4)$$

n 은 개구면에 대해서 외향의 단위 법선 벡터 성분이고 E_0 는 개구면에 대해서 접선 방향의 전계이고 개구의 두께가 파장의 길이에 비해 상당히 짧기 때문에 E_n 는 X 에 관해서 일정하다. 원방에서 전계는 식(5)와 같이 표현할 수 있다.

$$E_{\phi} = -j \frac{W1 k V}{4 \pi r} \text{Sin}\theta e^{-jkr} + j \frac{\eta k I H2}{4 \pi r} \text{Sin}\phi e^{-jkr} \quad (5)$$

방사 전력은 방사하는 개구에 대해 포인팅 벡터를 적분함으로써 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_2 = \frac{8 W1^2 V^2 \pi}{12 \lambda^2 \eta} + \frac{\pi^2 \eta H2^2 I^2}{\lambda^2} \quad (6)$$

방사 저항은 방사 패치의 폭 $W1$ 에 의존하고 식(7)과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{12} = \frac{12 \lambda^2 \eta}{8 W^2 V^2 \pi} + \frac{\pi^2 \eta H^2}{\lambda^2} \quad (7)$$

2-3. 미소 루프 구조와 개구부 구조의 합성 전계

본 안테나는 용량을 장하시킨 미소 루프 구조와 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구부 구조의 합성 전계로 식(8)과 같이 표현할 수 있다.

$$E_{\phi} = E_{\phi 1} + E_{\phi 2} \quad (8)$$

용량을 장하시킨 미소 루프 구조 전계 $E_{\phi 1}$ 은 전류에 의한 전계의 수식이고, 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구부 구조의 전계 $E_{\phi 2}$ 는 전압과 전류에 의한 전계의 수식이므로 미소 루프 구조의 전계와 개구부의 전계를 전압에 의한 합성 전계의 수식으로 표현하면 식(9)와 같다.

$$E_{\phi 2} = -j \frac{W l k V}{4 \pi r} \text{Sin} \theta e^{-jkr} + j \frac{\eta k V H^2}{4 \pi r} \cdot$$

$$(1/R_{11}) \text{Sin} \theta e^{-jkr} + \frac{\eta V L_1 H_1 \pi}{\lambda^2 r} \cdot$$

$$(1/R_{12}) \text{Sin} \theta e^{-jkr} \quad (9)$$

III. 전송 선로 모델 해석

마이크로스트립 안테나는 마이크로스트립 전송 선로의 이론[4]을 토대로 한 구조이다. 따라서 마이크로스트립 안테나의 설계와 해석은 전송 선로 모델을 가장 폭넓게 활용하고 있으며 단순하고 정확한 것으로 알려져 있다. 제작된 안테나의 전송 선로 모델은 [그림 3]와 같다. Y_{02} 는 그라운드판과 방사 패치사이의 전송 선로(L3, L5)에 대한 특성 어드미턴스이고, Y_{01} 는 그라운드판을 접어들린 평행 평판과 방사 패치사이의 전송 선로(L4)에 대한 특

성어드미턴스이다. 급전점은 단락으로부터 L_3 의 거리에 위치하고 좁은 슬롯(slot)으로 모델화된 방사하는 끝(edge)으로부터 L_3+L_5 의 거리에 위치한다. 안테나의 공진길이는 $L_3+L_4+L_5$ 이며, 좁은 슬롯은 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 로 구성된다. 급전점으로부터 전송 선로의 오른쪽을 바라볼 때 어드미턴스 Y_b 는 식(11)과 같고, 급전점의 왼쪽에 단락회로는 병렬 서셉턴스 Y_c 가 존재하며 식(12)와 같이 표현할 수 있다. 따라서 입력 어드미턴스는 식(13)과 같다.

$$Y_a = Y_{01} \frac{G + j(b + Y_{01} \tan \beta_4 L_4)}{Y_{01} + j(G + jB) \tan \beta_4 L_4} \quad (10)$$

$$Y_b = Y_{02} \frac{Y_a + j Y_{02} \tan \beta_5 L_5}{Y_{02} + j Y_a \tan \beta_5 L_5} \quad (11)$$

$$Y_c = Y_{02} \frac{1}{j \tan \beta_5 L_5} \quad (12)$$

$$Y_m = Y_b + Y_c \quad (13)$$

여기서

G : 방사 콘덕턴스

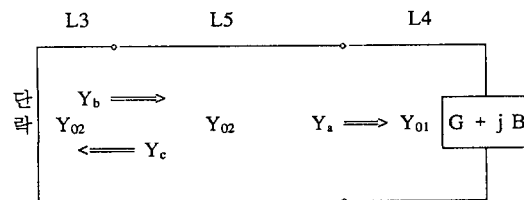
B : 방사 서셉턴스

L_3 : 단락부터 급전점까지의 길이

L_4 : 그라운드판을 접어들린 평행 평판의 길이

L_5 : 방사 패치의 우측부터 급전점까지의 길이

β_4, β_5 : 위상 정수



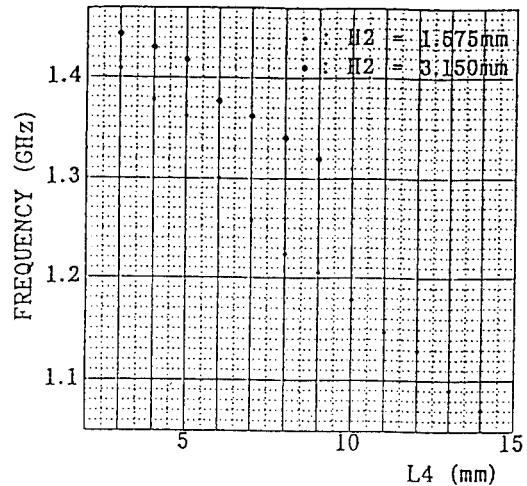
[그림 3] 전송 선로 모델

[Fig. 3] Transmission line model.

IV. 실험 및 결과

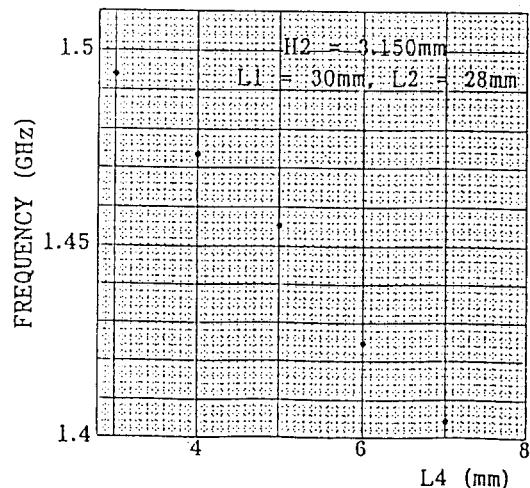
본 논문은 목적으로 하는 중심 주파수를 1.5GHz로 설정하고 각부의 척도를 다음과 같이 결정했다. 우선, 기판은 유전율 $\epsilon_r=2.55$, $H1=1.575\text{mm}$ 의 테프론 기판을 사용했고, $L2$ 는 QMSA와 같게 $\lambda_g/4$ ($\lambda_g=122.69\text{mm}$ 판내 파장)로 했으며, $W1$ 은 입력 임피던스와 이득에 관계되지만 여기서는 이득이 최대가 되도록 34mm로 결정했다[1]. $L1$ 은 평행 평판의 접어들린 부분과 방사 패치가 접속되지 않도록 $L2+2\text{mm}$ 정도로 했다. 그리고 $L3$ 의 급전점은 7mm로 고정하고 $H2$ 와 $L4$ 의 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 조사했다. 그 결과는 [그림 4]와 같다. [그림 4]와 같이 $L4$ 의 길이를 증가시키면 공진 주파수가 저하된다. 이것은 $L4$ 의 길이를 길게 하면 용량이 증가하기 때문이라고 생각된다. 또한 용량부의 간격 $H2$ 를 감소시키면 용량값을 높게 함으로써 공진 주파수가 저하한다. 그리고 더욱 더 소형화하기 위해서 [그림 5]와 같이 $L2$ 를 목적으로 하는 1.5GHz에서의 $\lambda_g/4$ 보다 짧게 28mm로 하고 $L1$ 은 $L2+2\text{mm}$ 로서 30mm로 했으며 $L4$ 를 1mm씩 증가시킨 결과 공진 주파수가 더욱 낮게 되었다. 따라서 $L2$ 를 $\lambda_g/4$ 보다 짧게 하고 $L4$ 를 변화시킨다면 더욱 더 소형화할 수 있을 것으로 생각된다.

[그림 4]와 [그림 5]의 실험에서 공진 주파수는 매칭이 불충분하고 예를 들면 [그림 5]의 1.5GHz에서의 리턴로스는 -10dB 정도밖에 되지 않았다. 그러나 [그림 4]와 [그림 5]의 결과를 토대로 안테나의 소형화와 매칭의 개선을 행했다. 안테나의 척도를 $1/2(L1=18\text{mm}, L2=16\text{mm})$ 로 하고 각부의 척도를 조정한 결과 리턴로스 특성은 [그림 6]과 같다. 측정에서 얻어진 공진 주파수는 1.5GHz이고 리턴로스는 -20.3dB 이며 리턴로스 -10dB 대역폭은 1%를 얻었다. 또한 R. E. Munson[5], A. Gogoi[6], K. R. Carver[7]가 보고한, 방사하는 끝(edge)의 좁은 스롯에 대한 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 의 수식은 전송 선로 모델 해석에



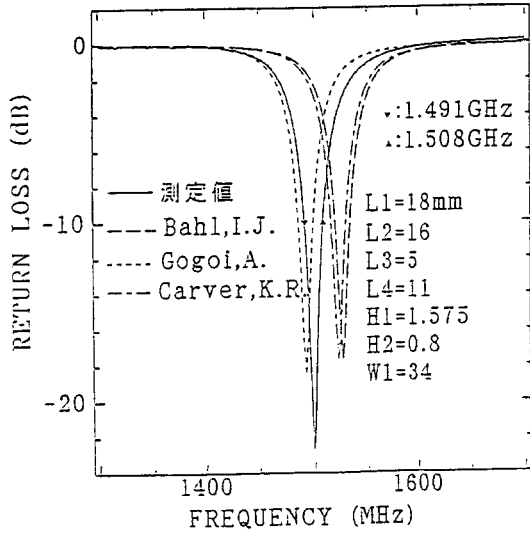
[그림 4] 길이 $L4$ 의 변화에 따른 공진 주파수 특성 ($L2=\lambda_g/4$)

[Fig. 4] Resonant frequency characteristic versus change of length $L4(L2=\lambda_g/r)$.



[그림 5] 길이 $L4$ 의 변화에 따른 공진 주파수 특성 ($L2<\lambda_g/4$)

[Fig. 5] Resonant frequency characteristic versus change of length $L4(L2<\lambda_g/4)$.



[그림 6] 리턴 로스
[Fig. 6] Return loss.

폭넓게 활용되고 있으나 공진 주파수가 약간씩 다르다. 본 논문에서는 A. Gogoi[6]가 보고한 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 의 수식에 의한 전송선로 모델 해석의 계산치가 측정치와 매우 양호하게 일치되었다. Gogoi, A가 보고한 콘덕턴스는 식(14)와 같고, 서셉턴스는 식(15)와 같다.

$$G = W_c \frac{7.75 + 2.2 K_o H_2 + 4.8 (K_o H_2)^2}{1000 \lambda_o} \left(1 + \frac{(\epsilon_r - 2.45) (K_o H_2)^3}{1.3} \right) \quad (14)$$

$$B = 0.01668 \frac{\Delta a}{H_2} \frac{W_c}{\lambda_o} \epsilon_r \quad (15)$$

여기서

$$\frac{\Delta a}{H_2} = \frac{0.95}{1 + 0.85 K_o H_2} - \frac{0.075 (\epsilon_r - 2.45)}{1 + 10 K_o H_2}$$

$$W_c = 120 \pi H_1 / Z_o \sqrt{\epsilon_r}$$

λ_o : 자유 공간에서의 파장 길이

K_o : 자유 공간에서의 전파 상수

ϵ_r : 실효 유전율

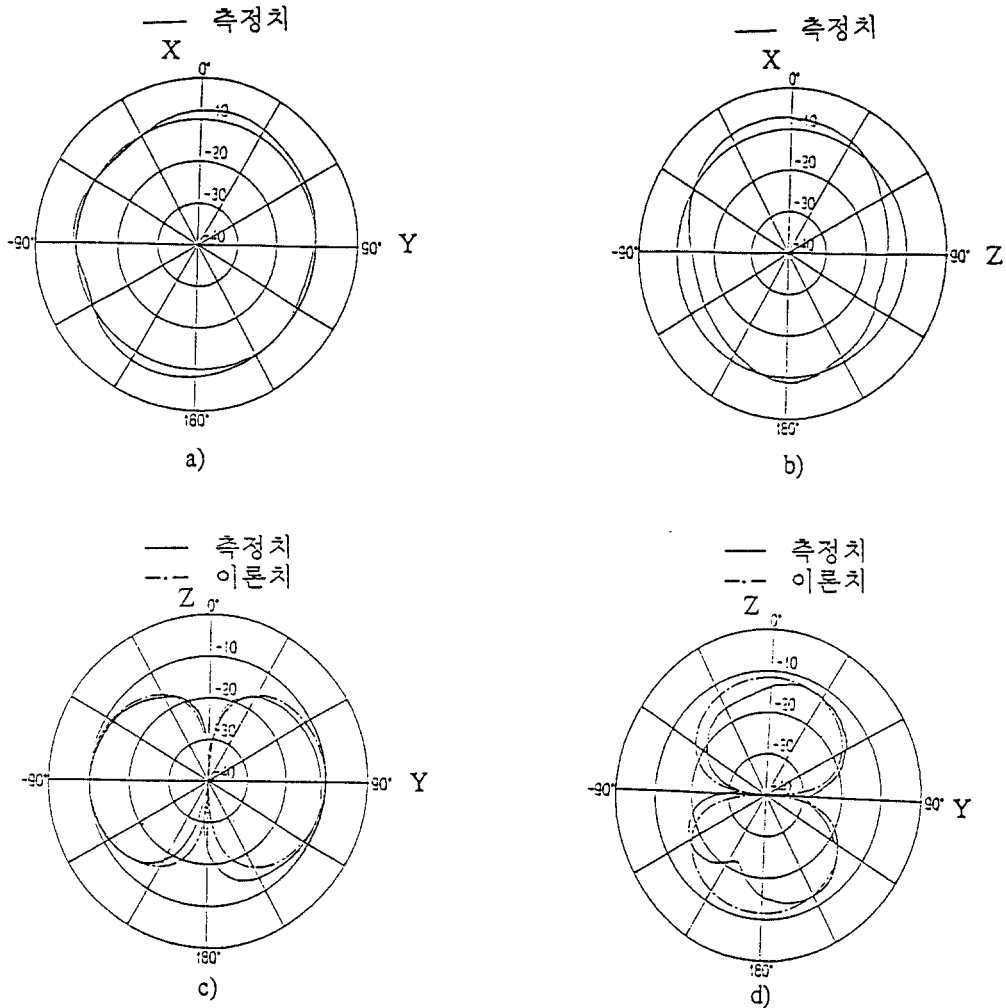
H_2 : 방사 패치와 그라운드판을 접어올린 평행 평판 사이의 높이

ϵ_r : 유전율

그리고 방사 특성은 안테나가 도시 환경에서 사용되었을 경우를 고려해서 3차원 즉, XY면, XZ면, YZ면으로 측정하였으며 기준 다이폴 안테나의 최대 이득을 0dB로 한 상대적인 방사 특성도는 [그림 7]과 같다. [그림 7](a)는 송신 안테나가 수직 편파일 경우 XY면의 방사 특성도이고, [그림 7](b)는 송신 안테나가 수직 편파일 경우 XZ면의 방사 특성도이며, [그림 7](c)는 송신 안테나가 수직·수평 편파를 각각 전파했을 경우 YZ면의 방사 특성도이다. 안테나는 수직·수평 양편파 특성이 얻어지고 있기 때문에 실내 통신에서 정재파 분포의 최소점의 저수신 감도를 해결하는 휴대용 무선 장비의 소형 안테나로서 유용하다고 생각된다.

V. 결 론

본 논문에서는 MSA의 변형인 QMSA에 용량을 장대한 미소 루프 구조와 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구 구조에 의한 합성 전계를 해석하였다. 그리고 방사 특성이 수직·수평 양편파의 특성을 갖고 있음을 해석치와 측정치가 양호하게 일치함을 보였다. 따라서, 본 안테나는 방사 특성이 수직·수평 양편파의 특성을 갖고 있기 때문에 실내 통신에서 저수신 감도를 해결할 수 있는 휴대용 무선 장비의 소형 안테나로서 유용하다고 생각되어진다. 또한, 설계·제작된 안테나는 일반적인 QMSA의 1/2로 설계·제작하여 전송선로 모델 해석의 계산치와 측정치가 양호하게 일치함을 보였고, 그라운드판을 짧게 하고 용량을 장하함으로써 보다 소형화할 수 있음을 보였다.



[그림 7] 방사 패턴 a) XY 면, b) XZ 면, c) YZ 면(수직 편파) d) YZ면(수평 편파)

[Fig. 7] Radiation Pattern a) XY Plane, b) XZ Plane, c) YZ Plane (Vertical Propagation) d) YZ Plane (Horizontal Propagation).

참고 문헌

[1] J. R. James, P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas", *IEE Electromagnetic Wave Series* 28, pp. 1093-1105, 1989.

[2] 森下 久, 藤本京平, 平澤一絃, "放射patchとground板が同じ幅の方形Microstrip アンテナの特性解析", *信學論(B)*, J71-B, no. 11, pp. 1274-1277(昭63-11).

[3] 高永赫, 長谷部望, "容量 裝荷 小型 마이크로 스트リップ アンテナ", *日本大學理工學部學*

術講演會講演論文集, no. 38, pp. 193-954, 1994.

- [4] I. J. Bahl, and P. Bhartia, "Microstrip antenna", Artech House, pp. 48-56, 1982.
 [5] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*,

vol. AP-22, pp. 74-78, 1974.

- [6] J. R. James, P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas", *IEE Electromagnetic Wave Series* 28, pp. 475-482, 1989.
 [7] K. R. Carver, "A Model Expansion theory for the microstrip antenna", *IEEE AP-S Int. Symp. Digest*, pp. 130-133, 1979,

고 영 혁



1981년 2월 : 건국대학교 전자공학과 졸업
 1983년 2월 : 건국대학교 전자공학과 (석사)
 1990년 2월 : 건국대학교 전자공학과 (박사)

1981년 3월~1983년 2월 : 건국대학교 전자공학과 조교
 1994년 7월~1995년 6월 : 일본대학교 전자공학과 Post-Dr.
 1990년 3월~현재 : 동신대학교 정보통신공학과 부교수
 [주 관심분야] 이동체 안테나 설계, 초고주파 회로 설계

이 중 악

1966년 2월 : 한양대학교 전기공학과 졸업
 1970년 2월 : 연세대학교 전기공학과(석사)
 1974년 2월 : 연세대학교 전기공학과(박사)
 1971년 3월~1978년 2월 : 항공대학교 전자공학과 조교수
 1974년 4월~1975년 3월 : 일본 경도대학교 전자과 연구원
 1979년 9월~1980년 8월 : 프랑스 Perpignan대학 연구원
 1987년 12월~1988년 12월 : 미국 Florida Univ. 객원 교수
 1978년 3월~현재 : 건국대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계

김 재 민



1961년 2월 : 전남대학교 전기공학과 졸업
 1970년 2월 : 조선대학교 전기공학과(석사)
 1990년 2월 : 조선대학교 전기공학과(박사)

1967년 3월~1972년 5월 : 조선대학교 병설 공업전문대학교 전임강사
 1976년 3월~1987년 2월 : 전주공업전문대학 전임강사
 1988년 3월~현재 : 동신대학교 전기전자공학과 부교수
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계