

論文2000-37TC-5-5

# 대칭형 QMSA에 관한 연구

## (A Study on a Symmetric QMSA)

高 永 赫 \*

(Young-Hyuk Ko)

### 요 약

본 논문에서 QMSA에 전기력선의 제한이 없도록 용량을 장하한 대칭형 QMSA(Quarter-Wavelength Microstrip Antenna)를 제안했다. 제안된 안테나는 용량을 장하하기 위해서 QMSA에 오른쪽 평행 평판을 구성한 비대칭 QMSA보다 개선된 대역폭을 얻었다. 설계·제작된 안테나는 동작 주파수가 2.13GHz에서 수직 수평 편파를 수신할 수 있다. 그러므로 이 안테나는 무선 전화를 위한 소형화된 안테나로 이용할 수 있고 실내 통신을 위해 아주 유용하다.

전송 선로 모델의 안테나 등가 회로는 정확한 공진 주파수를 찾기 위해 설계되었고, 반사손실 값을 계산했다. 계산된 값은 실험값과 양호하게 일치되었다.

### Abstract

In this paper, a symmetric QMSA(Quarter-wavelength Microstrip Antenna) loading a capacitor to spread the electric flux lines is proposed. It was found that the bandwidth of this symmetric QMSA is broader than that of the asymmetric QMSA having a right-side parallel plate only to load a capacitor. It was also found that this antenna could receive both vertically and horizontally polarized waves at 2.13GHz, and would be useful as a small antenna for wireless telephones and for indoor communication.

A transmission line circuit model of this antenna was obtained and used to compute the resonant frequency and the return loss of the antenna accurately.

### I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 유전율이 낮을수록 효율이 좋고 기판이 두꺼울수록 효율이 좋다. 그리고 주파수가 낮을 경우 효율이 낮기 때문에 현재 이동 통신에서 주로 사용되고 있는 150MHz - 900MHz 대역에서 마이크로스트립 안테나를 사용하는데 어려움이 있다. 그러나 이동 통신에 대한 수요의 급증으로 용량이 부족하여 1~3GHz 대역의 준 마이크로파대가 활용될 예정이고

이미 PCS등이 1.8GHz 대역에서 상용화되고 있다. 따라서 준 마이크로파대의 높은 주파수에서 효율이 좋은 마이크로스트립 안테나가 소형화하는데 필연적인 안테나이다.

이러한 마이크로스트립의 복사소자에 대한 개념은 1953년 Dechamps에 의해서 처음으로 제안되었고, 이론적 모델이 개발된 실질적인 안테나는 1970년경에 Howell과 Munson에 의해서 만들어졌다.<sup>[1]</sup>

일반적인 마이크로스트립 안테나는 넓은 접지면 위에 공진 길이가  $\lambda/2$ 인 패치가 공진 형태를 이루고 있으며 구조적으로 배열 형태를 취하고 있다. 그리고 급전점의 좌·우측에 패치와 접지면 사이 전기력선이 형성되기 때문에 급전점의 좌·우측 접지면을 짧게 하는

\* 正會員, 東新大學校 情報通信工學科  
(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Dongshin Univ.)  
接受日字:1999年8月9日, 수정완료일:2000年4月27日

경우 전기력선 형성에 제한을 받게 되고 그에 따라 이득이 떨어지는 결과를 초래하여 소형화에 어려움이 있다. 따라서 그후 일본 NTT에서는 넓은 접지면 위에 일반적인 마이크로스트립 안테나의 패치 공진 길이가 1/2인  $\lambda/4$ 의 패치 형태를 이루고 있고 급전점의 좌·우측 중에서 한쪽을 패치와 접지면 사이에 단락 핀을 세운 판상 역 F형 안테나를 개발했다. 그러나 일반적인 마이크로스트립 안테나에 비해 공진 길이가 1/2이기 때문에 접지면을 1/2로 줄일 수는 있지만 판상 역F형 안테나도 휴대용 무선 단말기에 부착 시 접지면의 크기에 따라 공진 주파수의 변동 등 여러 가지 어려움이 있다.

1988년에는 패치의 폭과 접지면의 폭이 같게 하여 소형화하고 일반적인 마이크로스트립 안테나의 패치 공진 길이가 1/2인  $\lambda/4$ 의 패치 형태를 이루고 있으며 급전점의 좌·우측 중에 한쪽을 접지면과 패치를 단락시켜서 단락 된 부분은 접지면을 필요 없게 함으로서 더욱 소형화한 마이크로스트립 안테나의 변형인 QMSA (Quarter - wavelength Microstrip Antenna)를 제안했다.<sup>[2]</sup> 그러나 급전점의 다른 한쪽은 패치와 접지면 사이에 전기력선이 형성되어 접지면이 짧을 경우 전기력선 형성에 제한을 받게되고 그에 따라 이득이 떨어지는 단점을 가지고 있어서 소형화에 한계가 있다. 따라서 1994년에 QMSA의 변형인 비대칭형 QMSA<sup>[3]</sup>로 접지면이 전기력선 형성에 제한 받지 않도록 복사 패치와 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판사이 용량을 장하여 소형화하였으나 대역폭이 좁아지는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 QMSA의 변형인 비대칭형 QMSA의 단락측도 용량을 장하한 부분과 같이 접지면을 접어 올리고 단락측으로부터 접어 올린 접지면의 좌측 평행 평판과 용량을 장하기 위해서 접어 올린 접지면의 우측 평행 평판 사이에 용량을 장하한 새로운 안테나를 설계하였다.

설계·제작된 안테나는 반사손실과 복사 패턴을 측정함으로써 한쪽에만 용량을 장하한 비대칭형 구조에 비해 소형화할 수 있고 대역폭이 증가함을 비교 평가했다. 설계·제작된 대칭형 QMSA는 복잡한 도시 환경에서 전계 강도가 최저 위치에서 자계가 최대가 되기 때문에 멀티패스 간섭으로 생기는 정재파의 최소점 부분에 위치할 경우 저수신 감도를 해결할 수 있는 수직·수평 양편파의 복사 특성을 갖고 있는 해석치와

측정치가 양호하게 일치함을 보였고 전송 선로 모델 해석에 의한 반사손실의 계산치와 측정치도 양호하게 일치함을 보였다.

그리고 복사 패치와 용량을 장하기 위해 접지면을 접어 올린 좌·우측 평행 평판사이 간격을 높게 함으로서 주파수가 낮게 됨을 보여서 더욱더 소형화할 수 있음을 보였고 급전점의 위치 변화에 따라 공진 주파수는 일정하고 대역폭이 개선됨을 보였다.

## II. 안테나 구조

### 1. 비대칭형의 QMSA 구조

복사 패치의 길이가  $\lambda/4$ 이며 복사패치의 한쪽을 단락 시키고 다른 한쪽을 개방시킨 QMSA는 복사 패치와 접지면의 폭이 같게 하여 소형화되었다. 그러나 QMSA는 개방된 복사 패치 쪽의 접지면이 짧을 경우 전기력선이 미치는 범위가 짧게 되어 이득이 떨어진다. 비대칭형 QMSA 구조는 이득이 떨어지지 않고 전기력선이 미치는 범위에 제한 받지 않도록 용량을 장하한 구조이고 그림1과 같다. 비대칭형 QMSA는 폭 W, 길이  $L_2$ 의 복사 패치와 길이  $L_1$ 의 접지면에서 급전점 좌측을 단락 시키고 우측의 접지면을 접어 올린 평행 평

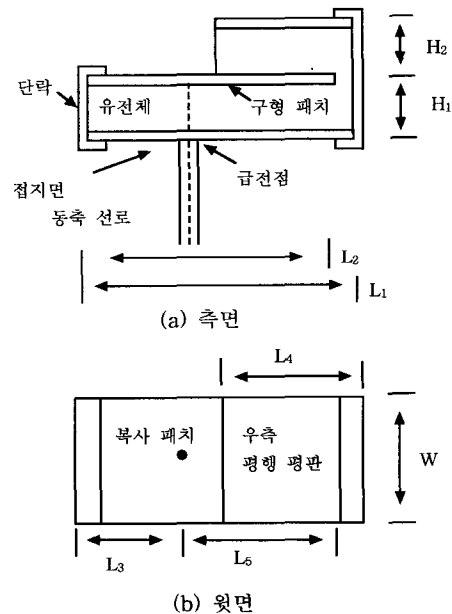


그림 1. 비대칭형의 QMSA 구조 (a) 측면 (b) 윗면  
Fig. 1. Asymmetric QMSA structure.  
(a) Side view (b) Top view

판 (길이  $L_4$ )과 복사 패치 사이에 용량을 구성시킨 구조이다.<sup>[4]</sup>

2. 대칭형의 QMSA 구조

비대칭형 QMSA 구조는 QMSA에 비해 전기력선이 미치는 범위에 제한 받지 않도록 소형화할 수 있었으나 대역폭이 좁은 단점을 가지고 있고 비대칭형 구조이기 때문에 약간의 누설 전류가 흐른다. 누설 전류가 흐르지 않고 대역폭이 개선된 대칭형 QMSA는 그림 2와 같고, 비대칭형 QMSA 구조에 단락측도 용량을 장하한 부분과 같이 단락으로부터 접지면을 접어 올리고 단락측으로부터 접어 올린 접지면의 좌측 평행 평판 ( $L_6$ )과 용량을 장하하기 위해서 접어 올린 접지면의 우측 평행 평판 ( $L_4$ ) 사이에 용량을 장하한 안테나 구조이다.

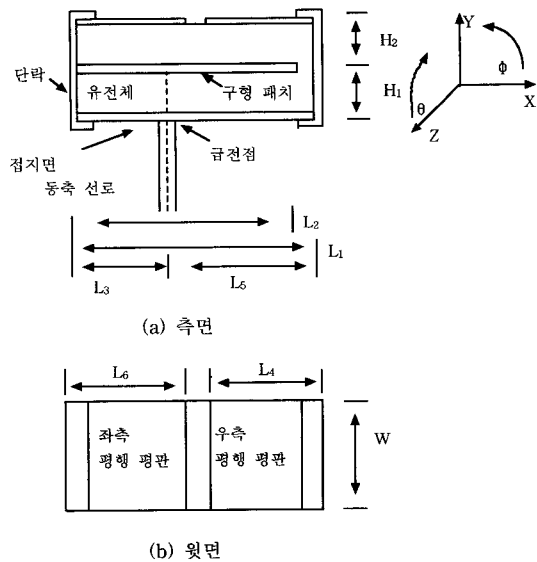


그림 2. 대칭형 QMSA 구조 (a) 측면 (b) 윗면  
Fig. 2. Symmetric QMSA structure (a) Side view (b) Top view.

III. 대칭형 QMSA 구조 해석

1. 복사 패턴 해석

단락측으로부터 접어 올린 접지면의 좌측 평행 평판과 복사 패치에 접속되지 않도록 용량을 장하하기 위해서 접어 올린 접지면의 우측 평행 평판 사이에 용량을 장하한 대칭형 QMSA의 전자계 모델은 그림 3과 같다. 미소 루프 구조<sup>[5][6]</sup>를 갖는 대칭형 QMSA는 용량

을 장하한 부분이 개구부로 적용되고 내부의 전계와 자계는 영이 되도록 개구부 상에 등가 전류  $J_s$ , 등가 자류  $M_s$ 가 존재한다. 그리고 대칭형 QMSA의 도체 판이 있는 곳에는 등가 전류 분포  $J_1 \sim J_6$ 을 생각할 수 있다. 용량을 장하한 개구부에 해당하는 전류 밀도  $J_s$ 는 개구부 우측 평행 평판 전류 밀도  $J_5$ 와 개구부 좌측 평행 평판 전류 밀도  $J_6$ 에 흐르는 전류 밀도가 같다고 생각할 수 있기 때문에 개구부 우측에서  $J_5=J_s$ 이고, 개구부 좌측에서  $J_6=J_s$ 이다. 따라서 개구부에 해당하는 전류 밀도  $J_s$ 는 개구부 좌측 평행 평판과 개구부 우측 평행 평판에 흐르는 전류 밀도가 연속이라고 생각할 수 있다. 또한 안테나가 우측 평행 평판과 좌측 평행 평판 사이에 용량을 장하한 미소 구형 루프 안테나이기 때문에 전류가 안테나에 균일하게 분포되어 있다고 고려한다.

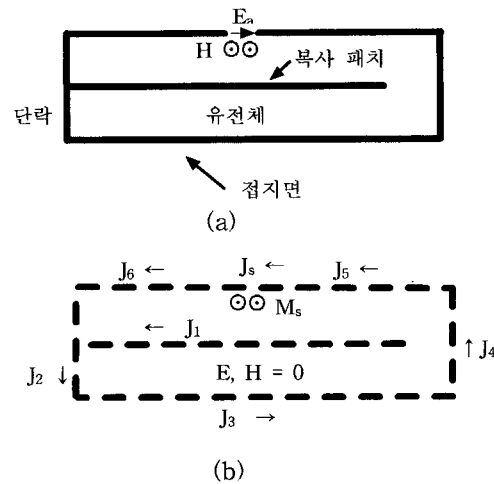


그림 3. 대칭형 QMSA의 전자계 모델  
Fig. 3. Electromagnetic fields model of symmetric QMSA.

안테나 내부의 전계와 자계가 영이 되도록 개구면 상에 등가 전류 밀도  $J_s$ , 등가 자류 밀도  $M_s$ 는 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} E_a &= E_0 a_x \\ M_s &= -n \times E_0 a_x \\ J_s &= -n \times H a_z \end{aligned} \quad (1)$$

$n$ 은 개구면에서 외향 단위 벡터 성분이고  $E_0$ 는 개구면에서 접선 방향의 전계이다. 개구면의 두께가 파장의 길이에 비해 짧기 때문에  $E_0$ 는 Y방향에 대해서 일정하

다고 고려한다.

용량을 장하시킨 미소 루프 안테나는 좌표계를 안테나 중심에 일치시키고 안테나의 길이  $L_1$ , 접지면과 복사 패치사이 간격  $H_1$ , 복사 패치와 평행 평판사이 간격  $H_2$ , 폭  $W$ 의 평행 평판에 흐르는 전류를  $J$ 라고 하면 벡터 포텐셜의 좌표축 방향 성분은 식(2)와 같이 표현되고  $A_z$  성분은 안테나에서 전류가  $Z$ 방향으로 흐르지 않기 때문에 고려하지 않았다.

$$\begin{aligned} A_{x1} &= \frac{\mu I}{4\pi} \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy = \frac{\mu J W L_1}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \\ A_{x2} &= \frac{\mu I}{4\pi} \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy = \frac{\mu J W L_2}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \\ A_y &= \frac{\mu I}{4\pi} \int_{-\frac{H_1+H_2}{2}}^{\frac{H_1+H_2}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy \\ &= \frac{\mu J W (H_1 + H_2)}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $K$  : 전파 상수

$r$  : 원방점까지의 거리

$\mu$  : 투자율

원거리 영역에서는  $r \gg L_1, r \gg W$ 이다. 전계  $E$ 는 벡터 포텐셜  $A$ 를 이용해서 식(3)과 같다.

$$E = -j\omega A \quad (3)$$

또한, 복사 패치에 접속하지 않도록 접지면을 접어 올리기 때문에 복사 패치의 길이  $L_2$ 와 안테나 전체 길이  $L_1$ 이 거의 같다고 고려하여 직각 좌표계를 구좌표계로 변환되도록 식(3)에 대입하면 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} E_{\phi x} &= \frac{\eta J W L_1}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \phi \left( 1 + e^{+jk \frac{H_1+H_2}{2} \sin \theta \sin \phi} \right) \\ E_{\phi y} &= \frac{\eta J W (H_1 + H_2)}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \phi e^{+jk \frac{L_1}{2} \sin \theta \cos \phi} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $\eta$  : 자유공간의 임피던스

$\lambda$  : 자유공간의 파장길이

식(4)를 합성하고  $L_1$ 과  $H_1+H_2$ 가 파장에 비해 아주 작다고 가정했을 때 즉,  $L_1 \ll \lambda, H_1+H_2 \ll \lambda$ 라고 했을 때 전계의  $\phi$ 성분을 구하면 식(5)와 같다.

$$E_{\phi} = E_{\phi x} + E_{\phi y}$$

$$\begin{aligned} &= j \frac{\eta J W}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \left( L_1 \frac{\pi (H_1 + H_2)}{\lambda} \sin \theta \sin^2 \phi \right. \\ &\quad \left. + L_1 \frac{\pi (H_1 + H_2)}{\lambda} \sin \theta \cos^2 \phi \right) \\ &\quad + \frac{\eta J W L_1}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \phi \\ &= j \frac{\eta J W L_1 \pi (H_1 + H_2)}{\lambda^2} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \\ &\quad + \frac{\eta J W L_1}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \phi \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $\eta$  : 자유 공간의 특성 임피던스

$\lambda$  : 자유 공간의 파장 길이

$k$  : 자유 공간의 전파 상수

$H_1$  : 복사 패치와 접지면사이의 높이

$L_1$  : 안테나의 전체 길이

용량을 장하시킨 대칭형 QMSA의 평행 평판으로부터 복사되는 복사 전계는  $\phi=0$ 일 때 식(6)과 같이 표현된다.

$$E_{\phi} = j \frac{\eta J W L_1 \pi (H_1 + H_2)}{\lambda^2} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \quad (6)$$

또한  $\theta=0$ 일 때 식(7)과 같이 표현된다

$$E_{\phi} = \frac{\eta J W L_1}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \phi \quad (7)$$

## 2. 전송 선로 모델 해석

마이크로스트립 안테나의 설계와 해석은 전송 선로 모델을 가장 폭넓게 활용하고 있으며 단순하고 정확한 것으로 알려지고 있다.  $\lambda/4$  복사 패치의 좌·우측에 용량을 장하한 대칭형 QMSA 구조는 복사 패치와 접지면 사이 그리고 복사 패치와 접지면을 접어 올린 좌·우측 평행평판 사이를 전송 선로로 생각할 수 있다. 설계·제작된 대칭형 QMSA의 전송 선로 모델은 그림 4와 같다.  $Y_{01}$ 은 복사 패치와 접지면을 접어 올린 좌·우측 평행 평판사이의 전송 선로( $L_4, L_6$ )에 대한 특성 어드미턴스이고  $Y_{02}$ 는 접지면과 복사 패치의 전송 선로( $L_3, L_5$ )에 대한 특성 어드미턴스이다 급전점은 복사 패치의 단락으로부터 동측 선로 특성 임피던스와 같게 실험적인 방법으로 전송 선로 길이  $L_3$ 에 위치시킨다. 그리고 복사 패치의 좌측 단락으로부터 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판과 복사 패치의 우측에 복사 패치가 접속되지 않도록 접어 올린 우측 평행 평판사이 좁

은 개구면으로 모델화한다. 모델화된 좁은 개구면은 복사 콘덕턴스 G와 복사 서셉턴스 B로 구성된다. 또한, 복사 패치의 좌측 단락으로부터 급전점까지 전송 선로 길이  $L_3$  변화에 따른 어드미턴스는  $Y_e$ 이고, 복사 패치의 단락으로부터 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판 전송 선로 길이  $L_6$  변화에 따른 어드미턴스는  $Y_a$ 이다. 좌측 평행 평판  $L_6$ 과 우측 평행 평판  $L_4$ 사이의 개구면에서 좌측 평행 평판쪽으로 바라본 어드미턴스는  $Y_b$ 이다. 복사 콘덕턴스 G와 복사 서셉턴스 B를 구성한 개구면으로부터 우측 평행 평판 전송 선로 길이  $L_4$  변화에 따른 어드미턴스는  $Y_c$ 이다. 복사 패치의 우측으로부터 급전점까지의 전송 선로 길이  $L_5$  변화에 따른 어드미턴스는  $Y_d$ 이다. 즉, 급전점에서 전송 선로의 오른쪽을 바라본 어드미턴스가  $Y_d$ 이므로 입력 어드미턴스  $Y_{in}$ 은 급전점에서 좌·우측을 바라보는 어드미턴스의 합 ( $Y_e+Y_d$ )이고 식(8)과 같이 나타낸다.

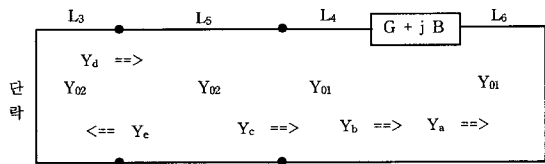


그림 4. 대칭형 QMSA의 전송 선로 모델  
Fig. 4. Transmission Line model of symmetric QMSA.

$$\begin{aligned}
 Y_a &= Y_{01} \frac{1}{j \tan \beta_6 L_6} \\
 Y_b &= \frac{1}{\frac{1}{G + jB} + \frac{1}{Y_a}} \\
 Y_c &= Y_{01} \frac{Y_b + j Y_{01} \tan \beta_4 L_4}{Y_{01} + j Y_b \tan \beta_4 L_4} \\
 Y_d &= Y_{02} \frac{Y_c + j Y_{02} \tan \beta_5 L_5}{Y_{02} + j Y_c \tan \beta_5 L_5} \\
 Y_e &= Y_{02} \frac{1}{j \tan \beta_3 L_3} \\
 Y_{in} &= Y_d + Y_e \tag{8}
 \end{aligned}$$

- 여기서 G : 복사 콘덕턴스
- B : 복사 서셉턴스
- $\beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6$ : 위상 정수
- $L_3$  : 급전점부터 좌측 접지면의 길이
- $L_4$  : 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판 길이
- $L_5$  : 급전점부터 우측 접지면의 길이
- $L_6$  : 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판 길이

IV. 실험 및 고찰

일반적인 QMSA는 접지면의 크기에 따라 전기력선의 미치는 범위가 제한되므로 이득이 크게 좌우되고 실제 안테나의 크기가 복사 패치의 크기보다 훨씬 큰 것으로 알려지고 있다. 그러나 설계·제작된 대칭형 QMSA는 복사 패치의 폭과 접지면의 폭이 같도록 소형화하고, 급전점의 좌측을 단락 시켜서 기존의 복사 패치의 길이보다 1/2 정도로 짧게 하였다. 또한 복사 패치의 끝에서 나타나는 전기력선의 미치는 범위가 제한 받지 않도록 급전점의 좌측 단락으로부터 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판과 복사 패치와 접촉되지 않도록 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판사이에 용량을 장하한다.

표 1. H<sub>2</sub> 변화에 따른 안테나 제원  
Table 1. Antenna parameter versus change of H<sub>2</sub>

구분	형태1[mm]	형태2[mm]
L <sub>1</sub>	27	27
L <sub>2</sub>	23	23
L <sub>3</sub>	14	14
L <sub>4</sub>	13.8	13.8
L <sub>5</sub>	13	13
L <sub>6</sub>	13.8	13.8
W	27	27
H <sub>1</sub>	1.575	1.575
H <sub>2</sub>	3.15	4.725
공진 주파수	2.5GHz	2.3203GHz
대역폭(%)	3.48	3.23

표 1과 같이 설계·제작된 대칭형 QMSA에서 H<sub>2</sub>의 높이를 다르게 한 안테나 형태의 반사손실 특성 비교는 그림 5와 같다. H<sub>2</sub>=3.15mm의 높이를 갖는 안테나(형태1)는 공진 주파수가 2.5GHz이고 대역폭이 3.48%이다. 그리고 H<sub>2</sub>=4.725mm의 높이를 갖는 안테나(형태2)는 공진 주파수가 2.3203GHz이고 대역폭은 3.23%이다. 따라서 H<sub>2</sub>의 높이가 높을수록 낮은 주파수를 갖고 있음을 확인할 수 있고 안테나 전체 길이를 줄일 수 있지만 대역폭이 좁아진다.

또한, 표 1의 H<sub>2</sub>=3.15mm의 높이를 갖는 안테나(형태1)에서 매칭이 정확하지 않은 상태로 L<sub>4</sub>의 변화에 따른 공진 주파수 변화는 그림 6과 같다. 급전점의 좌측

단락으로부터 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판과 복사패치와 접속되지 않도록 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판 사이에 용량을 장하하는 위치가 좌측 단락에 가까울수록 공진 주파수가 높아짐을 알 수 있다.

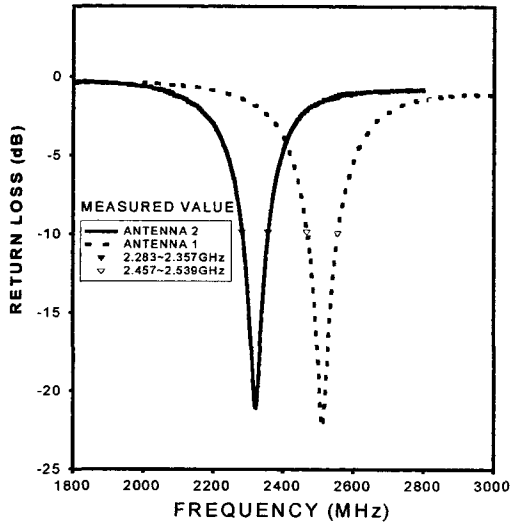


그림 5. 대칭형 QMSA의 반사손실 비교  
Fig. 5. Return loss comparison of symmetric QMSA.

표 2.  $L_3$  변화에 따른 안테나 제원  
Table 2. Antenna parameter versus change of  $L_3$ .

구분	형태3[mm]	형태4[mm]	형태5[mm]
$L_1$	36	36	36
$L_2$	34	34	34
$L_3$	14	21	28
$L_4$	20	20	20
$L_5$	22	15	8
$L_6$	15.8	15.8	15.8
$W$	26	26	26
$H_1$	1.575	1.575	1.575
$H_2$	3.15	3.15	3.15
공진 주파수	1.9883GHz	1.9983GHz	1.9881GHz
대역폭(%)	2.90	3.81	4.83

그리고 표 2와 같이 설계·제작된 대칭형 QMSA에서 급전점의 위치변화에 따른 공진 주파수 변화와 대역폭의 변화는 그림 7과 같다. 급전점이 좌측 단락으로부터 멀어질수록 대역폭은 증가하고 공진 주파수는

거의 변화가 없다. 따라서 복사패턴을 측정하기 위한 최적화된 대칭형 QMSA의 각부 척도를 표 3과 같이 결정했다. 기판은 유전율  $\epsilon_r=2.55$ , 유전체 두께  $H_1=1.575\text{mm}$ ,  $H_2=H_1*2=3.15\text{mm}$ 의 테프론 기판을 사용하였고, 폭  $W$ 는 입력 임피던스와 이득에 관계되고 이득이 최대가 되도록 25mm를 선택하였다.  $L_4$ 는 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판이고 복사패치( $L_2$ )와 접속되지 않도록 우측에 3mm 간격을 두었다. 그리고  $L_6$ 는 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판이고 복사패치( $L_2$ )와 단락되어 있다.

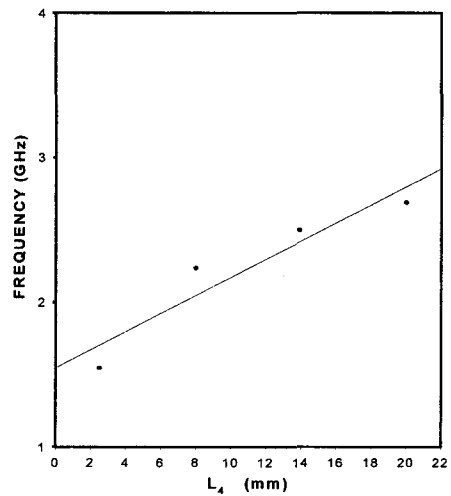


그림 6.  $L_4$ 의 변화에 따른 공진 주파수  
Fig. 6. Resonant frequency versus change of length  $L_4$ .

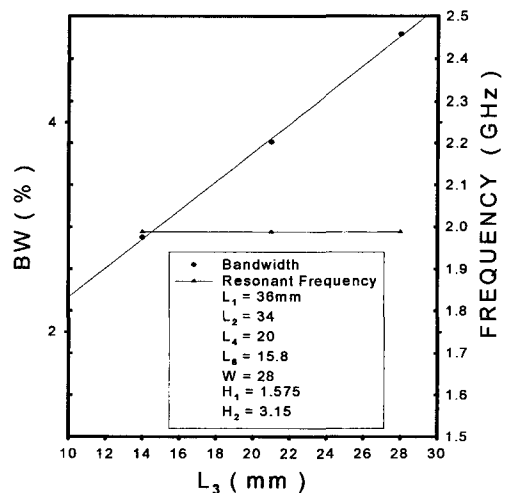


그림 7.  $L_3$  변화에 따른 공진 주파수 및 대역폭  
Fig. 7. The resonant frequency and bandwidth versus change of length  $L_3$ .

표 3. 설계된 대칭형 QMSA의 제원  
Table 3. Parameter of designed symmetric type with QMSA

구분	길이(mm)	구분	길이(mm)
L <sub>1</sub>	22	L <sub>6</sub>	10.8
L <sub>2</sub>	19	W	25
L <sub>3</sub>	10	H1	1.575
L <sub>4</sub>	10.8	H2	3.15
L <sub>5</sub>	12		

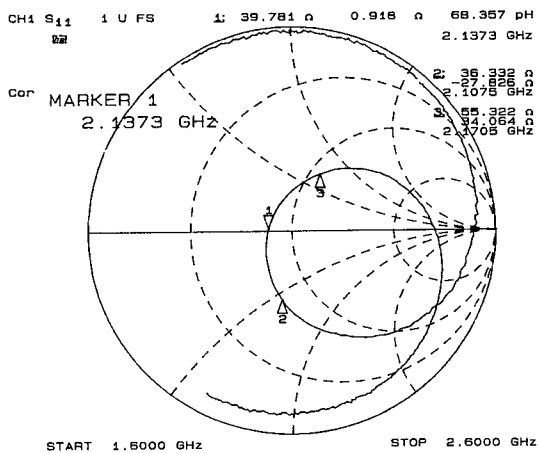


그림 8. 대칭형 QMSA의 입력 임피던스  
Fig. 8. Input impedance of symmetric QMSA.

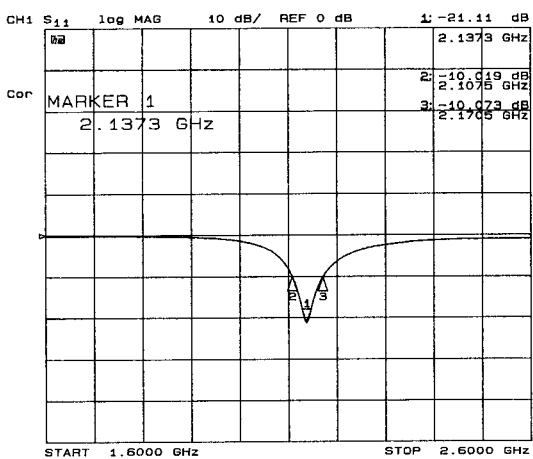


그림 9. 대칭형 QMSA의 반사손실 특성  
Fig. 9. Return loss characteristics of symmetric QMSA.

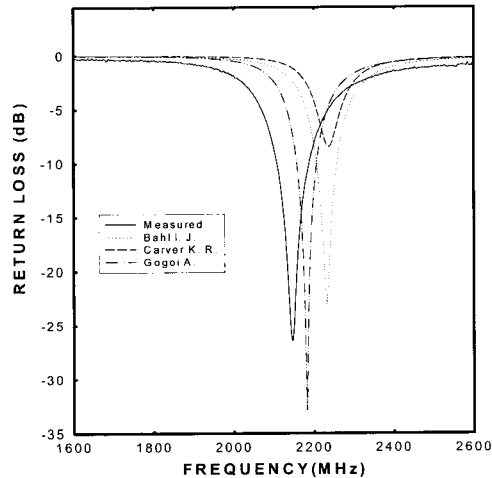


그림 10. 대칭형 QMSA의 계산된 반사손실 특성  
Fig. 10. Return loss characteristics of calculated symmetric QMSA.

설계·제작된 대칭형 QMSA는 접지면을 접어 올린 좌·우측 평행 평판사이에 용량을 장하 함으로서 일반적인 MSA의 복사 패치의 끝에서 나타나는 전기력선의 미치는 범위가 제한 받지 않도록 설계되었다. 설계·제작된 표 3의 안테나 적도로 측정된 입력 임피던스는 그림 8과 같고 반사손실 특성은 그림 9와 같다.

측정에서 얻어진 공진 주파수는 2.1373GHz이고 반사손실은 21.11dB이다. 반사손실 -10dB 대역폭은 2.95%를 얻었다. 또한 Bahl I. J.<sup>[7]</sup>, A. Gogoi<sup>[11]</sup>, K. R. Carver<sup>[8]</sup>가 보고한, 복사하는 끝(Edge)의 좁은 슬롯에 대한 복사 콘덕턴스 G와 복사 서셉턴스 B의 수식은 전송 선로 모델 해석에 폭넓게 활용되고 있으나 공진 주파수가 약간씩 다르다.

본 논문에서는 A. Gogoi가 보고한 복사 콘덕턴스 G와 복사 서셉턴스 B의 수식에 의한 전송 선로 모델 해석의 계산치가 측정치와 매우 양호하게 일치되었고 그림 10과 같다.

그림 11의 (a)는 송신 안테나가 수평 편파일 경우 XY면의 복사 특성도이고, 그림 11의 (b)는 송신 안테나가 수평 편파일 경우 YZ면의 복사 특성도이며, 그림 11의 (c)(d)는 송신 안테나가 수직·수평 편파를 각각 전파했을 경우 ZX면의 복사 특성도이다. 안테나는 수직·수평 양편파 특성이 얻어지고 있기 때문에 실내 통신에서 정재파 분포의 최소점의 저수신 감도를 해결하는 휴대용 무선 장비의 소형 안테나로서 유용하다고 생각된다.

또한 QMSA의 변형된 비대칭형 QMSA와 대칭형 QMSA의 특성 비교는 비대칭형 QMSA의 상대적 이득과 같이 설계·제작된 대칭형 QMSA의 상대적 이득이 -8dB이고, 비대칭형 QMSA의 대역폭<sup>[4]</sup>이 1%에 비해 설계·제작된 대칭형 QMSA의 대역폭이 2.95%로 보다 개선되었다.

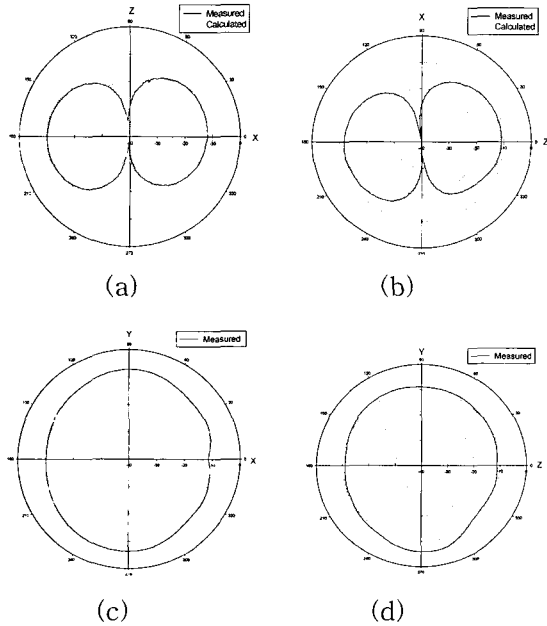


그림 11. 설계된 대칭형 QMSA의 복사패턴  
(a) XY면 (b) YZ면 (c) ZX면(수직편파)  
(d) ZX면(수평편파)

Fig. 11. Radiation pattern of designed symmetric type with QMSA.

- (a) XY Plane (b) YZ Plane  
(c) ZX Plane(vertical propagation)  
(d) ZX Plane(horizontal propagation)

## V. 결 론

안테나 기술은 이동 통신 기술 발전과 더불어 크게 진보하고 있으며, 이동 통신 시스템의 동작을 속박하거나 향상시킬 수 있다는 새로운 인식이 폭 넓게 자리 잡아가고 있다. 현재 많은 연구가 이루어지고 있는 MSA의 경우 개별 소자 자체가 공진형 또는 구조적으로 배열 형태를 이루고 있고 접지면이 작을 때 이득이 감소하고 소형화하는데 어려움이 있다 따라서 이동체 수신 시스템에 부착하기 위한 MSA 설계는 소형화를

위한 새로운 구조가 필요하다.

본 논문에서는 접지면과 패치 폭이 같도록 하여 소형화하고 복사 패치의 끝에서 나타나는 전기력선의 미치는 범위가 제한 받지 않도록 급전점의 좌측 단락으로부터 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판과 복사패치와 접속되지 않도록 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판 사이에 용량을 장하한 새로운 미소 루프 구조의 대칭형 QMSA를 제안했다 제안된 안테나의 복사 특성은 수직·수평 양편파 특성을 가지고 있음을 측정하고 대칭형 QMSA의 해석치와 양호하게 일치함을 보였다. 따라서 복잡한 도시 환경에서 전계 강도가 최저 위치에서 자계 강도가 최대가 되기 때문에 탑재된 안테나가 멀티패스로 간섭으로 생기는 정재파의 최소점 위치에서 저수신 감도를 해결할 수 있는 수직·수평 양편파 복사 특성을 갖는 안테나로 사려된다.

MSA의 가장 단순한 모델인 전송 선로 모델의 해석은 여러 연구자들이 보고한 개구면의 복사 콘덕턴스와 복사 서셉턴스가 약간씩 다르지만 본 논문에서 설계·제작한 안테나의 경우 그라운드판의 폭과 복사 패치 폭이 같은 기존의 MSA와 다르기 때문에 A. Gogoi가 보고한 복사 콘덕턴스 G와 복사 서셉턴스 B의 수식에 의한 전송 선로 모델 해석의 반사손실 계산치와 측정치가 매우 양호하게 일치함을 보였다.

또한, QMSA의 변형인 비대칭형 QMSA와 비교해서 대칭형 QMSA의 이득은 거의 같고 대역폭이 약 2.95배 개선됨을 알 수 있다. 그리고 안테나의 두께를 변화시킨다면 안테나의 전체 길이를 더욱 소형화할 수 있을 것으로 생각되고 대역폭을 개선할 수는 있으나 기준 다이폴 안테나와 같은 이득을 갖도록 하는 것이 앞으로의 연구 과제이다. 그리고 급전점의 좌측 단락으로부터 접지면을 접어 올린 좌측 평행 평판과 복사패치와 접속되지 않도록 접지면을 접어 올린 우측 평행 평판 사이에 용량을 장하한 위치에 따라 더욱 주파수를 낮게 할 수 있으므로 더욱더 소형화가 가능하나 누설 전류가 흐르는 것을 막는 방법에 대한 연구가 필요하다고 본다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. R. James, P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas", IEE Electronmagnetic Wave Series28, pp.1093-1105, 1989.

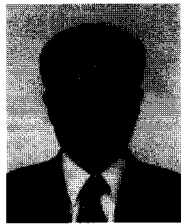


- [2] 森下 久, 藤本京平, 平澤一絃, “放射パッチとグランド板が同じ幅の方形マイクロストリップ アンテナの特性解析”, 信學會(B), no. 11, pp. 1274-1277(昭63-11)
- [3] 高永赫, 長谷部望, “容量裝荷小型マイクロストリップ アンテナ”, 日本大學理工學部學術講演論文集, No.38, pp.193-194, 1994
- [4] 高永赫, 金在玟, 李鍾岳, “이동체 통신용 안테나에 관한 연구”, 韓國電磁波學會, Vol. 7, No.4, pp.139-146, 1996
- [5] 高永赫, 박수봉, 류현, “미소 루프 마이크로스트립 안테나”, 韓國電磁波學會, Vol. 8, No. 4, pp. 356-362, 1997
- [6] 김대중, 문명호, 김갑기, 이종악 “이동 통신용 마이크로스트립 안테나의 대역 개선에 관한 연구”, 韓國電磁波學會, Vol. 9, No.1, pp.8-15, 1998
- [7] I. J Bahl, P. Bhartia, “Microstrip antenna”, Artech House, pp. 48-56, 1982.
- [8] K. R. Carver, “A Model expansion theory for the microstrip antenna”, IEEE AP-Symp. Digest, pp. 130-133, 1979.

---

 저 자 소 개
 

---



高永赫(正會員)

1981년 2월 : 건국대학교 전자공학과 졸업(학사). 1983년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1990년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1981년 3월~1983년 2월 : 건국대학교 전자공학과 조교 1994년 7월~1995년 6월 : 니혼대학교 전자공학과 Post-Doc. 1990년 3월~현재 : 동신대학교 정보통신공학과 부교수. 주관심분야는 이동체 안테나 설계, 초고주파 회로 설계