

2 GHz대 마이크로스트립 안테나 설계에 관한 연구

A Study on the Design of Microstrip Antenna in 2 GHz Band

고 영 혁

Young-Hyuk Ko

요 약

본 논문에서는 QMSA에 전기력선의 제한이 없도록 용량을 장하한 변형된 QMSA를 설계했다. 설계·제작된 안테나는 2.0 GHz의 중심 주파수에서 5.7%의 대역폭을 갖고, 임의의 급전점 변화에 따라 대역폭과 공진 주파수의 변화를 보였다. 용량을 장하하기 위한 좌·우측 평행 평판사이 넓은 슬롯폭의 크기는 매우 넓은 대역폭을 갖기 때문에 광대역 통신 시스템에 응용될 수 있다. 설계된 안테나의 방사 패턴 특성은 다이폴 구조와 개구면 구조 해석법을 기초로 하였다. 계산 결과, 상대적인 후방 방사는 -5 dB 정도였다.

Abstract

In this paper, the transformed QMSA to load a capacitor without limitation of the electric force on QMSA(Quarter-wavelength Microstrip Antenna) is designed. Bandwidth of the designed and manufactured antenna is 5.7% at the resonant frequency of 2.0 GHz and the resonant frequency and bandwidth versus change of any arbitrary feed point is observed. Since the size of wide slot width between the left and right parallel plate to load a capacitor is very wide bandwidth, will be suitable for very wide bandwidth communication. The radiation pattern characteristics of the designed antenna based on the dipole structure and the aperture structure analysis method. As calculation results, relative backward radation is -5 dB.

I. 서 론

현재 이동 통신에서 주로 사용되고 있는 주파수는 150 MHz~900 MHz 대역에서 활용하고 있으나 이동 통신에 대한 수요의 급증으로 용량이 부족하여 1~3 GHz 대역의 준 마이크로파대가 활용될 예정이다. 준 마이크로파대의 활용은 이미 PCS가 1.7 GHz~1.8 GHz 대역에서 상용화되고 있으며

앞으로 2000년대에는 통화 지역이 전세계 어느 지역에서나 가능한 GMPCS(1.6 GHz), IMT2000(2 GHz) 등의 차세대 이동 통신 시스템에도 활용될 예정이다. 이와 같이 급속히 발전하고 있는 휴대전화기는 소형화 및 고급화됨에 따라 정보통신의 출입문인 안테나의 역할이 크게 대두되고 있다. 마이크로스트립 안테나는 유전율이 낮을수록 효율이 좋고 기판이 두꺼울수록 효율이 좋다. 그리고 주파

「이 논문은 1998년도 동신대학교 학술 연구비에 의하여 연구되었음.」

동신대학교 정보통신공학과(Dept. of Information & Communication Eng., Dongshin University)

· 논문 번호 : 980820-076

· 수정완료일자 : 1998년 12월 8일

수가 낮을 경우 효율이 낮고, 주파수가 높을 경우 효율이 높기 때문에 준 마이크로파대역과 같은 높은 주파수에서 소형화 제약 조건을 만족할 수 있는 필연적인 안테나이다.

마이크로스트립의 방사소자에 대한 개념은 1953년 Dechamps에 의해서 처음으로 제안되었고, 이론적 모델이 개발된 실질적인 안테나는 1970년 경에 Howell과 Munson에 의해서 만들어졌다.

일반적인 마이크로스트립 안테나는 넓은 그라운드판 위에 공진 길이가 $\lambda/2$ 인 패치가 공진 형태를 이루고 있으며 구조적으로 어레이 형태를 취하고 있다. 그리고 급전점의 좌·우측에 패치와 그라운드판사이 전기력선이 형성되기 때문에 급전점의 좌·우측 그라운드판을 짧게 하는 경우 전기력선 형성에 제한을 받게 되고 그에 따라 이득이 떨어지는 결과를 초래하여 소형화에 어려움이 있다. 따라서 그 후 일본 NTT에서는 넓은 그라운드판 위에 일반적인 마이크로스트립 안테나의 패치 공진 길이가 $1/2$ 인 $\lambda/4$ 의 패치 형태를 이루고 있고, 급전점의 좌·우측 중에서 한쪽을 패치와 그라운드판 사이에 단락 핀을 세운 판상 역 F형 안테나를 개발했다. 그러나 일반적인 마이크로스트립 안테나에 비해 공진 길이가 $1/2$ 이기 때문에 그라운드판을 $1/2$ 로 줄일 수는 있지만 판상 역 F형 안테나도 휴대용 무선 단말기에 부착시 그라운드판의 크기에 따라 공진 주파수의 변동 등 여러 가지 어려움이 있다.

1988년에는 패치의 폭과 그라운드판의 폭이 같게 하여 소형화하고, 일반적인 마이크로스트립 안테나의 패치 공진 길이가 $1/2$ 인 $\lambda/4$ 의 패치 형태를 이루고 있으며, 급전점의 좌·우측 중에 한쪽을 그라운드판과 패치를 단락시켜서 단락된 부분은 그라운드판을 필요없게 함으로써 더욱 소형화한 QMSA^[1](Quarter-wavelength Microstrip Antenna)를 제안했다. 그러나 급전점의 다른 한쪽은 패치와 그라운드판 사이에 전기력선이 형성되어 그라운드판이 짧을 경우 전기력선 형성에 제한을 받게 되

고 그에 따라 이득이 떨어지는 단점을 가지고 있다.

본 논문은 목적으로 하는 중심 주파수를 2.0 GHz로 하고 QMSA에 용량을 장하^{[2]~[5]}함으로써 그라운드판이 전기력선 형성에 제한 받지 않도록 변형된 QMSA를 설계·제작했다.

변형된 QMSA 구조^[6]는 휴대 전화기에 부착될 때 인체의 악영향을 줄이고 저수신 감도를 해결할 수 있도록 그라운드판 쪽보다 스롯 방향 쪽으로 4 dB 정도 이득이 크고, 기준 다이폴 안테나보다 스롯 방향으로 최대 전계가 1 dB 정도 이득이 큰 방사 패턴을 갖도록 설계·제작되었다. 그리고 좌·우측 평행 평판을 단락시킨 다이폴 구조와 좌·우측 평행 평판사이 용량을 장하한 개구면 구조에 대한 합성 전계의 정규화된 방사 패턴 해석 결과 치는 H면 전계 패턴이 거의 무지향성이고 후방에서 -5 dB 정도의 방사가 일어나므로 측정된 방사 패턴과 흡사함을 보였다.

또한 정확한 공진 주파수를 찾을 수 있도록 전송 선로 모델에 의한 해석을 하였으며 계산치 및 측정치의 리턴로스가 매우 양호하게 일치함을 보였고, 설계·제작된 안테나의 급전점을 변화시킨 측정치가 광대역성과 소형화할 수 있음을 비교·평가했다.

II. 소형화된 MSA 구조

2-1 QMSA 구조

대부분의 구형 마이크로스트립 안테나는 유전체의 한쪽에 방사 소자를 갖고 다른쪽에 동축 선로에 의해서 급전하는 방법과 방사 소자에 마이크로스트립 선로에 의해서 급전되는 방법이 있다. 구형 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스는 일반적으로 50Ω 급전 선로 임피던스와 다르기 때문에 구형 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스가 50Ω 이 되는 급전점에 정합되도록 한다. 동축 선로의

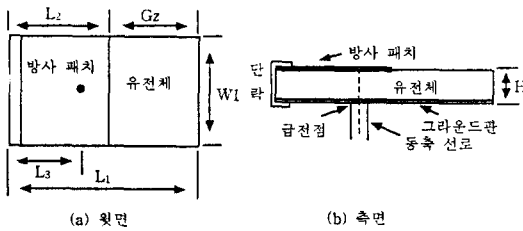


그림 1. QMSA 구조 a) 윗면 b) 측면
Fig. 1. QMSA structure. a) Top View b) Side View

급전 방법은 동축 선로의 외부 도체를 그라운드판에 접속되지 않도록 유전체를 통과하여 방사 패치에 접속시킨다. 마이크로스트립 방사 소자는 낮은 손실을 갖는 전송 선로에 의해서 분리된 두 개의 개구면 구조이지만 QMSA^[1]는 그림 1과 같이 방사 패치의 한쪽 끝이 전기적으로 단락된 $\lambda/4$ 구형 패치 안테나이다. 기존의 $\lambda/4$ 패치 안테나와는 다르게 방사 패치의 한쪽은 그라운드판이 방사 패치와 같은 폭으로 자름으로써 소형화하고, 급전점의 좌측은 방사 패치와 그라운드판을 단락 시키므로써 더욱 소형화한 안테나이다. 그림 1에서 보인바와 같이 방사 패치의 길이를 L_2 로 하고, 급전점 우측의 Gz 길이는 방사 패치와 그라운드판 사이의 개구면으로 전기력선이 미치는 범위를 결정한다. 따라서 급전점 우측의 Gz 길이가 짧은 경우 전기력선이 미치는 범위가 짧게 되고 이득이 떨어진다. 또한, 같은 Gz 길이에 대해서 유전체의 유전율이 낮을수록 이득이 크고, 안테나 전체 길이(L_1)가 길어 질수록 이득이 크다^[7]. 그리고 패치 폭 W 는 공진 주파수의 $\lambda/2$ 근처에서 이득이 최대가 된다.

2-2 변형된 QMSA 구조

현재 많은 연구가 이루어지고 있는 QMSA의 경우 급전점의 좌측은 단락되어 있고, 우측은 방사 패치와 그라운드판 사이 전기력선이 형성된다. 그라운드판을 짧게하는 경우 전기력선 형성에 제한

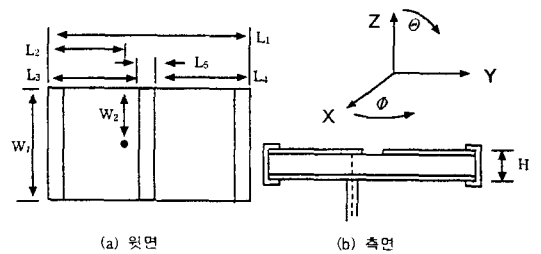


그림 2. 변형된 QMSA 구조 a) 윗면 b) 측면
Fig. 2. Transformed QMSA structure. a) Top View b) Side View

을 받게 되어 이득이 떨어지는 결과를 초래하여 소형화에 어려움이 있다. 따라서 이동체 수신 시스템에 부착하기 위해 QMSA의 우측 그라운드판을 접어들려 용량을 구성시켰다^[6].

설계된 안테나 구조는 그림 2와 같으며 폭 W , 길이 L_2 의 좌측 평행 평판과 길이 L_1 의 그라운드판을 급전점 좌측에서 단락시키고, 그라운드판 우측과 길이 L_4 의 우측 평행 평판을 단락시킨다. 그리고 좌측 평행 평판과 우측 평행 평판 사이 용량을 구성시켰다.

설계된 안테나는 그라운드판이 우측 평행 평판과 단락되어 있기 때문에 그라운드판을 줄일 수 있어서 소형화 할 수 있다. 좌측 평행 평판(L_3)과 우측 평행 평판(L_4) 사이 간격이 크면 용량이 작고, 좌측 평행 평판과 우측 평행 평판사이 간격이 작으면 용량이 크다. 그리고 좌측 평행 평판과 우측 평행 평판 사이 용량을 구성시킴으로서 용량의 크기에 따라 더욱 더 소형화할 수 있다.

III. 변형된 QMSA 구조 해석

3-1 전송 선로 모델 해석

마이크로스트립 안테나는 마이크로스트립 전송 선로의 이론^{[8],[9]}을 토대로 한 구조이다. 따라서 마이크로스트립 안테나의 설계와 해석은 전송 선로 모델을 폭넓게 활용하고 있으며 단순하고 정확한

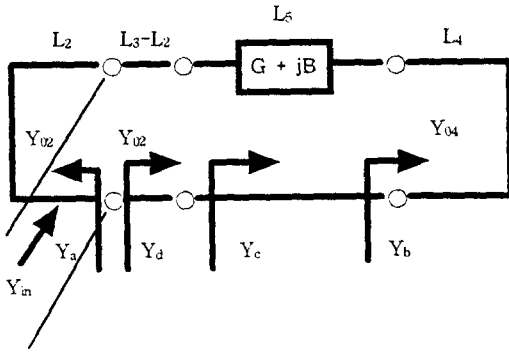


그림 3. 전송선로 모델

Fig. 3. Transmission line model.

것으로 알려져 있다. 설계·제작된 안테나의 전송선로 모델은 그림 3과 같다. Y_{02} 는 그라운드판과 방사 패치사이의 전송선로(L_2 , L_3-L_2)에 대한 특성 어드미턴스이고, Y_{04} 는 그라운드판과 그라운드판을 접어올린 우측 평행 평판 사이의 전송선로(L_4)에 대한 특성 어드미턴스이다. 급전점은 단락으로부터 L_2 에 위치하고, 방사하는 좁은 슬롯(Slot)은 방사 패치와 그라운드판을 접어올린 우측 평행 평판사이 위치하며 좁은 슬롯의 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 를 구성한다. 급전점의 좌측에 단락 회로는 병렬 서셉턴스 Y_d 가 존재하고 식 (1)과 같으며, 급전점의 우측에 그라운드판을 접어올린 단락 회로는 병렬 서셉턴스 Y_b 가 존재하고 식 (2)와 같다. 급전점으로부터 전송선로의 우측을 바라볼 때 어드미턴스 Y_d 는 식 (4)와 같고, 입력 어드미턴스는 급전점의 좌·우측의 어드미턴스를 합한 것과 같으며 식 (5)와 같다.

$$Y_a = Y_{02} \frac{1}{j \tan \beta_2 L_2} \quad (1)$$

$$Y_b = Y_{05} \frac{1}{j \tan \beta_5 L_5} \quad (2)$$

$$Y_c = Y_b + \frac{1}{G + jB} \quad (3)$$

$$Y_d = Y_{02} \frac{Y_c + j Y_{02} \tan \beta_3 L_3}{Y_{02} + j Y_c \tan \beta_3 L_3} \quad (4)$$

$$Y_{in} = Y_a + Y_d \quad (5)$$

여기서

G : 방사 콘덕턴스

B : 방사 서셉턴스

L_2 : 단락부터 급전점까지의 거리

$L_3 - L_2$: 방사 슬롯부터 급전점까지의 거리

L_4 : 그라운드판을 접어올린 우측 평행 평판

$\beta_2, \beta_3, \beta_5$: 위상 정수

3-2 방사 패턴 해석

변형된 QMSA의 해석은 좌·우측 평행 평판과 그라운드판 사이의 슬롯이 파장의 길이에 비해 상대적으로 짧기 때문에 급전점의 좌·우측을 단락시킨 다이폴의 해석과 좌·우측 평행 평판사이 용량을 장하한 개구면 해석을 절충한 해석 방법을 취하였다.

3-2-1 다이폴 해석

그림 2와 같이 급전점의 좌·우측을 단락시킨 개구면에 걸린 전압은 양끝이 0이 되는 정현파로 식 (6)과 같이 가정할 수 있다.

$$V_z(y) = V_m \sin \left[k \left(\frac{L_1}{2} - |y| \right) \right] \quad (6)$$

$$|y| \leq \frac{L_1}{2}$$

개구면(H)은 파장에 비해 상대적으로 짧기 때문에 다이폴 안테나와 같은 정현파의 전압을 식 (7)과 같이 삼각형으로 분포된 전압으로 생각할 수 있다.

$$V_z(y) = \frac{2V_m}{L_1} \left(\frac{L_1}{2} - |y| \right) \quad (7)$$

용량을 장하시킨 MSA는 좌표계를 안테나 중심

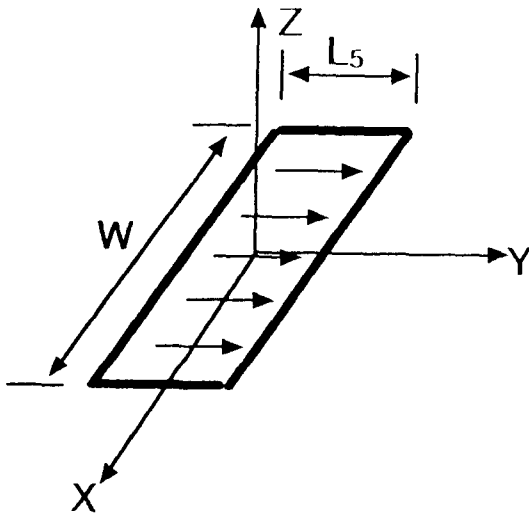


그림 4. 용량을 장하한 개구면
Fig. 4. Capacitor loaded aperture of transformed QMSA.

에 일치시키고 벡터 포텐셜에 의한 원방계에서의 전개 성분을 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\theta} = j \frac{k V_m L_1 H}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \quad (8)$$

여기서 k : 자유 공간의 전파상수
 L_1 : 안테나의 전체 길이
 H : 평행 평판과 그라운드판 사이의 높이

3-2-2 개구면 해석

변형된 QMSA의 용량을 장하한 좌·우측 평행 평판 사이는 그림 4와 같은 개구면을 갖고, 전개·자계 분포와 전류 밀도 J_s , 자유 밀도 M_s 는 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} E_a &= a_y E_0 & -\frac{W}{2} \leq X \leq \frac{W}{2} \\ H_a &= -a_x \frac{E_0}{\eta} & -\frac{L_5}{2} \leq Y \leq \frac{L_5}{2} \\ M_s &= -\eta \times E_a & -\frac{W}{2} \leq X \leq \frac{W}{2} \end{aligned}$$

$$J_s = n \times H_a \quad -\frac{L_5}{2} \leq Y \leq \frac{L_5}{2} \quad (9)$$

n 은 개구면에 대해서 외향의 단위 법선 벡터 성분이고, E_a 는 개구면에 대해서 접선 방향의 전개이며, 개구면의 두께가 파장의 길이에 비해 매우 짧기 때문에 Y방향에 일정하다. 이때 원방계에서 전개는 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= j \frac{k W E_0 L_5}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \Phi (1 + \cos \Theta) \\ &\quad \cdot \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Y}{Y} \\ E_{\phi} &= j \frac{k W E_0 L_5}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \Phi (1 + \cos \Theta) \\ &\quad \cdot \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Y}{Y} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서

$$\begin{aligned} X &= \frac{k W}{2} \sin \Theta \cos \Phi \\ Y &= \frac{k L_5}{2} \sin \Theta \sin \Phi \end{aligned}$$

3-2-3 합성 전개

좌·우측 평행 평판을 단락시킨 다이폴 구조와 좌·우측 평행 평판 사이 용량을 장하한 개구면 구조의 합성 전개에서 $E_0 = V_m / L_5$ 로 할 때 E면($\Theta=0, \Phi = \pi/2$)과 H면($\Theta=0, \Phi=0$)은 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= j \frac{k V_m L_1 H}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \\ &\quad + j \frac{k W V_m}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \Phi (1 + \cos \Theta) \\ &\quad \cdot \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Y}{Y} \\ E_{\phi} &= j \frac{k V_m L_1 H}{4\pi r} e^{-jkr} \end{aligned}$$

$$+ j \frac{kWV_m}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \Phi (1 + \cos \Theta)$$

$$\cdot \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Y}{Y} \quad (11)$$

IV. 실험 및 고찰

4-1 QMSA 제작 및 특성 평가

QMSA는 기존의 $\lambda/4$ 패치 안테나와는 다르게 패치의 한쪽을 그라운드판이 방사 패치와 같은 폭으로 자름으로써 소형화하고, 급전점의 좌측을 방사 패치와 그라운드판을 단락 시킴으로써 더욱 소형화한 안테나이다. 그림 1에서 보인 바와 같이 급전점 우측의 G_2 길이는 방사 패치와 그라운드판 사이의 개구면으로 전기력선이 미치는 범위를 결정한다. 따라서 급전점 우측의 G_2 길이가 짧은 경우 전기력선이 미치는 범위가 짧게 되고 이득이 떨어진다. 또한, 같은 G_2 길이에 대해서 유전체의 유전율이 낮을수록 이득이 크고, 안테나 전체 길이가 길어질수록 이득이 크다. 그리고 패치 폭 W_1 은 공진 주파수의 $\lambda/2$ 근처에서 이득이 최대가 된다.

기판의 유전율 $\epsilon_r=2.55$, 두께 $H_1=1.575$ mm의 테프론 기판을 사용하여 설계·제작된 QMSA의 척도는 표 1과 같다. 설계·제작된 QMSA의 리턴로스 특성은 그림 5와 같이 측정되었다. 또한 설계

표 1. QMSA의 제원

Table 1. Parameter of QMSA.

안테나 구조	설계된 안테나
L_1	53 mm
L_2	21 mm
L_3	9 mm
W	30 mm
H	3.0 mm
공진 주파수	2.0 GHz
대역 폭	8.25 %

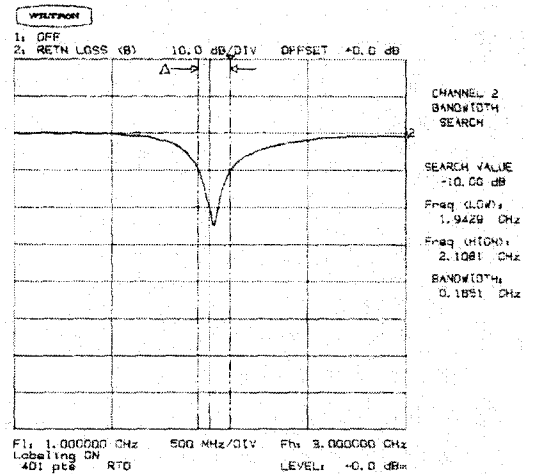


그림 5. QMSA의 리턴로스
Fig. 5. Return loss of QMSA.

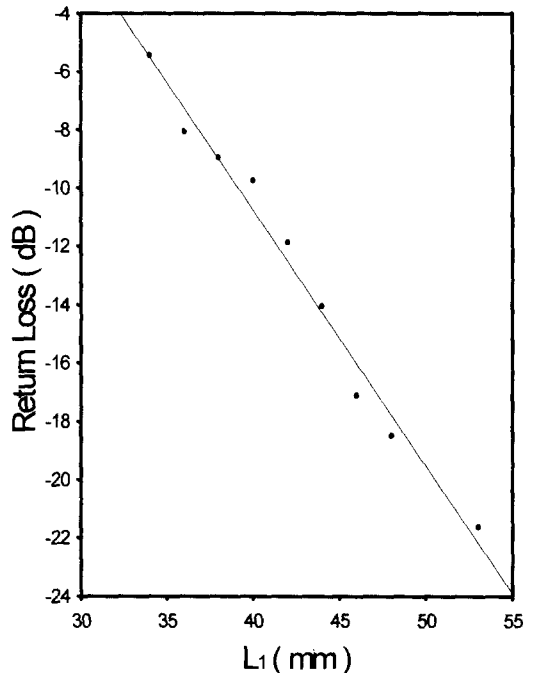


그림 6. L_1 변화에 따른 QMSA 리턴로스 특성
Fig. 6. Return loss characteristic of QMSA versus change of L_1 .

· 제작된 QMSA의 척도에서 전체 길이 L_1 의 변화

에 따른 공진 주파수의 리턴로스 변화는 그림 6과 같다. L_1 의 길이가 짧을수록 전기력선의 미치는 범위가 좁아지고 급전점 좌측의 개구면이 좁아지므로 이득이 떨어질 수밖에 없다. 또한 QMSA의 대역폭은 8.25 %이다.

4-2 변형된 QMSA 제작 및 특성 평가

변형된 QMSA 구조의 특성 고찰을 위해서 사용된 기판은 유전율 $\epsilon_r=2.55$ 이고, 동판의 두께(H)가 3 mm인 테프론에 양면 도체를 입힌 것을 사용하였다. 급전점의 변화에 따른 대역폭과 공진주파수의 변화는 그림 7, 그림 8과 같고, 급전점의 위치 즉, 폭 $W_2 = 7\text{ mm}$ 로 고정시키고 길이 L_2 의 변화에 따른 특성 고찰에서 길이 L_2 (단락으로부터 급전점까지의 길이)가 길수록 대역폭이 좁고 공진 주파수가 약간 증가한다. 또한 길이 $L_2=14\text{ mm}$ 로 고정시키고 폭 W_2 의 길이 변화에서 폭 W_2 의 길이

가 길수록 대역폭이 약간 감소하고 공진 주파수도 약간 감소한다.

방사 패치 길이(L_3)를 고정시키고 우측 평행 평판 길이(L_4)를 길게 하면 용량을 장하하는 간격이 좁게되어 큰용량을 장하하게 되고 공진 주파수와 대역폭이 낮게됨을 그림 9에서 보였다. 그리고 우측 평행 평판 길이(L_4)를 고정시키고 방사 패치 길이(L_3)를 증가 시키면 대역폭이 증가하다가 감소하고 공진 주파수가 약간 감소하다가 증가함을 그림 10에서 보였다. 방사 패치 길이가 증가할 때 용량을 장하하는 좌·우측 평행 평판사이 간격이 좁게되고 큰용량을 장하하게 되지만 그림 11의 리턴로스 특성과 같이 대역폭이 감소하고 공진 주파수가 증가하는 것은 방사 패치 길이에 따라 급전점의 위치가 완전한 공진 상태로 고려되지 않았기 때문이다. 따라서 방사 패치 길이를 길게 하고 좌·우측 평행 평판사이 간격을 넓게 하여 그림 12의 리턴로스 특성에서 보였듯이 대역폭이 18.50 %

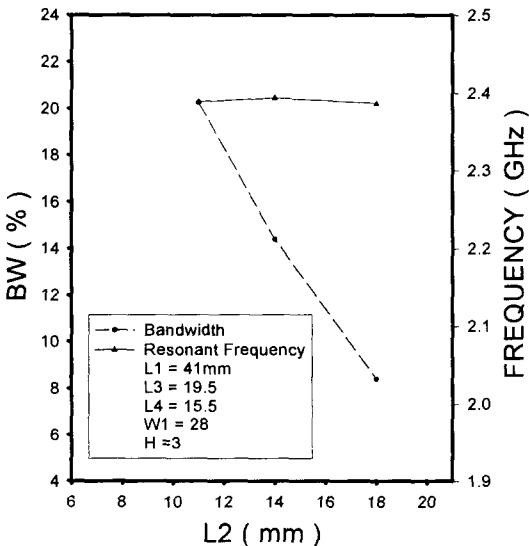


그림 7. L_2 변화에 따른 변형된 QMSA의 공진 주파수 및 대역폭($W_2=7\text{ mm}$)

Fig. 7. The resonant frequency and bandwidth of transformed QMSA versus change length L_2 ($W_2=7\text{ mm}$).

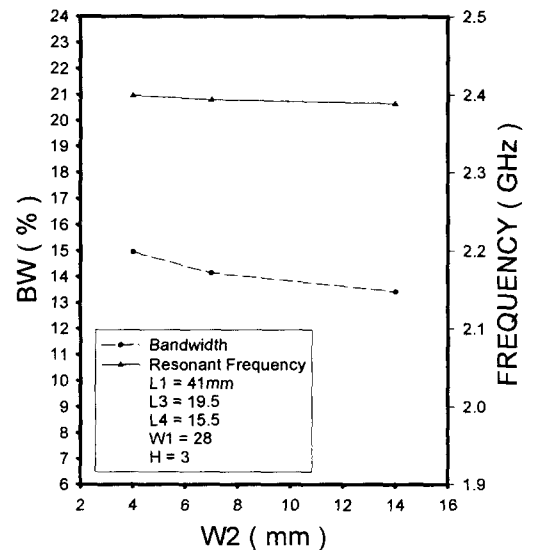


그림 8. W_2 변화에 따른 변형된 QMSA의 리턴로스 ($L_2=14\text{ mm}$)

Fig. 8. The resonant frequency and bandwidth of transformed QMSA versus change length W_2 ($L_2=14\text{ mm}$).

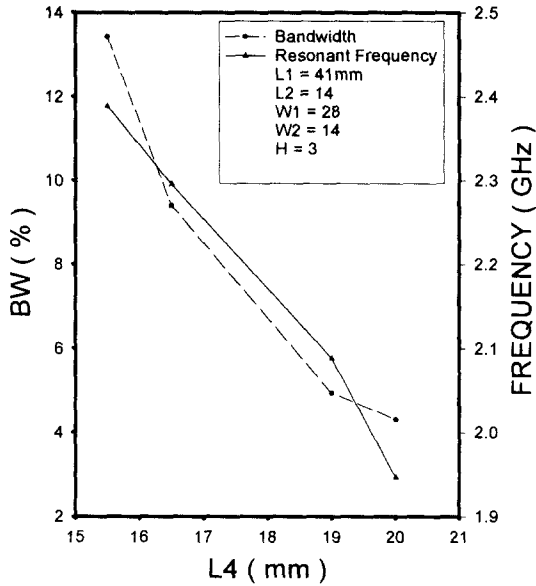


그림 9. L_4 변화에 따른 변형된 QMSA의 공진 주파수 및 대역폭($L_3=19.5$ mm)

Fig 9. The resonant frequency and bandwidth of transformed QMSA versus change of length L_4 ($L_3=19.5$ mm).

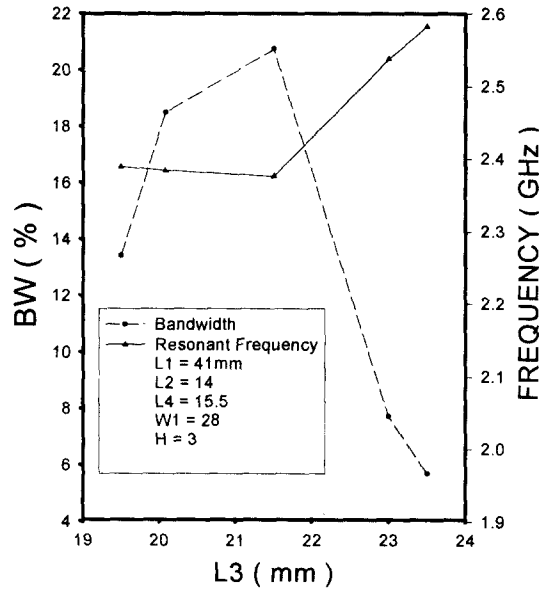


그림 10. L_3 변화에 따른 변형된 QMSA의 공진 주파수 및 대역폭($W_2=14$ mm)

Fig 10. The resonant frequency and bandwidth of transformed QMSA versus change of length L_3 ($W_2=14$ mm).

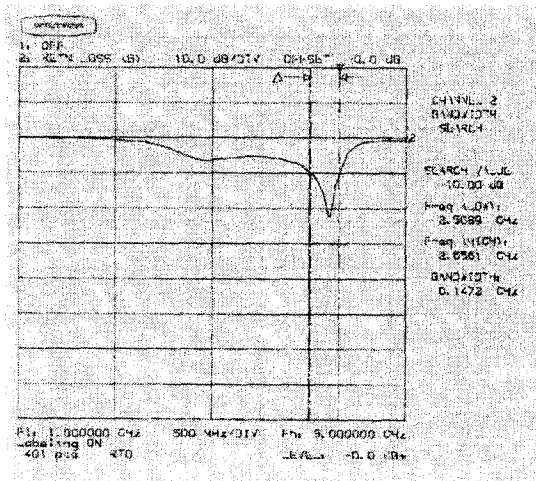


그림 11. L_3 변화에 따른 변형된 QMSA의 리턴로스 ($L_5=2$ mm)

Fig 11. Return loss of transformed QMSA versus change of length L_3 ($L_5=2$ mm).

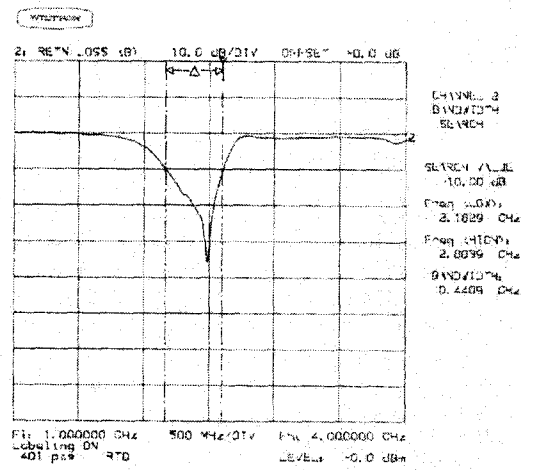


그림 12. L_3 변화에 따른 변형된 QMSA의 리턴로스 ($L_5=4.7$ mm)

Fig 12. Return loss of transformed QMSA versus change of length L_3 ($L_5=4.7$ mm).

로 대역폭을 넓게할 수 있고, 완전한 공진이 이루어지도록 급전점의 위치를 조정함으로써 그림 13의 리턴로스 특성에서 나타내듯이 대역폭이 22.42%인 광대역 MSA가 설계될 수 있다. 그림 11, 그림 12, 그림 13의 안테나 설계 제원은 표 2와 같다.

특성 고찰에 의한 안테나 제작은 목적으로 하는 중심 주파수를 2.0 GHz로 설정하고 각부의 척도를 다음과 같이 결정했다. 설계에 사용된 기판은 유전율을 $\epsilon_r=2.55$ 이고, 동판의 두께(H)가 3 mm인 테프론에 양면 도체를 입힌 것을 사용하였으며 제작된 안테나의 척도는 표 2와 같다. 폭 W는 입력 임피던스와 이득에 관계되고 제작된 안테나는 이득이 최대가 되도록 25 mm를 선택하였다.

일반적인 MSA는 그라운드판의 크기에 따라 이득이 크게 좌우되므로 실제 안테나의 크기가 방사 패치의 크기보다 훨씬 큰 것으로 알려져 있다. 그러나 설계·제작된 변형된 QMSA1은 안테나 전체 길이가 일반적인 MSA의 방사 패치 길이 $\lambda g/2$ (42 mm)보다 짧게 40 mm로 하고 그라운드판이 필요없도록 설계되었다. 또한 방사 패치 길이가 $\lambda g/4$ (21 mm)이고 안테나 전체 길이가 53 mm인 QMSA에 비해 전기력선이 미치는 범위가 제한

표 2. QMSA의 제원 비교

Table 2. Parameter comparison of QMSA.

안테나 구조	그림 11	그림 12	그림 13
L1(mm)	41	41	41
L2(mm)	14	14	8
L3(mm)	23.5	20.8	19.5
L4(mm)	15.5	15.5	15.5
W1(mm)	28	28	28
W2(mm)	14	14	14
H(mm)	3	3	3
공진 주파수 (GHz)	2.58	2.38	2.35
대역폭(%)	5.69	18.50	22.42

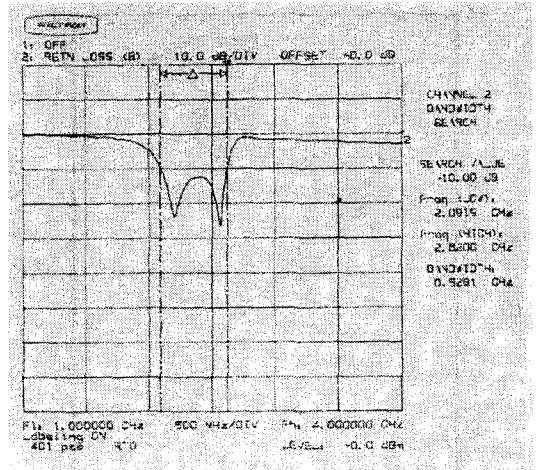


그림 13. 변형된 QMSA의 광대역 리턴로스

Fig. 13. Wide bandwidth return loss of transformed QMSA.

표 3. 설계된 안테나의 제원 비교

Table 3. Parameter comparison of designed antenna.

안테나 구조	변형된 QMSA1	변형된 QMSA2	QMSA
L1(mm)	40	37	53
L2(mm)	19	15	21
L3(mm)	19.5	17	9
L4(mm)	19	17	
W1(mm)	25	25	30
W2(mm)	12.5	8	
H(mm)	3	3	3
공진 주파수 (GHz)	2.0	2.0	2.0
대역폭(%)	5.75	3.85	8.25

받지 않도록 그라운드판을 접어올린 우측 평행 평판과 방사 패치 사이 용량을 강화함으로써 소형화하였다. 그리고 급전점의 위치에 따라 변형된 QMSA2는 변형된 QMSA1보다 더욱 소형화할 수 있었다. 그러나 변형된 QMSA2는 용량을 강화한

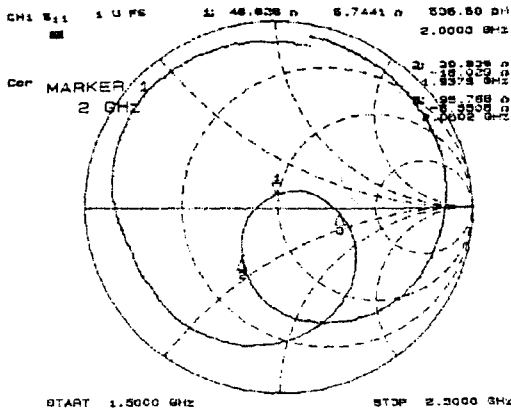


그림 14. 변형된 QMSA의 입력 임피던스
Fig. 14. Input impedance of transformed QMSA.

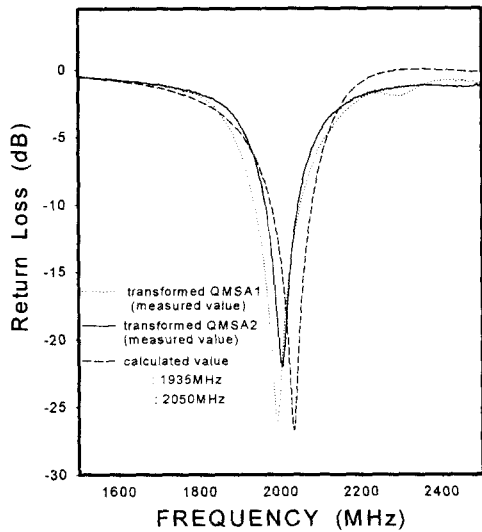


그림 15. 변형된 QMSA의 리턴로스
Fig. 15. Return loss of transformed QMSA.

좌·우측 평행 평판 사이의 스톱 간격이 작기 때문에 대역폭이 좁아질 수 밖에 없다. 설계된 표 3의 변형된 QMSA1의 척도로 측정된 입력 임피던스는 그림 14와 같고 리턴로스 특성은 그림 15와 같다. 측정에서 얻어진 공진 주파수는 2.0 GHz이고, 리턴로스 -10 dB 대역폭은 변형된 QMSA1의 경우 5.75 %를 얻었고, 변형된 QMSA2의 경우 3.85 %를

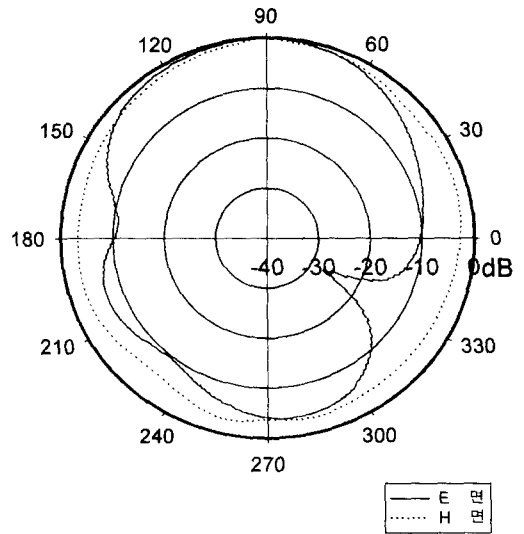


그림 16. 변형된 QMSA의 방사 패턴
Fig. 16. Radiation patterns transformed QMSA.

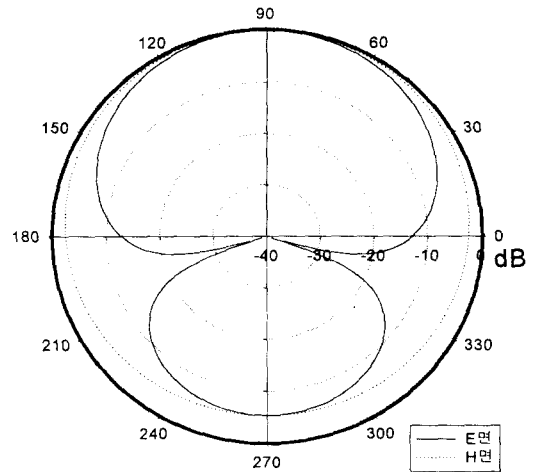


그림 17. 변형된 QMSA의 이론적 방사패턴
Fig. 17. Theoretical radiation patterns of transformed QMSA.

얻었다. 기존의 QMSA에 비해 대역폭은 좁지만 안테나 전체 길이가 소형화되었고 급전점의 위치와 용량을 장하한 좌·우측 평행 평판 사이의 스톱 간격을 조정함으로써 대역폭을 개선할 수 있을 것으로 생각된다. 또한 R. E. Munson, A. Gogogi,

K. R. Carver^{[7]-[9]}가 보고한 방사하는 좁은 스롯에 대한 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 의 수식은 전송 선로 모델에 폭넓게 활용되고 있으나 공진 주파수가 약간씩 다르다. 본 논문은 A. Gogoi가 보고한 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 의 수식에 의한 전송 선로 모델 해석의 계산치가 변형된 QMSA1의 측정치와 매우 양호하게 일치되었다. 전송 선로 모델 해석의 계산치는 그림 15와 같다.

설계·제작된 변형된 QMSA1의 방사 패턴 특성은 그림 16과 같고 그라운드판 쪽보다 스롯 방향 쪽으로 4 dB 정도 이득이 크고 기준 다이폴 안테나의 방사 패턴 비교에서 변형된 QMSA1이 스롯 방향 쪽으로 1 dB 정도 크다. 따라서 기존의 휴대용 이동 통신 단말기에 부착된 무지향성 방사 패턴을 갖는 모노폴 안테나는 뇌에 접근할 때 시력에 치명적일 수 있으나 설계·제작된 변형된 QMSA는 인체에 미치는 악영향을 줄일 수 있을 것으로 사려된다. 그리고 변형된 QMSA1의 정규화된 방사 패턴에 대한 해석의 결과치는 그림 17과 같고, H면 전계 패턴은 거의 무지향성이고 후방에서 -5 dB 정도의 방사가 일어나므로 측정된 방사 패턴과 흡사함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 QMSA에 비해 안테나 전체 길이를 소형화함은 물론 전기력선이 미치는 범위가 제한받지 않도록 그라운드판을 접어올린 우측 평행 평판과 방사 패치사이 용량을 조절함으로써 더욱 소형화할 수 있는 변형된 QMSA를 설계·제작했다. 2.0 GHz를 중심 주파수로 설계·제작된 변형된 QMSA의 전체 길이는 일반적인 MSA의 방사 패치 길이 $\lambda_g/2(42\text{ mm})$ 보다 짧고, QMSA의 전체 길이 53 mm보다 짧은 40 mm로 소형화되었음을 보였다. 또한, 설계·제작된 QMSA의 대역폭은 8.25 %이고, 설계·제작된 변형된 QM-

SA1의 대역폭은 5.75 %이며, 변형된 QMSA2의 대역폭은 3.85 %이다. 따라서 변형된 QMSA는 기존의 QMSA에 비해 대역폭이 약간 떨어지지만 앞으로 방사 패치의 길이를 길게 하고 급전점의 위치를 조정해서 더욱 더 광대역 MSA가 될 수 있을 것으로 생각된다.

변형된 QMSA1의 방사 패턴 특성은 그라운드판 쪽보다 스롯 방향 쪽으로 4 dB 정도 이득이 크다. 휴대용 이동 통신 단말기에 변형된 QMSA를 부착 시 사용할 때 머리 반대 방향으로 최대 지향성을 갖도록 그라운드판이 머리쪽 방향으로 향하도록 한다면 인체에 미치는 악영향을 줄일 수 있을 것으로 사려된다. 그리고 좌·우측 평행 평판을 단락시킨 다이폴 구조와 좌·우측 평행 평판 사이 용량을 장하한 개구면 구조에 대한 합성 전계의 정규화된 방사 패턴 해석 결과치는 H면 전계 패턴이 거의 무지향성이고, 후방에서 -5 dB 정도의 방사가 일어나므로 측정된 방사패턴과 흡사함을 알 수 있다. 또한 전송 선로 모델의 해석은 리턴로스의 계산치와 측정치가 매우 양호하게 일치함을 보였다. 앞으로 보다 정확한 이론 정립으로 요즘 각광을 받고 있는 휴대용 GPS안테나에도 활용할 예정이고 머지 않아 차세대 개인화 지능화는 물론 전 세계적으로 인터페이스가 가능하며 멀티미디어까지 통신이 가능한 GMPCS, IMT2000 등과 같은 시스템에도 적용시킬 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] 森下 久, 藤本京平, 平澤一紘, "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).
- [2] 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.
- [3] 坂口浩一, 南條行則, 瀬谷浩一郎, 長谷部望,

“容量裝荷短絡平板スタブで構成した小形アンテナ”, 信學春季全大, B-47, 1988

- [4] 高永赫, 金在玟, 李鍾岳, “이동체 통신용 안테나에 관한 연구”, 韓國電磁波學會論文誌, vol. 7, no. 4, pp. 139~146, 1996.
- [5] 고영혁, 박수봉, 류현, “미소 루프 마이크로스트립 안테나”, 韓國電磁波學會論文誌, vol. 8, no. 4, pp. 356~362, 1997.
- [6] 김대중, 문명호, 김갑기, 이종악, “이동 통신용 마이크로스트립 안테나의 대역 개선에 관한

연구”, 韓國電磁波學會論文誌, vol. 9, no. 1, pp. 8~15, 1998.

- [7] J. R. James, P. S. Hall, “Handbook of microstrip antennas”, *IEE Electronmagnetic Wave Series 28*, pp. 1093~1105, 1989.
- [8] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antenna*, Artech House, pp. 48~56, 1982.
- [9] K. R. Carver, “A Model expansion theory for the microstrip antenna”, *IEEE AP-Symp. Digest*, pp.130-133, 1979.

고 영 혁



1981년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)

1983년 2월: 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1990년 2월: 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1981년 3월~1983년 2월: 건국대학교 전자공학과 조교

1994년 7월~1995년 6월: 일본대학교 전자공학과 Post-Doc.

1990년 3월~현재: 동신대학교 정보통신공학과 부교수 [주 관심분야] 이동체 안테나 설계, 초고주파 회로 설계 등.