

미소 루프 마이크로스트립 안테나

A Microstrip Antenna with a Small Loop

고영혁* · 박수봉* · 류 현**

Young-Hyuk Ko* · Soo-Bong Park* · Hyun Ryu**

요 약

본 논문에서 용량을 장하하기 위해 좌·우측 평행 평판을 구성한 미소 루프 마이크로스트립 안테나를 제안했다. 제안된 안테나는 용량을 장하하기 위해서 QMSA(Quarter-Wavelength Microstrip Antenna)에 오른쪽 평행 평판을 구성한 안테나보다 개선된 높은 이득과 대역폭을 얻었다. 또한, 설계·제작된 안테나는 동작 주파수가 1.5 GHz에서 수직 수평 편파를 수신할 수 있다. 그러므로 이 안테나는 무선 전화를 위한 소형화된 안테나로 이 용할 수 있고 실내 통신을 위해 아주 유용하다.

Abstract

In this paper, a microstrip antenna with a small loop consisting of the left and right parallel plate to load a capacitor is proposed. It is obtained the improved high gain and bandwidth than the antenna consisting of the right parallel plate to load a capacitor on QMSA(Quarter-Wavelength Microstrip Antenna). Also, the designed and manufactured antenna can receive both vertically and horizontally polarised waves to operating frequency of 1.5 GHz; therefore this is available as a small antenna for wireless telephones and will be quite useful for indoor communication.

I. 서 론

안테나 기술은 이동 통신 기술 발전과 더불어 크게 진보하고 있으며 이동 통신 시스템의 성능을 속박하거나 향상시킬 수 있다는 새로운 인식이 폭넓게 자리 잡아가고 있다. 또한 이동 통신 기술과 더불어 이동 통신 시스템은 더욱 소형화되어 가고 있으며 이동 통신 시스템 자체에 탑재된 안테나도 더욱 소형·경량이며 단가가 싼 것이 요구되고 있다.

MSA(Microstrip Antenna)는 이 같은 요구를

만족할 수 있을 뿐 아니라 이동 통신 시스템에 내장시킬 수 있다는 관점에서 가장 적합한 안테나이지만 현재 많은 연구가 이루어지고 있는 MSA 경우 개별 소자 자체가 구조적으로 어레이 형태를 이루고 있고 그라운드판이 작을 경우 이득이 작아지기 때문에 이동 통신 시스템에 부착하는데 어려움이 있다.

본 논문은 이동 통신 시스템에 부착하기 위해서 그라운드 판과 패치 폭이 같도록 하여 소형화하고 그라운드 판의 좌·우측 평행 평판과 패치사이에 각각 용량을 구성시킴으로써 더욱 소형화시킨 새로

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

** 목포전문대학 전자계산과(Dept. of Computer Science, Mokpo Technical College)

· 논문 번호 : 970315-016

· 수정완료일자 : 1997년 7월 24일

운 미소 루프 MSA를 제안했다. 그리고 좌·우측 평행 평판과 패치사이 에 용량을 장하시킨 부분에서 개구 구조가 동위상 전계를 갖도록 설계·제작하고 리턴로스와 방사 패턴을 측정함으로써 좌·우측 중 한쪽에만 용량을 장하한 구조^{[1],[2]}에 비해 이득의 증가와 대역폭의 증가를 비교 평가했다.

설계·제작된 미소 루프 MSA는 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 양평파의 방사 특성을 갖고 있는 해석치와 측정치가 양호하게 일치함을 보였고 전송 선로 모델 해석에 의한 리턴로스의 계산치와 측정치도 양호하게 일치함을 보였다.

II. 안테나 구조 해석

미소 루프 MSA는 그림 1과 같이 폭 W , 길이 L_4 의 방사 패치와 길이 L_5 의 그라운드 판에서 급전점의 좌·우측을 방사 패치와 접속되지 않도록 접어 올린 좌·우측 평행 평판(길이 L_1, L_2)과 패치사이에 각각 용량을 구성시킨 것이다. 따라서 급전점의 좌·우측에 용량을 장하한 루프 구조에 의해서 방사 패턴이 형성되고 방사 패치(길이 L_4)와 그라운드 판을 접어 올린 좌·우측 평행 평판사이 개구면 구조에서 전기력선이 동위상 배열로 방사 패턴이 형성된다. 급전선의 정합은 급전점의 좌·우측 용량을 적절이 조절하여 50Ω 이 되도록 실험적인 방법으로 정합시켰다. 본 안테나는 그림 2와 같이 용량을 장하시킨 미소 구형 루프 구조와 용량을 장하시킨 부분에서 방사하는 개구 구조의 합성 전계로 표현할 수 있다.

2-1 미소 루프 구조 해석

미소 루프 MSA 중심을 좌표 중심에 일치시키고 길이 L_5 , 높이 H_1+H_2 , 폭 W 의 평행 평판에 흐르는 전류를 J 라고 하면 원방점에서 벡터 포텐셜의 좌표

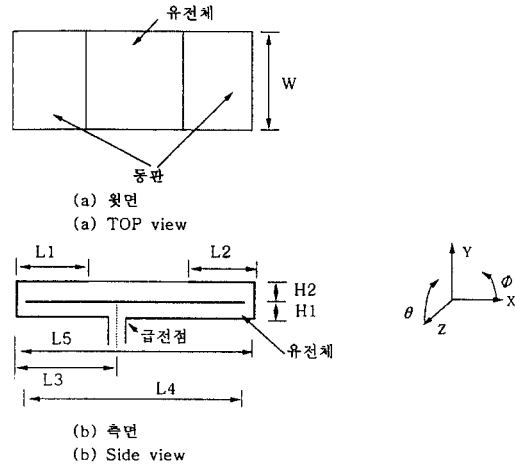


그림 1. 안테나 구조

Fig. 1. Antenna structure.

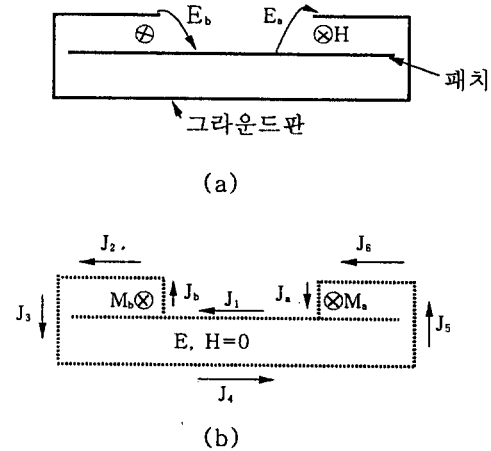


그림 2. 안테나에서 전자계의 모델

Fig. 2. Model of electromagnetic field on the antenna.

축 방향 성분은 식 (1)과 같이 표현되고 A_z 성분은 안테나에서 전류가 Z 방향으로 흐르지 않기 때문에 고려하지 않았다.

$$A_x = \frac{\mu J}{4\pi} \int_{-\frac{L_5}{2}}^{\frac{L_5}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy$$

$$= \frac{\mu J W L_5 e^{-jkr}}{4\pi r} \quad (1)$$

$$A_y = \frac{\mu J}{4\pi} \int_{-\frac{H_1+H_2}{2}}^{\frac{H_1+H_2}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy$$

$$= \frac{\mu J W (H_1 + H_2) e^{-jkr}}{4\pi r}$$

여기서 K : 전파 상수

r : 원방점까지의 거리

μ : 투자율

원방계에서는 $r \gg L_5$, $r \gg W$ 이다. 전계 E 는 벡터 포텐셜 A 를 이용해서 식 (2)와 같다.

$$E = -j\omega A \quad (2)$$

직각 좌표계를 구좌표계로 변환되도록 식 (2)에 대입하면 식 (3)과 같다.

$$E_{\Phi_x} = \frac{\eta J W L_5}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\Phi e^{\pm jk \frac{H_1+H_2}{2} \sin\theta \sin\Phi}$$

$$E_{\Phi_y} = \frac{\eta J W (H_1 + H_2)}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos\Phi e^{\pm jk \frac{L_5}{2} \sin\theta \sin\Phi} \quad (3)$$

여기서 η : 자유공간의 임피던스

λ : 자유공간의 파장길이

식 (3)을 합성하고 L_5 과 H_1+H_2 가 파장에 비해 아주 작다고 가정했을 때 전계의 Φ 성분을 구하면 식 (4)와 같다.

$$E_{\Phi_1} = j \frac{\eta J W}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \left(L_5 \frac{\pi(H_1+H_2)}{\lambda} \sin\theta \sin^2 \Phi \right.$$

$$\left. + L_5 \frac{\pi(H_1+H_2)}{\lambda} \sin\theta \cos^2 \Phi \right) \quad (4)$$

$$= j \frac{\eta J W L_5 \pi (H_1+H_2)}{\lambda^2} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta$$

2-2 개구 구조 해석

일반적인 MSA는 방사 패치 내부와 방사에 기여하는 개구부로 나누어지고 내부는 전송선로로 생각할 수 있고 개구부는 전류와 자류를 가정해서 고려된다. 미소 루프 MSA는 좌·우측 평행 평판과 패치사이의 개구부에 적용시키고 내부의 전계와 자계는 영이 되도록 개구부 상에 등가 전류 J_a , J_b , 등가 자류 M_a , M_b , 그리고 도체판이 있는 곳에 등가 전류 분포 $J_1 \sim J_6$ 을 생각할 수 있다. 개구부 우측 상단에서 $J_6=J_a$ 이고 개구부 우측 하단에서 $J_1=J_a$ 이기 때문에 개구부에 해당하는 전류 밀도 J_a 는 개구부 우측 상단과 개구부 우측 하단에 흐르는 전류 밀도가 같다고 생각할 수 있다. 또한 개구부 좌측 상단에서 $J_2=J_b$ 이고 개구부 좌측 하단에서 $J_1=J_b$ 이기 때문에 개구부에 해당하는 전류 밀도 J_b 는 개구부 좌측 상단과 개구부 좌측 하단에 흐르는 전류 밀도가 같다고 생각할 수 있다. 따라서 안테나가 양쪽에 용량을 장하한 미소 구형 루프 안테나이기 때문에 전류가 안테나에 균일하게 분포되어 있다고 고려되었다.

안테나 내부의 전계와 자계가 영이 되도록 개구부 면 상에 등가 전류 밀도 J_a , J_b 와 등가 자류 밀도 M_a , M_b 는 식 (5)와 같다.

$$M_a = -n \times -E_a \bar{y}$$

$$M_b = -n \times E_b \bar{y} \quad (5)$$

$$J_a = J_b = n \times H$$

n 은 개구면에서 외향 단위 벡터 성분이고 E_a, E_b 는 개구면에서 접선 방향의 전계이고 개구면의 두께가 파장의 길이에 비해 얇기 때문에 E_a, E_b 는 Y 방향에 대해서 일정하다. 우측 개구면에 의한 원방에서의 전계는 식 (6)과 같다.

$$E_{\phi 2} = j \frac{\eta K J H_2}{4\pi r} \sin\Phi e^{-jkr} \quad (6)$$

좌측 개구면의 전계와 우측 개구면의 전계가 동위상이 되도록 일정한 간격(길이 $L_5 - L_1 - L_2$)으로 어레이하였을 때 원방계의 전계는 식 (7)과 같다.

$$E_{\phi 2} = j \frac{\eta K J H_2}{4\pi r} \sin\Phi \cos \left(\frac{K(L_5 - L_1 - L_2)}{2} \cos\Phi \right) e^{-jkr} \quad (7)$$

III. 전송 선로 모델 해석

마이크로스트립 안테나의 설계와 해석은 전송 선로 모델^{[3]-[5]}을 가장 폭넓게 활용하고 있으며 단순하고 정확한 것으로 알려지고 있다. 설계·제작된 안테나의 전송 선로 모델은 그림 3과 같다. Y_{01} 은 그라운드 판을 방사 패치와 접속되지 않도록 접어 올린 좌측 평행 평판과 방사 패치사이의 전송 선로(L_1)에 대한 특성 어드미턴스이고 Y_{02} 는 그라운드를 방사 패치와 접속되지 않도록 접어 올린 우측 평행 평판과 방사 패치사이의 전송 선로(L_2)에 대한 특성 어드미턴스이다. Y_{03}, Y_{04} 는 그라운드판과 방사 패치사이의 전송 선로에 대한 특성 어드미턴스이다. 급전점은 그라운드를 방사 패치와 접속되지 않도록 접어 올린 우측 평행 평판과 방사 패치사이의 좁은 개구면으로 모델화된 방사하는 개구면으로부터 $L_1 + L_3$ 의 거리에 위치한다. 안테나의 공진 길이는 $L_1 + L_2 + L_5$ 이며, 좁은 개구면은 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 로 구성된다. 그리고 급전점에서 전송 선로의 오른쪽을 바라다본 어드미턴스는

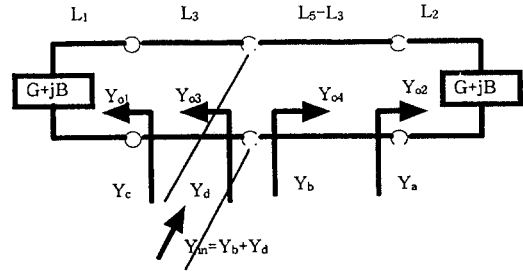


그림 3. 전송 선로 모델

Fig. 3. Transmission line model.

Y_b 이고, 급전점에서 전송선로의 왼쪽을 바라다본 어드미턴스는 Y_a 이다. 따라서 입력 Y_{in} 은 $Y_b + Y_a$ 이고 식 (8)과 같이 나타낸다.

$$Y_a = Y_{02} \frac{G + j(B + Y_{02} \tan \beta_2 L_2)}{Y_{02} + j(G + jB) \tan \beta_2 L_2}$$

$$Y_b = Y_{04} \frac{Y_a + j Y_{04} \tan \beta_4 (L_5 - L_3)}{Y_{04} + j Y_a \tan \beta_4 (L_5 - L_3)}$$

$$Y_c = Y_{01} \frac{G + j(B + Y_{01} \tan \beta_1 L_1)}{Y_{01} + j(G + jB) \tan \beta_1 L_1} \quad (8)$$

$$Y_d = Y_{03} \frac{Y_c + j Y_{03} \tan \beta_3 L_3}{Y_{03} + j Y_c \tan \beta_3 L_3}$$

$$Y_{in} = Y_b + Y_a$$

여기서 G : 방사 콘덕턴스

B : 방사 서셉턴스

$\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$: 위상 정수

L_1 : 그라운드 판을 접어 올린 좌측 평행 평판 길이

L_2 : 그라운드 판을 접어 올린 우측 평행 평판 길이

L_3 : 급전점부터 좌측 그라운드판의 길이

$L_5 - L_3$: 급전점부터 우측 그라운드 판의 길이

IV. 실험 및 결과

본 논문은 목적으로 하는 중심 주파수를 1.5 GHz로 설정하고 각부의 척도를 다음과 같이 결정했다. 기판은 유전율 $\epsilon_r=2.55$, 유전체 두께 $H_1=H_2=1.575$ mm의 테프론 기판을 사용하였고 제작된 안테나의 척도는 표 1과 같다. 폭 W 는 입력 임피던스와 이득에 관계되고 제작된 안테나는 이득이 최대가 되도록 13 mm를 선택하였다. L_5 는 그라운드판을 접어들린 좌·우측 평행 평판이 방사패치와 접속되지 않도록 좌·우측에 2 mm씩 간격을 두었다. 그리고 일반적인 MSA는 그라운드판의 크기에 따라 이득이 크게 좌우되므로 실제 안테나의 크기가 방사 패치의 크기보다 훨씬 큰 것으로 알려지고 있다. 그러나 설계·제작된 안테나는 방사 패치의 좌·우 양측에 용량을 장하함으로서 일반적인 MSA의 방사 패치 길이 $\lambda_g/2$ 보다 짧게 40 mm로 하고 넓은 그라운드 판이 필요없도록 설계되었다. 설계된 표 1의 안테나 척도로 측정된 입력 임피던스는 그림 4와 같고 리턴로스 특성은 그림 5의 C곡선과 같다. 측정에서 얻어진 공진 주파수는 1.5 GHz이고 리턴로스는 30.15 dB이다. 리턴로스 -10 dB 대역폭은 1.67 %를 얻었다. 또한 R. E. Munson, A. Gogoi, K. R. Carver^{[3]~[5]}가 보고한 방사하는 좁은 개구면에 대한 방사 콘덕턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 의 수식은 전송 선로 모델 해석에 폭넓게 활용되고 있으나 공진 주파수가 약간씩 다르다. 본 논문은 A. Gogoi^{[3],[4]}가 보고한 방사 콘덕

표 1. 설계된 안테나의 제원

Table 1. Parameter of designed antenna.

구분	길이(mm)	구분	길이(mm)
L_1	10	L_5	40
L_2	11	H_1	1.575
L_3	13	H_2	1.575
L_4	38	W	13

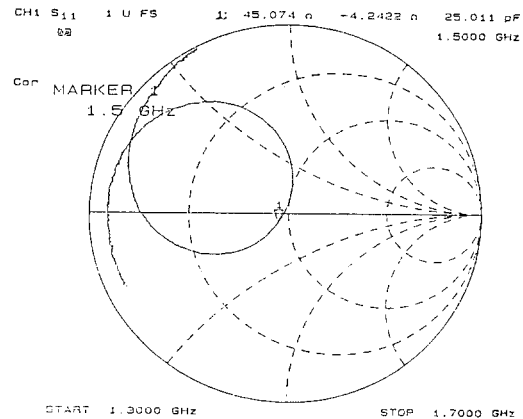


그림 4. 입력 임피던스

Fig. 4. Input impedance.

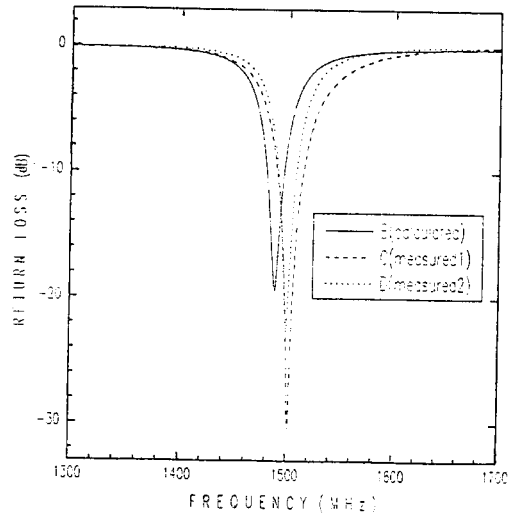


그림 5. 리턴로스

Fig. 5. Return loss.

턴스 G 와 방사 서셉턴스 B 의 수식에 의한 전송 선로 모델 해석의 계산치가 측정치와 매우 양호하게 일치되었다. 전송선로 모델 해석의 계산치는 그림 5의 B곡선과 같다.

그리고 방사 특성은 안테나가 도시 환경에서 사용되었을 경우를 고려해서 3차원 즉, XY면, YZ면,

ZX면으로 측정하였으며 기준 다이폴 안테나의 최대 이득을 0 dB로 한 상대적인 방사 특성도의 측정치와 용량을 장대한 미소 구형 루프 구조와 용량을 장대한 부분에서 방사하는 개구 구조의 해석치는 그림 6과 같다. 그림 6의 (a)는 송신 안테나가 수평 편파일 경우 XY면의 방사 특성도이고, 그림 6의 (b)는 송신 안테나가 수평 편파일 경우 YZ면의 방

사 특성도이며, 그림 6의 (c), (d)는 송신 안테나가 수직·수평 편파를 각각 전파했을 경우 ZX면의 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. 또한 QMSA(Quarter-wavelength Microstrip

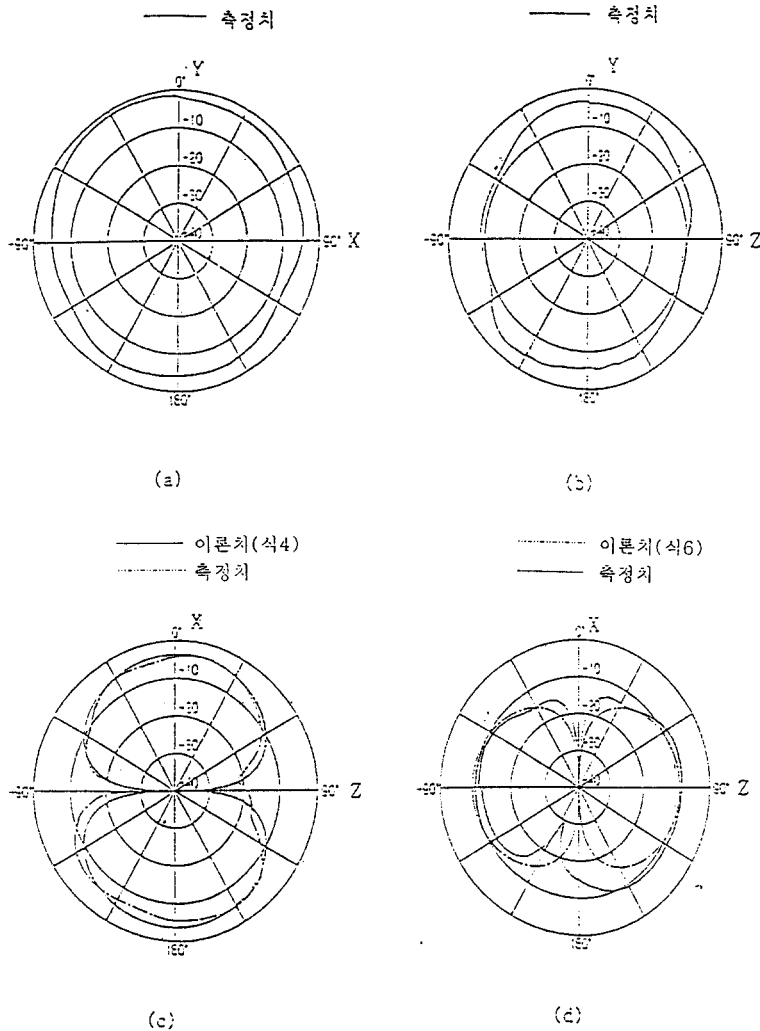


그림 6. 방사패턴 (a) XY면, (b) YZ면, (c) ZX면(수직 편파), (d) ZX면(수평 편파)

Fig. 6. Radiation pattern (a) XY plane, (b) YZ plane, (c) ZX plane(vertical propagation), (d) ZX plane (horizontal propagation).

표 2. 설계된 안테나 특성의 비교

Table 2. Comparison of designed antenna.

구분 \ 안테나	QMSA의 변형된 안테나	설계·제작된 안테나
공진 주파수	1.5 GHz	1.5 GHz
대역폭	1 %	1.67 %
상대적 이득	-8 dB	-5 dB
크기 (L×W×H)	28×34×2.375 mm	40×13×3.15 mm

Antenna)^[6]의 변형된 안테나로서 급전점의 좌측은 단락시키고 급전점의 우측은 그라운드판이 방사패치와 접속되지 않도록 접어들린 평행 평판과 방사패치 사이에 용량을 장하한 구조^{[1],[2],[7]}에 비해 용량을 좌·우측에 각각 장하한 본 논문에서 설계·제작된 안테나가 약 3 dB 정도 최대 이득이 높다. 용량을 우측에만 장하한 안테나의 측정된 리턴로스는 그림 5의 D곡선과 같다. 또한 약간의 대역폭도 개선할 수 있다. QMSA의 변형된 안테나와 본 논문에서 설계·제작된 안테나의 특성 비교는 표 2와 같다.

V. 결 론

본 논문에서는 그라운드 판과 패치 폭이 같도록 하여 소형화하고 그라운드판을 방사 패치와 접속되지 않도록 좌·우측 평행 평판을 접어들려서 방사패치와 좌·우측 평행 평판 사이에 각각 용량을 구성시키므로서 더욱 소형화시킨 새로운 미소 루프 MSA를 제안했다 제안된 안테나의 방사 특성은 좌·우측에 용량을 장하한 미소 루프 구조와 용량을 장하한 부분에서 방사하는 개구 구조의 합성 전계가 수직·수평 양면과 특성을 가지고 있음을 측정하고 해석치와 양호하게 일치함을 보였으며 용량을 한쪽에만 장하한 QMSA의 변형된 안테나에 비해 이득이 약 3 dB 증가하고 대역폭도 증가함에 따라 실내 통신에서 저수신 감도를 해결할 수 있는 휴대

용 무선장비의 소형 안테나로서 유용하다고 생각한 다. 그리고 방사 패치와 좌·우측 평행 평판 사이에 각각 용량을 변화시킴으로써 더욱 소형화할 수 있을 것으로 생각된다.

또한 전송 선로 모델의 해석은 리턴로스의 계산치와 측정치가 매우 양호하게 일치함을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 高永赫, 金在玟, 李鍾岳, “이동체 통신용 안테나에 관한 연구”, 韓國電磁波學會, no. 7, pp. 139-146, 1996.
- [3] J. R. James and P. S. Hall, “Handbook of microstrip antennas”, *IEE Electromagnetic Wave Series* 28, pp. 1093-1105, 1989.
- [4] I. J Bahl and P. Bhartia, “Microstrip antenna”, Artech House, pp. 48-56, 1982.
- [5] K. R. Carver, “A model expansion theory for the microstrip antenna”, *IEEE AP-Symp. Digest*, pp. 130-133, 1979.
- [6] 森下久, 藤本京平, 平澤一絃, “放射パッチとグラウ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).
- [7] 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.

[부 록 : 미소루프 구조 해석]

$$A_x = \frac{\mu J}{4\pi} \int_{-\frac{L_5}{2}}^{\frac{L_5}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy$$

$$= \frac{\mu JW L_5}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r}$$

$$A_y = \frac{\mu J}{4\pi} \int_{-\frac{H_1+H_2}{2}}^{\frac{H_1+H_2}{2}} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} \frac{e^{-jkr}}{r} dx dy$$

$$= \frac{\mu JW (H_1 + H_2)}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r}$$

원방계에서 J_3 와 J_5 에 대한 위상차

$$r \pm \frac{H_1+H_2}{2} \sin\theta \cos\Phi$$

원방계에서 J_4 와 $J_1+J_2+J_6$ 에 대한 위상차

$$r \pm \frac{L_5}{2} \sin\theta \cos\Phi$$

전계

$$E_{\Phi 1} = -j\omega\mu \cdot A \bar{\Phi}$$

$$= -j\omega\mu (-A_x \sin\Phi + A_y \cos\Phi)$$

고 영 혁



1981년 2월 : 건국대학교 전자공학과 졸업(학사)

1983년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)

1983년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사)

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

$$E_{\Phi x} = \frac{\eta JW L_5}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\Phi e^{\pm jk \frac{H_1+H_2}{2} \sin\theta \sin\Phi}$$

$$E_{\Phi y} = \frac{\eta JW (H_1 + H_2)}{2\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos\Phi e^{\pm jk \frac{L_5}{2} \sin\theta \sin\Phi}$$

$$E_{\Phi 1} = E_{\Phi x} + E_{\Phi y}$$

$$= j \frac{\eta JW}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} (L_5 \sin(\frac{\pi(H_1+H_2)}{\lambda} \sin\theta) \sin\Phi \sin\Phi + (H_1+H_2) \sin(\frac{\pi L_5}{\lambda} \sin\theta \cos\Phi) \cos\Phi)$$

$H_1+H_2 \ll \lambda, L_5 \ll \lambda$ 일 때

$$E_{\Phi 1} = j \frac{\eta JW}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} (L_5 \frac{\pi(H_1+H_2)}{\lambda} \sin\theta \sin^2 \Phi + L_5 \frac{\pi(H_1+H_2)}{\lambda} \sin\theta \cos^2 \Phi)$$

$$= j \frac{\eta JW L_5 \pi (H_1+H_2)}{\lambda^2} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta$$

박 수 봉



1982년 2월 : 조선대학교 전자공학과 졸업(학사)

1984년 2월 : 조선대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)

1995년 2월 : 조선대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사)

1986년 3월~1991년 8월 : 동신전문대학 전자공학과 조교수
 1991년 3월~현재 : 동신대학교 정보통신공학과 조교수
 [주 관심분야] 이동체 안테나 설계 초고주파 회로 설계

류 현



1983년 2월 : 조선대학교 전자공학과
졸업(학사)

1985년 2월 : 조선대학교 대학원 전
자공학과 졸업(석사)

1994년 9월~현재 : 조선대학교 대학
원 전자공학과 박사과정

1985년 7월~1992년 9월 : 현대전자산업(주) 컴퓨터사업본부

1992년 9월~현재 : 목포전문대학 전자계산과 조교수

[주 관심분야] 위상 배열 안테나 설계, 초고주파 회로 설계