

Design of Broadband Microstrip Patch Antenna for Mobile Communications

Jang-Wook Kim*, Joo-Seong Jeon**

Abstract

The objective of this paper is to design broadband microstrip patch antenna for mobile communication service. The enhanced features were confirmed and proved by comparing the proposed antenna with the antennae that have been reported in the relevant literatures. The experimental results show that the impedance bandwidth(VSWR ≤ 2) of 19.6%(fo=1,920MHz) and the peak gain of 5.53dBi(at 1,900MHz) were obtained by the mobile communication service frequency band. The proposed antenna had the impedance bandwidth of about 3.1% larger than that of the reported microstrip antenna.

▶ Keyword : Microstrip Patch, Small Antenna, Broadband Antenna

I. Introduction

우리나라 대부분의 이동통신 서비스는 800MHz~2.4GHz 주파수 대역에서 LTE/WiMax/WLAN 등을 서비스하고 있다 [1]. 이와 같이 600MHz 이상의 광대역 사용은 송수신 안테나의 구조와 특성에 직접적인 영향을 주게 되는데 기지국 안테나는 외부공간에 설치되므로 안테나 외형제한을 극복할 수 있으나 각종 단말기 내부에 실장되는 소형 안테나는 물리적인 크기 제한을 받을 수밖에 없다.

본 논문에서는 하나의 소형 안테나로 여러 이동통신 주파수 대역을 서비스 할 수 있는 광대역 안테나 설계에 관한 연구를 수행하였다. 안테나의 구조는 평면형 마이크로스트립 패치 안테나로 설계하여 어떤 단말기 형태라도 실장이 용이한 구조를 갖도록 하였다. 마이크로스트립 패치 안테나는 소형경량이며 평면형 구조이나 다른 안테나에 비해 주파수 대역폭이 좁은 단점을 가지고 있어 이에 대한 개선연구가 필요하다.

본 논문에서는 마이크로스트립 패치 안테나의 좁은 대역폭을 급전구조와 최적 설계 파라미터로 개선하여 여러 이동통신 서비스 주파수 대역에서 사용이 가능하도록 하였다. 안테나의 해석방법은 3-port 전송선로 모델링 방법을 사용하였으며 주파수 대역폭에 민감한 파라미터를 찾아 안테나 설계에 적용하

여 좋은 결과를 도출하였다. 유사한 마이크로스트립 안테나의 연구결과들과 비교하여 연구된 마이크로스트립 패치 안테나 특성의 우수함을 고찰하였다.

II. Microstrip Patch Antenna

2.1 Input Admittance at resonance

마이크로스트립 안테나의 설계에서 가장 중요한 사항은 급전구조에 따른 해석방법이다. 마이크로스트립 안테나의 급전방식은 마이크로스트립 급전방식과 동축 케이블 급전방식, 전자기 커플링(electromagnetic coupling) 급전방식 등으로 크게 세가지로 분류할 수 있다 [2],[3],[4]. 각 급전방식마다 장단점이 존재하나 본 논문에서는 임피던스 정합이 비교적 용이한 마이크로스트립 급전방식을 채택하였다. 3-port 전송선로 모델링 해석방법을 사용하되 기존 연구에서 고려되지 못한 설계 파라미터들을 고려하여 입력 어드미턴스를 산출하였다.

• First Author: Jang-Wook Kim, Corresponding Author: Joo-Seong Jeon
*Jang-Wook Kim (jwkim@dongyang.ac.kr), Dept. of Information Electronic Engineering, Dongyang Mirae University
**Joo-Seong Jeon (joojong.jeon@kt.com), Mobile O&M Center, Korea Telecom Network Division
• Received: 2017. 02. 27, Revised: 2017. 03. 20, Accepted: 2017. 04. 13.
• This work was supported by Dongyang Mirae Univ. (2016 Academic Research)

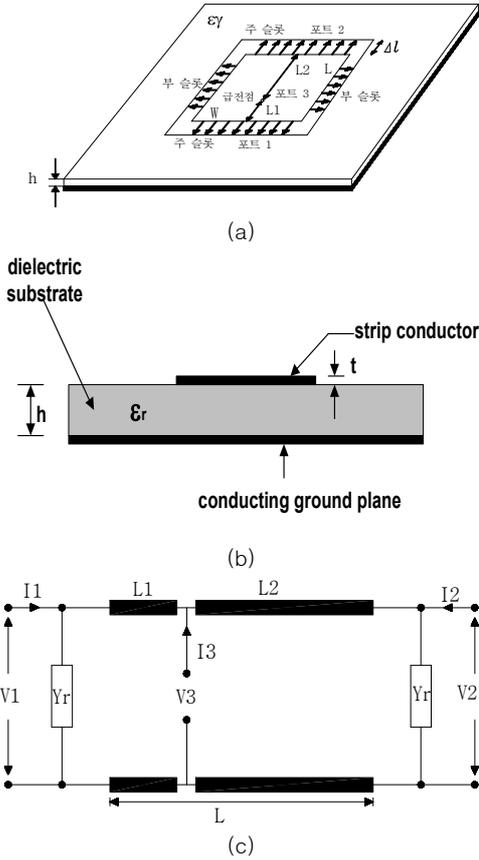


Fig. 1. Microstrip Patch Antenna. (a) Top View (b) Side View (c) Equivalent Circuit

3-port 전송선로 모델링 방법은 그림 1에서 도시된 바와 같이 사각형 마이크로스트립의 폭(W)이 다른 전송선로가 연결되어 있는 선형 공진기로 가정한다 [5]. 사각형 마이크로스트립의 길이(L)를 사용 주파수의 반파장이 되도록 구성한다고 가정하면 양단에 누설되는 전계의 수직성분은 상쇄되어 없어지고 수평성분만 남으므로, 두 개의 슬롯이 약 반파장 정도 떨어진 경우로 등가화 시킬 수 있다.

상호 커플링을 고려한 3-port 모델의 어드미턴스 행렬식을 구하여 port 1로 급전되는 경우 즉 마이크로스트립 급전을 고려하면 입력 어드미턴스는 $I_2=I_3=0$ 라는 가정에 의해서 전류행렬을 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2=0 \\ I_3=0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_r - jY_0 \coth(\gamma_g L_1) & -Y_m & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_1) \\ -Y_m & Y_r + Y_0 \coth(\gamma_g L_2) & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_2) \\ -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_1) & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_2) & Y_0 \coth(\gamma_g L_1) + Y_0 \coth(\gamma_g L_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

행렬식(1)을 전개하면 식(2)와 같은 사각형 마이크로스트립 안테나의 입력어드미턴스를 구할 수 있다.

$$Y_{in} = \frac{Y_0^2 + Y_r^2 - Y_m^2 + 2Y_r Y_0 \coth(\gamma_g L) - 2Y_m Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L)}{Y_r + Y_0 \coth(\gamma_g L)} \quad (2)$$

여기서 Y_0 는 전송선로의 특성 어드미턴스이며 γ_g 는 복소 전파상수이며 $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ 이다. 감쇠정수 α_g 와 위상정수 β_g 로 마이크로스트립 안테나의 도체손실과 유전체손실을 고려하면 더 정확한 해석이 가능하다. 입력 어드미턴스를 구하는 식에서 안테나의 공진주파수를 구할 수 있다. 즉 Y_{in} 의 허수부가 0이 될 때 공진조건이 되므로 패치길이 L이 주어지거나 반대로 공진주파수가 주어졌을 때 공진길이 L을 결정할 수 있다.

마이크로스트립 선로가 직접 사각형 마이크로스트립 안테나로 급전되는 경우에는 기생효과에 의해서 주슬롯의 자기 어드미턴스에 변화가 발생한다. 정확한 입력 어드미턴스를 구하기 위해서 식(2)에서 이를 고려하면 식(3)으로 구할 수 있다 [6].

$$Y'_{in} = Y_{in} - (W_s / W_{eff}) Y_r \quad (3)$$

여기서 W_s 는 급전되는 마이크로스트립 선로의 폭이며 W_{eff} 는 마이크로스트립 선로의 유효 폭이며

$$W_{eff} = \frac{W}{3} + (R_w + P_w)^{1/3} - (R_w - P_w)^{1/3} \quad (4)$$

여기서

$$R_w = (P_w^2 + Q_w^3)^{1/2} \quad (5)$$

$$P_w = \left(\frac{W}{3}\right)^3 + \frac{S_w}{2} \left[W_{eff}(0) - \frac{W}{3} \right] \quad (6)$$

$$Q_w = \frac{S_w}{3} - \left(\frac{W}{3}\right)^2 \quad (7)$$

$$S_w = \frac{c_0^2}{4f^2 [\epsilon_{eff} - 1]} \quad (8)$$

여기서 ϵ_{eff} 안테나 유전체 기판의 실효유전상수이며

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P} \quad (9)$$

$$P = P_1 P_2 (0.1844 + P_3 P_4) f_n^{1.5763} \quad (10)$$

$$P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525 / (1 + 0.0157 f_n^{20})] u - 0.065683 \exp(-8.7513 u) \quad (11)$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - \exp(-0.03442 \epsilon_r)]$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6 u) \{1 - \exp[-(f_n / 38.7)^{4.97}]\} \quad (12)$$

$$P_4 = 1 + 2 \cdot 751 \{1 - \exp[-(\epsilon_r / 15.916)^8]\} \quad (13)$$

$$f_n = 47.713 k h \quad (14)$$

$$u = \left(W + \frac{W' - W}{\epsilon_r}\right) \frac{1}{h} \quad (15)$$

$$k = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (16)$$

여기서 k_0 는 자유공간 전파상수이다

$$W' = W + \frac{t}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left[\frac{4}{\sqrt{(t/h)^2 + (1/\pi)^2} / (W/t + 1.1)^2} \right] \right\} \quad (17)$$

식(9)에서 주파수 독립 실효유전상수 $\epsilon_{eff}(0)$ 은 다음과 같다.

$$\epsilon_{eff}(0) = \frac{1}{2} [\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1)G] \quad (18)$$

$$G = \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-A1A2} - \frac{\ln 4}{\pi} \frac{t}{\sqrt{Wh}} \quad (19)$$

(19)식에서 A1과 A2는

$$A1 = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{(W/h)^4 + W^2/(52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{W}{18.1h} \right)^3 \right] \quad (20)$$

$$A2 = 0.564 \exp \left(-\frac{0.2}{\epsilon_r + 0.3} \right) \quad (21)$$

그리고 Y_v 는 다음 식으로 구한다.

$$Y_r = G_r + jB \quad (22)$$

여기서 식(22)의 복사 컨덕턴스 G_v 는 식(23)과 같다.

$$G_r = \frac{1}{\pi\eta} \left\{ \left[wS_i(w) + \frac{\sin w}{w} + \cos w - 2 \right] \left(1 - \frac{S_i^2}{24} \right) \right. \\ \left. + \frac{S_i^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos w}{w^2} - \frac{\sin w}{w^3} \right) \right\} \quad (23)$$

여기서

$$w = k(W + \Delta l) \quad (24)$$

$$S_i = k\Delta l \quad (25)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (26)$$

$$S_i(w) = \int_0^w \frac{\sin u}{u} du \quad (27)$$

식(24), (25)에서 k 는 유전체 기판의 전파상수, 식(27)에서 μ 는 유전체 기판의 투자율이며 Δl 은 사각형 마이크로스트립 안테나 등가회로에 나타남과 같이 마이크로스트립 안테나에 전력이 인가되면, 복사평면의 개방 단에서 프린징 효과에 의해서 전기적인 길이가 증가되는 길이를 의미한다 [7].

$$\Delta l = \frac{t\xi_1\xi_2\xi_3}{\xi_4} \quad (28)$$

여기서

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{eff}^{0.81} + 0.26}{\epsilon_{eff}^{0.81} - 0.189} \frac{(W/h)^{0.8544} + 0.236}{(W/h)^{0.8544} + 0.87} \quad (29)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} [0.084 (W/h)^{1.9413/\xi_5}]}{\epsilon_{eff}^{0.9236}} \quad (30)$$

$$\xi_3 = 1 - 0.218 \exp \left(-7.5 \frac{W}{h} \right) \quad (31)$$

$$\xi_4 = 1 + 0.0377 \tan^{-1} \left[0.067 \left(\frac{W}{h} \right)^{1.456} \right] \{ 6 - 5 \exp [0.036(1 - \epsilon_r)] \} \quad (32)$$

식(30)에서

$$\xi_5 = 1 + \frac{(W/h)^{0.371}}{2.358\epsilon_r + 1} \quad (33)$$

ϵ_{eff} 는 마이크로스트립 패치 안테나 기판의 실효유전상수를 의미하며 식(22)의 자기 서셉턴스 B는 식(34)와 같다.

$$B = Y_0 \tan(\beta_g \Delta l) \quad (34)$$

여기서 $\beta_g = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$ 이며 k_0 는 자유공간 전파상수이며 두 개의 슬롯 사이의 상호 어드미턴스 Y_m 은

$$Y_m = G_m + jB_m \quad (35)$$

여기서 상호 컨덕턴스 G_m 은 보조 커플링 함수 및 주슬롯의 유한한 길이와 부슬롯의 잔여 영향을 보상하는 보정함수에 의해서 얻어진다.

$$G_m = G_r \left[J_0(L') + \frac{S_i^2}{24 - S_i^2} J_2(L') \right] \quad (36)$$

여기서

$$L' = k(L + \Delta l) \quad (37)$$

$$S_i = k\Delta l \quad (38)$$

$J_n(L')$ 은 1종n차 베셀함수이다. 식(36)의 G_m 에서 G_r 을 제외한 오른쪽 대괄호항이 보조 커플링함수이며, 보정함수가 1이라면 주슬롯과 부슬롯의 영향이 상쇄됨을 의미한다. 마찬가지로 상호 서셉턴스 B_m 은 보조 커플링함수와 보정함수로 이루어진다.

$$B_m = B \left[\frac{\pi}{2} \frac{Y_0(L') + \frac{S_i^2}{24 - S_i^2} Y_2(L')}{\ln \left(\frac{S_i}{2} \right) + \gamma - \frac{3}{2} + \frac{S_i^2/12}{24 - S_i^2}} \right] [1 - \exp(-0.21w)] \quad (39)$$

여기서 γ 는 Euler상수(0.577216)이며, $Y_n(L')$ 는 2종n차 베셀함수이고 L' 와 식(39)는 보조 커플링함수와 보정함수로 구성된다. 이상과 같이 전개된 식을 이용하여 식(3)에 대입하면 마이크로스트립 급전방식의 사각형 마이크로스트립 안테나의 입력 어드미턴스를 구할 수 있다.

2.2 Impedance Bandwidth

일반적으로 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭을 전압정재파비 즉 VSWR이 어느 기준값 이하가 되는 것으로 정의한다면 임피던스 대역폭(BW)은 (40)식으로 표현되므로 주파수 대역에 대한 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭을 구할 수 있다 [8].

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q_T \sqrt{VSWR}} \quad (40)$$

여기서 Q_T 는 성능지수(quality factor)이며 마이크로스트립 안테나에 입력되는 총 에너지에 대한 패치 안테나 내에 저장된

총에너지의 비이며 (41)식으로 정의할 수 있다.

$$Q_T = \frac{\omega W_T}{P_T} \tag{41}$$

여기서 W_T 는 마이크로스트립 안테나가 공진시에 저장되는 총 에너지를 의미하며, P_T 는 손실되는 전력, ω 는 각 주파수이다. 마이크로스트립 안테나에서 손실되는 전력 P_T 는 도체상의 손실전력 P_c 과 유전체내에서의 손실전력 P_d , 복사 손실전력 P_r 등으로 나눌 수 있다.

$$P_T = P_c + P_d + P_r \tag{42}$$

마이크로스트립 안테나의 상하단에 도체벽이 있고 측면이 자기벽으로된 공진기로 가정한다면, 도체벽의 표면에 표면전류 J_s 가 흐르므로 도체 손실전력 P_c 는

$$P_c = 2R_s \int_s J_s \cdot J_s^* ds = \frac{4R_s}{\mu h} \frac{\mu}{2} \int_v H \cdot H^* dv = \frac{4R_s}{\mu h} W_m \tag{43}$$

여기서 $R_s = \frac{1}{\sigma \delta_s}$ 이며 σ 는 도체 도전율, δ_s 는 표피두께이다.

그리고 $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m], h 는 마이크로스트립 안테나의 유전체 기판의 두께이며 W_m 는 저장된 에너지이다.

패치 안테나의 유전체 내에서의 손실전력 P_d 는

$$P_d = \int_v J \cdot E^* dv = \omega \epsilon_{eff}(f) \tan \delta \int_v E^2 dv = 2\omega \tan \delta W_e \tag{44}$$

여기서 $\tan \delta$ 는 유전체의 손실 탄젠트이며, W_e 는 저장된 전계 에너지이다. 그리고 복사 손실전력 P_r 는

$$P_r = \frac{GV_0^2}{2} \tag{45}$$

여기서 G 는 복사 콘덕턴스이다. 저장된 전계 에너지는

$$W_e = \frac{\epsilon_r \epsilon_{eff}}{2} \int_0^W \int_0^L \int_0^h E \cdot E^* dx dy dz \tag{46}$$

(46)식의 값은 시간 평균한 자계 에너지 W_m 과 같으며 ϵ_r 는 마이크로스트립 패치 안테나의 유전체 기판의 유전율을 의미하며 ϵ_{eff} 는 실효유전상수이며 (9)식을 이용하여 구할 수 있다. 결국 (41)식의 Q_T 는 (46)식으로 구하여 사각형 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭을 구할 수 있다.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_c + P_d + P_r}{\omega(W_e + W_m)} = \frac{1}{Q_r} + \tan \delta + \frac{\delta_s}{h} \tag{47}$$

$$Q_T = \frac{\pi f_0 \epsilon_0 \epsilon_{eff}(f) WL}{Gh} \tag{48}$$

III. Design of Broadband Microstrip Patch Antenna

3.1 Design Parameters

마이크로스트립 안테나의 가장 큰 단점인 주파수 대역폭을 확장시키는 다양한 연구들이 진행되고 있다. 주파수 특성개선을 위한 기술에는 마이크로스트립 안테나의 직 상단에 기생소자를 적층시켜 다중공진을 유도하는 방법, 안테나의 급전구조 개선 및 임피던스 정합기술, 안테나 소자의 배열기술 등이 지금까지 보고되었다 [9]. 이와 같은 기술들의 공통점은 안테나의 물리적인 구조의 확대 혹은 특수한 유전체 소재로 구성된 기관으로 설계되어야 하는 특징으로 실제 단말기 실장을 고려한다면 제한적 요소로 작용될 수 있다.

본 논문에서는 지금까지 보고된 기술과는 다른 접근방식으로 안테나의 급전구조와 설계 파라미터를 기반으로 다중공진이 일어나도록 하여 주파수 대역폭을 확장시키는 연구에 주안점을 주었다. 앞 절에서 전개한 3-port 전송선로모델링 해석방법을 사용하여 마이크로스트립 안테나를 설계하였다. 안테나 설계는 사각형 패치의 폭(W)과 길이(L)에 따른 공진주파수를 구한다음 주파수 대역폭 확장에 민감한 파라미터(유전체 기판 두께, h)를 가변시켜 가며 이에 따른 공진주파수와 주파수 대역폭 변화추이를 검토하여 최적 파라미터를 산출하는 방식으로 진행하였다.

본 연구의 결과와 표 1의 결과 타 연구결과 비교를 통해서 안테나 기관의 두께가 두껍고 유전율이 낮으며 패치의 폭(W) 보다는 길이(L)가 큰 패치 구조가 주파수 대역폭 개선에 유리하다는 것을 확인할 수 있다. 또한 표 1의 결과를 통하여 안테나 급전구조에 따라 주파수 대역폭 특성이 연관됨을 알 수 있다.

Table 1. Comparison of Reported Microstrip Patch Antennas

| Model | L mm | W mm | h mm | ϵ_r | MHz | % | GHz |
|-------|------|------|------|--------------|-----|------|------|
| A | 24 | 32 | 2 | 9.4 | 100 | 4.81 | 2.0 |
| B | 38.2 | 49.8 | 1.6 | 4.6 | 73 | 4.1 | 1.8 |
| C | 29.3 | 64 | 11 | 4.4 | 140 | 15.6 | 0.93 |
| D | 27.2 | 16.4 | 3.6 | 2.0 | 430 | 18.7 | 1.92 |

표 1에 나타난 마이크로스트립 패치 안테나 모델 A는 A. Roy의 연구결과이며 2.4GHz WLAN 안테나용으로 설계되었으며 사각형 패치 안테나가 아닌 H-형 안테나로 설계되었다. H-형 마이크로스트립 안테나로 구성하여 이중공진 효과에 의한 광대역 주파수화를 시도하였으나 공진주파수 2.0GHz에서 4.81% 대역폭을 얻은 것으로 보고되었다 [9].

모델 B 안테나는 P. Nuangpirom의 연구결과로 WIM(Wave Iterative Method) 알고리즘을 이용하여 패치 안테나를 해석하였다. 공진주파수 1.8GHz에서 4.1% 대역폭을 얻었으며 독창적인 안테나의 해석방법이 연구의 주된 목적으로 평가된다 [10].

모델 C 안테나는 A. Elouadih의 연구결과이며 이 안테나는 PIFA(Planar Inverted-F Antenna) 구조로 모델 A, B, 본 연구의 마이크로스트립 패치 안테나(모델 D)와는 물리적으로 다른 구조를 갖는 안테나이다 [11]. 공진주파수 특성은 930MHz에서 18.7%로 대폭 개선되나 접지면과 사각형 패치의 간격(h=11mm)이 커지므로 소형경량의 이동통신 단말기 구조의 안테나로는 다소 부적합한 것으로 평가될 수 있다 [12]. 또한 이러한 PIFA 구조의 안테나는 복사 빔폭이 축소되어 고이득 특성을 갖는 이동통신 기지국 안테나로의 어레이 확장설계에서도 물리적으로 제한될 수 있다.

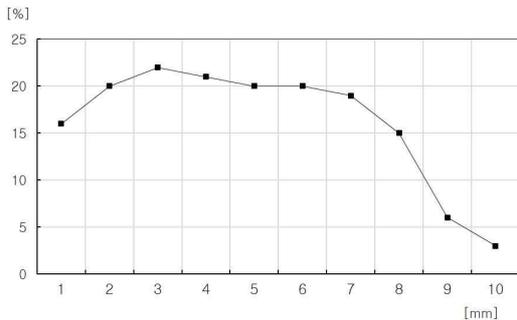


Fig. 2. Simulated Bandwidth as a function of substrate(h).

모델 D 안테나는 본 논문에서 설계된 안테나 특성을 나타낸 것으로 안테나의 물리적인 크기의 확대가 지나치게 커지지 않으면서도 주파수 대역폭이 430MHz(18.7%)으로 비교적 우수한 특성을 확인할 수 있다. 그림 2에서 유전체 기판 두께(h)에 따른 안테나 주파수 대역폭을 식(40)를 사용하여 시뮬레이션한 결과를 나타내었다. 안테나의 대역폭은 일정수준의 두께(h=3~4mm)에서 가장 증가되나 그 이상의 두께(h=6~7mm)부터 급격하게 좁아지는 특성을 확인할 수 있다. 따라서 안테나의 대역폭과 물리적인 크기와의 상관관계를 적절하게 선택해야 함을 알 수 있다.

3.2 Considerations of Measured Data

제작된 안테나는 표 1에서 도시한 바와 같이 시뮬레이션을 통하여 검증된 안테나 스펙(모델 D 안테나)을 기반으로 설계되어 현재 출시되고 있는 유전체 기판의 제품 스펙으로 조정하여 설계 및 제작하였다. 사각형 패치의 폭(W)과 길이(L)는

16.4mm, 27.2mm이며 유전체 기판의 비유전율 $\epsilon_r=2.17$, 두께 h=3.6mm, 손실 탄젠트 $\tan \delta=0.0009$ 인 미국 Taconic사의 TLY 유전체 기판을 사용하였다.

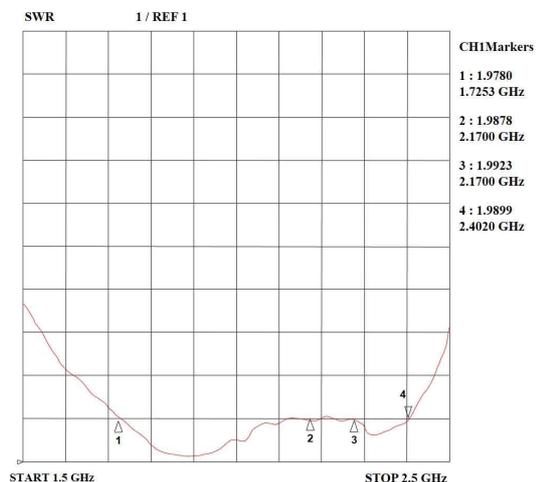


Fig. 3. Fabricated Microstrip Antenna.

유전체 기판은 상용기판(h=1.2mm)을 본 연구의 설계 스펙에 적합하도록 3개의 기판을 접착하여 적층시키는 구조로 제작하였다. 두꺼운 유전체 기판의 사용은 안테나의 대역폭을 확장시킬 수 있지만 표면파 복사와 불요모드가 발생할 수 있다. 따라서 안테나 제작에 사용되는 유전체 기판의 두께가 제한되므로 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결할 수 있도록 저유전율($\epsilon_r=2.17$) 기판을 사용하였다.

그림 3에서 제작된 광대역 마이크로스트립 안테나를 도시하였다. 제작된 안테나는 SMA 커넥터와 마이크로스트립 급전선으로 구성하였다.

그림 4에서 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압 정제파비와 임피던스 특성을 도시하였다. 제작된 안테나의 대역폭은 전압정제파비(VSWR) 2이하를 기준으로 19.6%(450MHz)이다. 1,725.3~2,402MHz 주파수 대역에서 얻어진 특성이다.



(a)

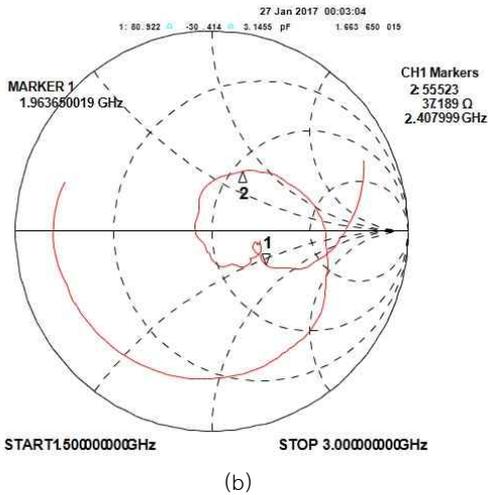


Fig. 4. Measured curves. (a) VSWR (b) Impedance Locus

450MHz(VSWR≤2, BW=19.6%) 주파수 대역폭 특성은 현재 우리나라 이동통신서비스 주파수 대역에서 사용 중인 WCDMA/LTE(1.8GHz), WiMax(2.3GHz), WLAN(2.4GHz) 서비스의 대부분이 수용 가능한 구조이다.

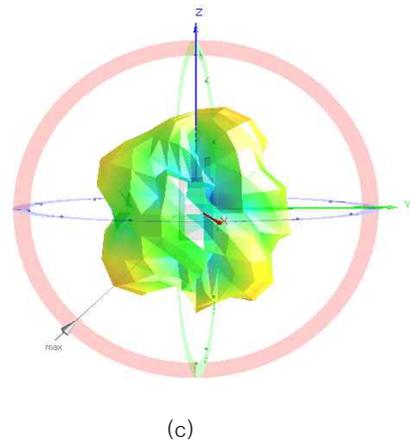
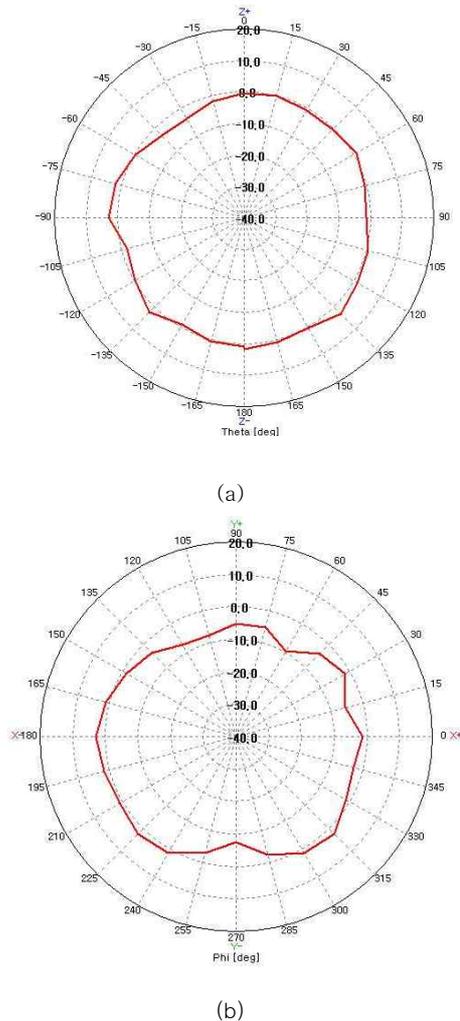


Fig. 5. Measured Radiation Pattern. (a) E-Plane (b) H-Plane (c) 3D in mobile

그림 4(b)에 나타난 임피던스 특성에서 두개의 크고 작은 원형 궤적은 본 논문의 안테나가 두 지점에서 공진되고 있다는 것을 알 수 있다. 이러한 현상은 이중 공진 효과에 의한 광대역 안테나임을 입증한다.

그림 5에서 제작된 안테나의 복사패턴 측정결과를 나타냈다. 측정 주파수는 본 논문의 마이크로스트립 안테나의 설계중심 주파수인 1,920MHz 에서 측정하였다. E-평면 전력반치폭 (Half Power Beam Width)은 104.5°이며 H-평면은 92.3°로 나타났다. E-평면과 H-평면의 복사특성은 일반적인 사각형 마이크로스트립 패치 안테나와 유사하게 E-평면의 복사특성이 H-평면에 비해 넓은 특성을 갖는다. 그림 5(c)에서는 측정된 복사특성(E/H-평면) 데이터를 실제 이동통신 단말기에 실장하였을 때를 가정하여 MTG VisualWave 상용 툴을 이용하여 시뮬레이션한 결과이다. 단말기에 밀착되는 인체(머리) 부분의 반대쪽에 최대출력이 나타나는 것을 확인할 수 있다(그림5(b) H-평면 복사특성 유사).

제작된 안테나의 이득 특성은 그림 6에 나타냈으며 1,700~2,400MHz 주파수 대역에서 4.62~4.12dBi의 비교적 평탄한 이득특성을 나타냈으며 최대이득은 1,900MHz에서 5.53dBi로 확인되었다.

Fig. 6. Measured Gain.

측정에 사용된 계측장비는 이스라엘 Orbit사 안테나 측정 장비를 사용하였으며 측정의 정확성을 유지할 위해 외삽법 (extrapolation technique)을 사용하여 안테나 이득을 측정하였다. 그림 7에서 본 논문의 안테나 측정환경을 나타내었다.

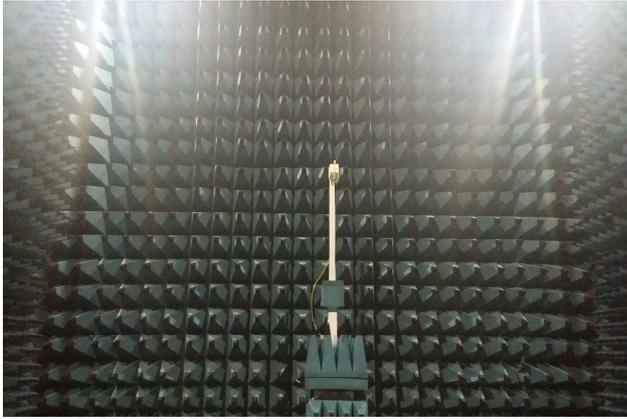


Fig. 7. Measurement System of Antenna.

IV. Conclusions

본 논문에서는 마이크로스트립 안테나의 단점인 좁은 대역폭 특성을 개선하여 단일 소형 안테나로 여러 이동통신 주파수 대역을 서비스 할 수 있는 광대역 안테나 설계에 관한 연구를 수행하였다. 안테나의 급전구조와 설계 파라미터를 기반으로 이중공진 효과에 의한 주파수 대역 확장기술을 사용하였다.

제작된 마이크로스트립 안테나의 주파수 대역특성이 1,725.3~2,402MHz 주파수 대역에서 450MHz(19.6%) 대역폭 특성이 확인됨에 따라 국내 이동통신 WCDMA/LTE(1.8GHz), WiMax(2.3GHz), WLAN(2.4GHz) 서비스 주파수의 대부분이 수용됨을 입증 하였다.

향후 추가적인 연구는 단말기용 마이크로스트립 패치 안테나를 이동통신서비스 기지국용 고이득 어레이 안테나로 확장설계하는 연구이다. 또한 이동통신 단말기의 최신 트렌드를 고려한다면 단말기 내부 안테나와 고주파회로가 서로 분리되어 있는 구조에서는 단말기 내부공간 사용의 한계가 존재하므로 마이크로스트립 안테나 기관상에 고주파 회로까지 실장시킬 수 있는 일체형 안테나 설계 연구가 필요하다.

REFERENCES

[1] Ministry of Science, ICT and Future Planning, "ICT R&D medium-and long-term plan," (<http://www.msi.go.kr>), 2013.10.23.

- [2] T. Yasin, T. R. Baktur, "Circularly Polarized Meshed Patch Antenna for Small Satellite Application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp.1057-1060, Aug. 2013.
- [3] N. Tung, H. Ueda, J. Hirokawa, M. S. Ando, "A Radial Line Slot Antenna for an Elliptical Beam," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp.5531-5537, Dec. 2014.
- [4] Jangwook Kim, "Design of Wide Band Antennas for Mobile Communications," *Journal of The Korea Society of Computer and Information* Vol. 18 No. 3, pp. 27-34, Mar. 2013.
- [5] H. Pues, A. V Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *Proc. IEEE*, vol. 131, pp.334-340, Dec. 2004.
- [6] R. Garg, I. Bahl, M. Bozzi, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, pp.25-26, 2013.
- [7] M. Kirschning, R. Jansen, N. Koster, "Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines," *Electron. Lett.*, vol.17, pp.123-125, 1981.
- [8] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, pp.282-284, 2001.
- [9] A. A. Roy, J. M. Mom, G. A. Igwe, "Enhancing the Bandwidth of a Microstrip Patch Antenna using Slots Shaped Patch," *American Journal of Engineering Research*, vol. 02, pp.23-30, Sept. 2013.
- [10] P. Nuangpirom, S. Inchan, S. Akatimagool "Wave Iterative Method for Patch Antenna Analysis," *Applied Mathematics*, vol. 6, pp. 403-413, Feb. 2015.
- [11] A. Elouadih1, A. Oulad-Said1, M. Hassani, "Design and Parametric Simulation of a Bi-Band Miniaturized PIFA Antenna for the GSM900 and DCS1800 Bands," *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 4, pp. 189-195, Apr. 2013.
- [12] Xianming Qing, Zhi Ning Chen, "A wideband circularly polarized stacked slotted microstrip patch antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, pp. 84-99, Apr. 2014.

Authors



Kim Jang Wook received the B.S.(from KAIST in 1990), M.S.(from Korea University in 1999), The Ph. D degree in department of telecommunication and information engineering from Hankuk Aviation University, south

Korea, in 2004. Dr. Kim joined the faculty of the Dept. of Information Electronic Engineering, at Dongyang Mirae University Seoul, Korea, in 2001. He is currently a Professor in the Dept. of Information Electronic Engineering, at Dongyang Mirae University. he worked at Samsung Electronics Information communication Lab. (from 1990 to 1996) and was engaged in development of RF for CDMA base station. and he worked at KT. (from 1997 to 2001) and was engaged in development of base station. He is interested in mobile communications, antennas, RF components and IoT system



Jeon Joo seong received the Ph. D degree in department of telecommunication and information engineering from Hankuk Aviation University, south Korea, in 1999.

Dr. Jeon has over 20 years of engineering experience developing antennas and RF products. From 1988 to 1995, he worked at LG Electronics Lab. and was engaged in development of antennas for DBS reception. He joined KT in 1996, where he is currently a general manager. His current principal interests are in base station antennas and Digital Linearized Power Amplifier for mobile communications. He also holds 30 patents for antennas and RF components.