

# 다중대역을 가지는 SAR 저감용 광대역 PIFA 설계

## Design of the Broadband PIFA with Multi-Band for SAR Reduction

최동근 · 신호섭\* · 김 남\*\* · 김용기\*\*\*\*

Donggeun Choi · Hosub Shin\* · Nam Kim\*\* · Yongki Kim\*\*\*\*

### 요 약

본 논문에서는 IMT-2000/WLAN/DMB 단말기용 광대역 PIFA(Planar Inverted-F Antenna)를 설계하였다. 일반적인 PIFA 구조의 단점인 협대역 특성을 개선하기 위하여 미앤더 라인을 두 개의 branch로 나누었다. 안테나의 크기를 효율적으로 줄이기 위하여 단락스트립을 사용하였고, 미앤더 형태에 따른 방사소자를 가지는 PIFA를 제안하였다. 설계 제작된 안테나의 -10 dB 반사손실 대역폭은 38.2 % (1.84~2.71 GHz)로 IMT-2000/WLAN/DMB 대역을 모두 만족하는 광대역 특성을 얻었다. 전자파 흡수율의 감소량을 알아보기 위해 실제로 폴더형 구조를 가지는 휴대폰에 제안된 안테나를 탑재하여 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR를 측정하고 값과 시뮬레이션 결과를 비교하였다. 그 결과는 아주 유사하게 나왔으며, 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR 제한치인 1.6 W/kg, 2 W/kg보다 낮은 값을 얻었다.

### Abstract

This paper proposed a novel broadband PIFA(Planar Inverted-F Antenna) for IMT-2000/WLAN/DMB terminal. Two branch lines for meander line were utilized in order to improve the characteristics of PIFA which usually has a narrow band. The shorting strip between the ground plane and meander-type radiation elements were used in order to minimize the size of the antenna. The -10 dB return loss bandwidth of a realized antenna was 38.2 % (1.84~2.71 GHz), which contains the broadband bandwidth with triple band. And the simulated and measured values of 1 g and 10 g averaged peak SAR on human head caused by the triple band PIFA mounted on folder-type handsets were analyzed and discussed. As a result, the measured 1 g and 10 g averaged peak SARs of PIFA were similar with the simulated values and were lower than the 1.6 W/kg and 2 W/kg of 1 g and 10 g averaged peak SAR limits.

Key words : PIFA, Broadband, Meander Type, SAR

### I. 서 론

오늘날 무선통신 시스템은 다양한 이동통신 서비스와 디지털 TV 방송 등으로 시간과 장소에 제약없이 음성, 데이터, 동영상 등의 정보를 손쉽게 교환할

수 있는 장점이 있다. 이런 무선통신의 편리성으로 인해 이용자가 급속히 급증하고 있으며 무선통신 시스템 또한 빠른 속도로 발전하고 있다. 최근의 Cellular, PCS(Personal Communication Services), IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000), WLAN

「이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(과제번호:KRF-2003-070-C00025).」

충북대학교 정보통신공학과(Dept. of Computer and Communication Eng., Chungbuk National University)

\*충북대학교 기초과학연구소(Basic Science Research Institute, Chungbuk National University)

\*\*충북대학교 전기전자컴퓨터공학부, 컴퓨터 정보통신 연구소(School of Electrical & Computer Eng., Research Institute for Computer and Information Communication, Chungbuk National University)

\*\*\*충북대학교 자연과학대학 천문우주학과(Dept. of Astronomy and Space Science, College of Natural Science, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20041005-133

· 수정완료일자 : 2004년 12월 22일

(Wireless LAN), PDA와 위성 DMB(Digital Multimedia Broadcasting) 등과 같은 다양한 무선통신 시스템의 발전은 고기능, 고성능의 개인 휴대용 단말기 개발과 더불어 소형, 경량, 박형의 안테나 개발 필요성을 요구하고 있다. 이러한 요구 조건에 부합되는 평면형 역 F 안테나(PIFA: Planar Inverted F Antenna)와 단락 마이크로스트립 안테나(Short-circuit microstrip antenna) 등 내장형 안테나에 대한 많은 연구가 발표되었다. 가장 많이 연구되는 내장형 안테나로는 PIFA, 미앤더 라인 세라믹 칩 안테나, 프린트형 모노폴 안테나 등이 있다. 특히 내장형 안테나는 후방사가 적게 일어나므로 전자파의 인체 두부에 미치는 영향을 줄일 수 있고 설계가 간단하고 제작비용이 낮다는 큰 장점을 갖는다<sup>[1],[2]</sup>. 하지만 안테나의 소형화로 복사 저항이 감소하여 복사 효율이 떨어지고, 대역폭이 협소해지기 때문에 이를 극복하기 위한 연구가 필요하다. 이에 따라 기존 안테나의 형태와 급전 방식, 주변 기구물의 영향 등을 고려하여 다중 대역 특성, 소형화, 대역폭 증가 등의 성능 개선을 위해 다양한 종류의 안테나들이 연구되고 있다<sup>[4],[5]</sup>.

한편 이동 방송 기술의 핵심인 위성 DMB 서비스에 대한 준비가 진행됨에 따라 기존 이동통신 서비스와 위성 DMB를 하나의 단말기로 처리하고자 하는 연구가 진행 중이고 통합 시스템 구축을 통해 다양한 테스트 밴드가 연구 중이다. 따라서 기존 이동통신 서비스와 위성 DMB를 하나의 단말기를 이용해 서비스를 제공할 수 있는 통신 시스템이 요구되고, 이를 만족시키기 위한 다중 대역 내장형 안테나 개발이 필요하다.

본 논문은 이동통신 단말기의 내부에 장착될 수 있을 만큼 소형이면서 광대역 특성을 가지는 삼중대역(IMT-2000/WLAN/DMB) PIFA를 설계하였다. PIFA는 이동통신 단말기의 내부에 장착될 수 있을 만큼 소형이면서 전자파의 인체영향을 최소화할 수 있는 구조로 설계가 가능하다. 설계된 안테나에서 각 공진주파수는 서로 독립적으로 조절이 가능하고, 다른 주파수에 큰 영향을 주지 않기 때문에 안테나 구현이 쉽다. 미앤더 형태의 구조와 단락스트립을 이용하여 안테나의 크기를 소형화하였고, 삼중대역을 포함하는 광대역 특성을 얻었다. 제안된 안테나는 제작과 측정을 통해 그 성능을 검증하였고, 플라스틱

으로 이루어진 폴더형 단말기에 제안된 안테나를 부착시켜 인체에 영향을 미치는 전자파 에너지량을 정량화 전자파 흡수율(Specific Absorption Rate: SAR)의 계산 및 측정을 하였다. 단말기는 인체 팬텀의 두부 오른쪽에 모델링하여 SAR 값을 계산하였고, 실제 사용되는 폴더형 휴대폰에 제안된 안테나를 탑재하여 SAR 값을 측정하여 시뮬레이션한 값과 비교하였다.

## II. 광대역 PIFA 설계

### 2-1 PIFA 기본 이론

그림 1은 기본 PIFA 구조를 보여준다. PIFA는 접지면, 패치, 급전선, 단락 스트립으로 구성되어 있고 유한 접지면 위에 사각 패치가 놓인 형태로 전류 급전을 통하여 패치를 여기시켜 접지면과 함께 복사 소자로써의 역할을 하게 된다. PIFA는 복사 소자의 한쪽 방사면을 단락스트립을 이용해 단락시킴으로써 기존의 마이크로스트립 안테나의 크기인 1/2 파장이 아닌 1/4 파장 이하에서 공진하게 하므로써 안테나의 크기를 반 이상 줄일 수 있다. 그리고 방사 패치의 폭과 길이의 합이 공진 주파수와 비례하기 때문에, 공진 주파수를 높이기 위해 방사패치의 한쪽 끝에서부터 안테나의 면적을 약간씩 줄이는 방법을 이용하여 크기를 조절한다. 단락스트립이 패치의 폭보다 좁을 때 안테나의 인덕턴스 성분이 증가하고, 그에 따라 단락스트립과 패치의 폭이 같은 경우보다 공진 주파수가 낮아지기 때문에, 같은 공진 주파수를 유지하기 위해서는 단락 마이크로 스트립 안테나의 길이가 짧아져서 더욱 더 소형화를 할 수 있다. 그러나 단락스트립이 좁아질수록 대역폭 역시 좁아지는 특성이 있다. 또한 PIFA 형태의 안테나는 안테나의 높이가 낮아질수록 커패시턴스의 성분이 감소해 대역폭이 좁아지는 특성이 있기 때문에, 낮

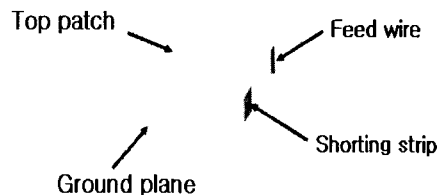


그림 1. PIFA 기본구조  
Fig. 1. PIFA structure.

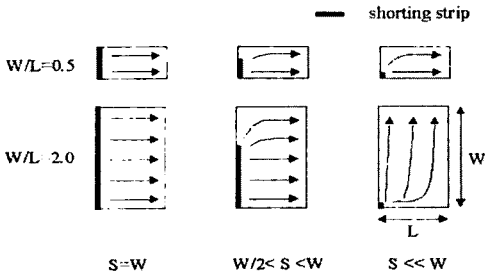


그림 2.  $W/L$ 의 비와 단락판의 폭  $W$ 을 가변하였을 때 도체판에서의 표면전류 흐름 변화  
 Fig. 2. Distributions of surface current when the short plate width  $W$  and the ratio of  $W/L$  are varied.

은 구조(low-profile)의 특성상 협소한 대역폭을 가진다<sup>[2]</sup>. 대역폭 개선을 위한 일반적인 방법으로 안테나의 높이를 증가하는 방법, 기생 방사소자를 이용하는 방법, 정합회로를 사용하는 방법, 낮은 유전율을 갖는 기판을 사용하는 방법, 적층방식 등 여러 가지 기술들이 연구되어 왔다. 그리고 소형화 기술에는 Lumped 소자를 이용하는 방법, 기하학적 최적화를 통한 방법, 접지면과 단락회로를 사용하는 방법, 고유전체 매질을 사용하는 방법, 방사를 보충할 수 있는 안테나 환경을 사용하는 방법들이 있다. 그러나 전기적인 소형 안테나는 일반적으로 근접된 접지면과 높은 전류밀도 등으로 안테나의 Quality factor의 증가로 인한 대역폭 감소와 높은 전류밀도로 인한 저항성 손실의 증가로 인한 이득의 감소로 구현하기 어려운 단점이 있다. 따라서 전기적으로 소형의 안테나를 설계하는데 있어 낮은 Q를 갖도록 설계하는 것이 최우선으로 고려되어야 한다<sup>[3]</sup>.

PIFA에 단락판을 사용하는 경우,  $\lambda/2$ 가 아닌  $\lambda/4$ 에서 공진하고 단락판의 길이가 안테나의 전기적인 길이에 포함되어 안테나의 크기를 많이 줄일 수 있다. PIFA에서 단락판의 폭을 줄일 경우 그림 2의 단락판의 폭에 따른 도체판에서의 표면 전류의 흐름이 단락판의 폭이 짧아짐에 따라 전류의 흐름이 길어지게 되어 공진 주파수가 낮아지게 되고 안테나의 소형화를 이룰 수 있다. 그러나 소형화를 위해 단락판의 폭과 안테나의 높이를 줄일 경우 대역폭이 좁아지는 단점이 있다<sup>[6]</sup>.

2-2 광대역을 가지는 변형된 PIFA 설계 및 결과

2-2-1 삼중대역을 가지는 미앤더 형태의 PIFA 설계

본 논문에서 제안한 안테나는 IMT-2000/WLAN/DMB 대역을 가지는 미앤더 형태의 구조를 가지는 삼중대역 PIFA를 설계하였고, 각종 파라미터의 비교 분석을 통하여 기존의 안테나보다 좀 더 광대역의 특성을 얻었으며 크기 면에서도 소형화하였다. 이와 같은 광대역 특성을 얻기 위해 안테나의 크기, FR4 기판, 접지면과 단락스트립의 크기를 조절하였고, 각각의 슬롯의 길이와 폭 및 슬롯들 간의 폭의 크기를 조절하였다. 특히, 단락스트립의 길이와 폭, FR4 기판과 접지면의 크기 및 슬롯들 간의 폭을 조절함으로써 원하는 주파수 대역의 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 안테나의 크기 면에서도 접은 구조를 없애고 안테나, FR4 기판과 접지면의 크기를 줄임으로써 기존의 안테나보다 20 % 정도 작아졌다. 그림 3은 제안된 안테나를 보여준다. 안테나의 높이는 최대 3.5 mm으로 하였고, 0.3 mm의 두께를 가지는 방사패치의 크기는  $10 \times 26 \times 0.3 \text{ mm}^3$ 로 하였다. 그리고  $55 \times 26 \text{ mm}^2$ 의 크기와 1 mm의 두께를 가지는 FR4 기판( $\epsilon_r = 4.62$ )을 탑재하였으며 이는 실제 안테나에 탑재하기에 알맞은 크기를 가진다. 50  $\Omega$  매칭을 위한 마이크로스트립 라인은 내장형 안테나의 급전에 사용되며 FR4 기판 위에 프린트된다. 이는 마이크로

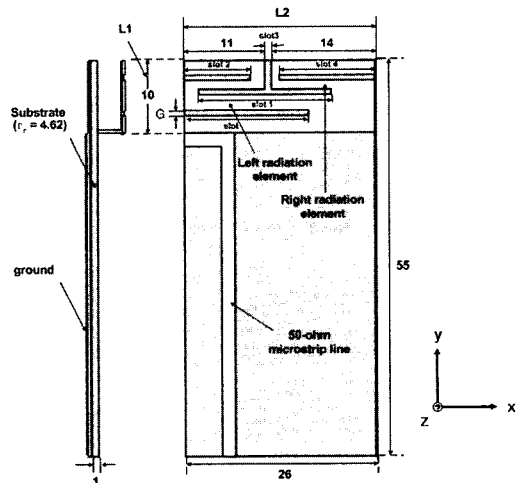


그림 3. 제안된 삼중대역 미앤더 형태의 PIFA 구조  
 Fig. 3. Structure of the proposed meander type PIFA for triple band mobile phone.

스트립 라인의 폭을 조절함으로써 안테나의 입력 임피던스와 마이크로스트립 라인과의 사이에 좋은 매칭을 얻을 수 있다<sup>[7],[8]</sup>.

미앤더 구조를 가지는 두 개의 방사패치를 사용하여 두 개의 공진을 얻었다. 일반적으로 높은 주파수 대역은 슬롯, PIFA의 길이, 단락 스트립과 급전점의 위치에 따라 조절이 가능하며, 낮은 주파수 대역은 슬롯, PIFA의 폭, 급전점의 위치나 접지면의 크기에 따라 조절을 할 수 있다. 그리고 사용 기판의 두께를 두껍게 하고, 비유전율을 높게 할수록 낮은 주파수 공진을 얻는다<sup>[10]</sup>. 방사패치에서 흐르는 전류 경로 길이에 따라 공진 주파수가 달라지는데 전류의 경로가 길면 낮은 주파수의 공진이, 짧으면 높은 주파수의 공진이 생기게 된다. 이 때 제안된 안테나의 왼쪽 방사패치는 IMT-2000/WLAN 대역을 가지고, 오른쪽 방사패치는 위성 DMB 대역을 가진다. 공진주파수  $f$ 는  $c/4(L_1 + L_2)$ 와 같은 식을 사용하여 계산하며, 이 식에서 나온 계산 값은 PIFA의 치수를 결정할 수 있다. 여기서  $f$ 는 안테나의 공진 주파수를 나타내며,  $c$ 는 빛의 속도이고,  $L_1$ 과  $L_2$ 는 각각 안테나의 폭과 길이이다. 제안된 안테나의 공진주파수는 미앤더의 길이와 미앤더의 라인과 라인 사이의 폭인  $G$ 의 길이의 변화를 주므로서 조절이 가능하였고, 각 슬롯들의 길이, 단락 스트립의 폭과 높이뿐만 아니라 접지면

표 1. 제안된 안테나의 파라미터

Table 1. Parameters of the proposed PIFA with the meander type.

파라미터	값
안테나의 크기	26×10 mm <sup>2</sup>
접지면의 크기	26×45 mm <sup>2</sup>
FR4 기판의 크기	26×55 mm <sup>2</sup>
단락스트립의 높이( $h$ )	3.5 mm
단락스트립의 폭( $w$ )	4 mm
Slot	17 mm
Slot 1	20 mm
Slot 2	9 mm
Slot 3	1 mm
Slot 4	13 mm
접지면과 FR4 기판의 길이	55 mm
접지면과 FR4 기판의 폭	26 mm

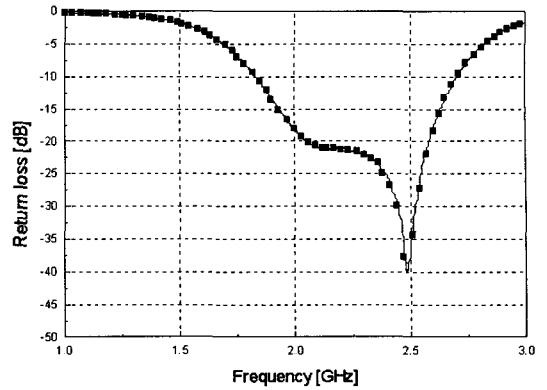


그림 4. 광대역 PIFA 안테나의 반사손실  
Fig. 4. Return loss of the broadband PIFA.

과 FR4 기판의 길이와 미앤더의 길이를 조절함으로써 반사손실의 감소와 광대역의 특성을 얻었다. 삼중대역을 얻기 위해 최적의 파라미터는 표 1에 나타내었다.

설계된 안테나는 일반적인 PIFA의 협대역 특성과 달리 미앤더의 폭과 길이를 서로 다르게 설정하여 넓은 대역폭 특성을 얻었다. 그리고 안테나의 크기를 줄일 수 있는 방법으로 단락 스트립의 폭과 높이를 조절한 미앤더 구조의 안테나를 제안하였고, 제안된 미앤더 PIFA를 설계하여 주파수 특성과 방사패턴을 분석해 보았다. 그림 4는 설계과정을 통해 최적화된 안테나의 반사손실을 보여주며, 설계된 안테나의 -10 dB 반사손실 대역폭은 38.2 % (1.83~2.71 GHz)로 광대역 특성을 가지며, 중심주파수 2.2 GHz에서의 안테나 이득은 약 3.62 dBi로 휴대폰 안테나의 요구사항인 2 dBi 이상을 만족하고 있다.

### 2-3 제안된 PIFA의 스윙핑 결과

그림 5~9는 가변 변수외의 설계변수는 고정시키고 각 슬롯들의 길이에 따라 반사 손실 값의 변화를 나타낸 것이다. 슬롯의 길이 변화에 따라 주파수 대역폭과 반사 손실이 변화됨을 알 수 있었다. 그림 5는 안테나의 슬롯 길이를 16~20 mm까지 변화할 때의 반사손실의 변화를 나타낸 것이다. 슬롯의 길이가 커질수록 전체 주파수 대역이 작아지면서 16 mm~18 mm까지 반사 손실이 감소했다가 18 mm~20 mm까지는 다시 증가하는 것을 볼 수 있었다. 이는 슬롯의 길이가 증가하면서 평균 전류 경로 길이가 길

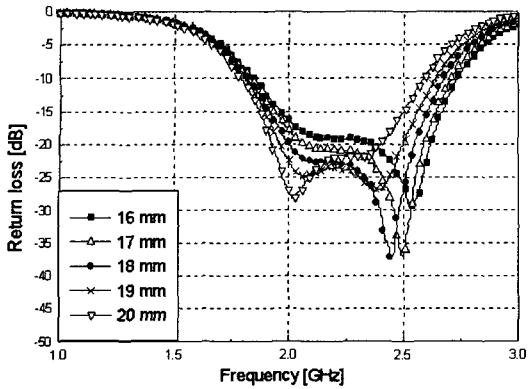


그림 5. 슬롯의 길이에 따른 반사 손실  
Fig. 5. Return loss according to the length of slot.

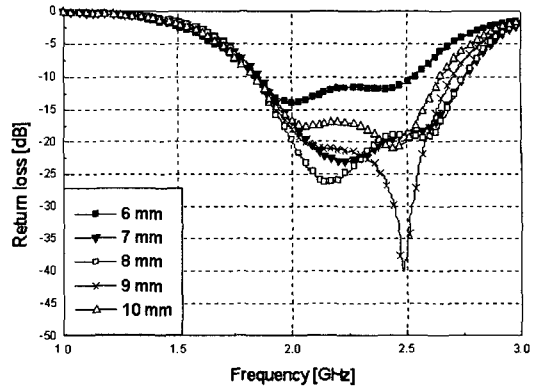


그림 7. 슬롯 2의 길이에 따른 반사 손실  
Fig. 7. Return loss according to the length of slot 2.

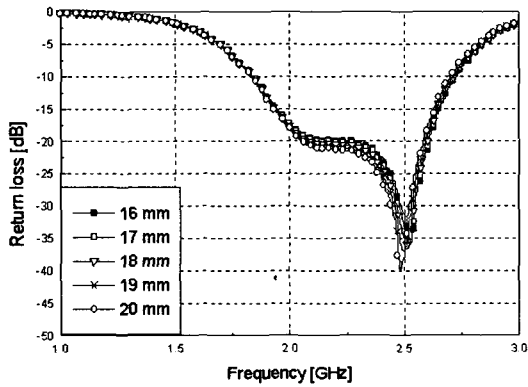


그림 6. 슬롯 1의 길이에 따른 반사 손실  
Fig. 6. Return loss according to the length of slot 1.

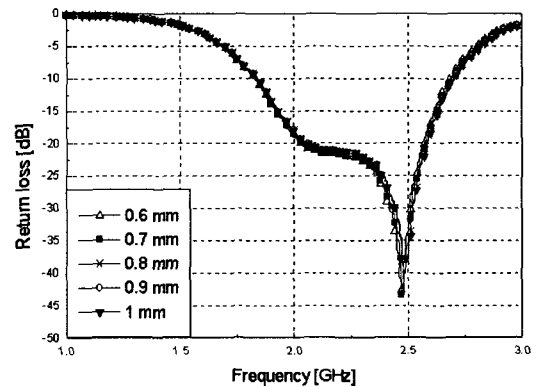


그림 8. 슬롯 3의 길이에 따른 반사 손실  
Fig. 8. Return loss according to the length of slot 3.

어지므로 공진주파수가 감소됨을 알 수 있다. 그리고 공진이 일어나는 곳에서의 반사 손실 또한 감소하기 때문에 패치의 크기는  $-10$  dB 반사손실 대역 폭과 최소 반사 손실을 적절히 고려해 결정해야 한다. 그림 6은 슬롯 1의 길이가 증가하면 전체적인 공진주파수의 변화는 작지만 평균전류경로길이 증가하여 공진주파수가 약간씩 작아짐을 알 수 있다. 그림 7은 슬롯 2를 6~10 mm까지 변화할 때의 반사 손실이다. 슬롯 2의 길이가 커질수록 낮은 주파수 대역은 변화가 적으나 높은 주파수 대역은 변화가 많이 일어났다. 9 mm에서 가장 이상적인 주파수 대역이 나왔다. 이는 슬롯 2의 길이가 9 mm일 때 미앤더 라인의 폭이 2 mm이므로 급전선의 폭 1.8 mm와 차이가 가장 적으므로 반사파를 최소로 줄일 수 있기 때문인 것으로 사료된다. 반면에 슬롯 2의 길이가 6 mm일 때는 미앤더 라인의 폭이 5 mm이므로 급전선

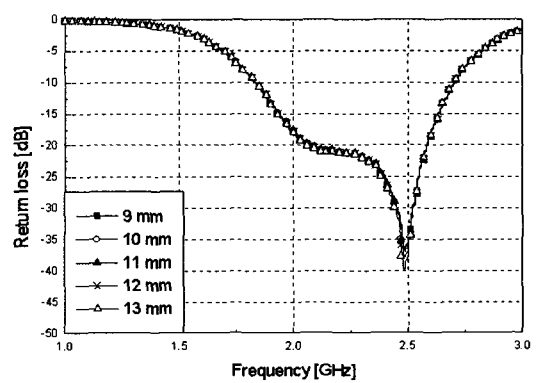
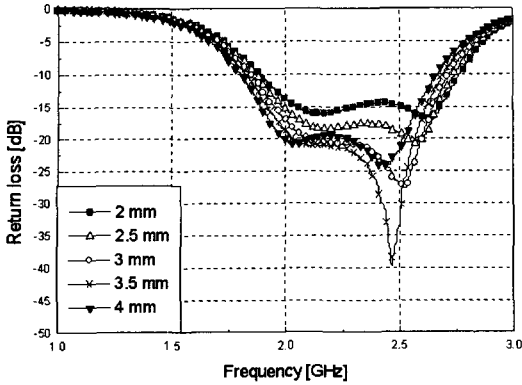
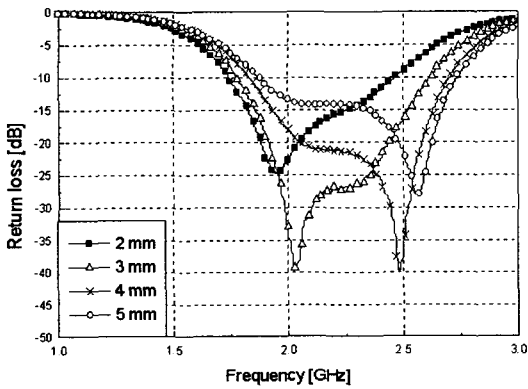


그림 9. 슬롯 4의 길이에 따른 반사 손실  
Fig. 9. Return loss according to the length of slot 4.

로의 폭 1.8 mm와 차이가 가장 많아서 반사파의 양이 최고로 많기 때문에 임피던스 정합 특성이 가장 안 좋은 것을 알 수 있다. 그림 8은 슬롯 3의 길이변화를 0.1 mm 간격으로 아주 작은 크기로 스윕핑을



(a) 단락 스트립의 높이에 따른 변화  
(a) Variation according to the height of shorting strip



(b) 단락 스트립의 폭에 따른 변화  
(b) Variation according to the width of shorting strip

그림 10. 단락 스트립의 크기에 따른 반사 손실  
Fig. 10. Return loss according to the size of the shorting strip.

하였는데 전체적인 공진주파수의 크기가 유사하게 나타났다. 이는 작은 크기의 간격으로 변화를 주어서 전체의 평균전류경로길이 변화에 영향이 없으므로 사료된다. 그림 9는 슬롯 4의 길이 변화를 1 mm 간격으로 변화를 주어서 스위핑을 하였는데 전체적인 공진주파수의 크기가 유사하게 나타났다.

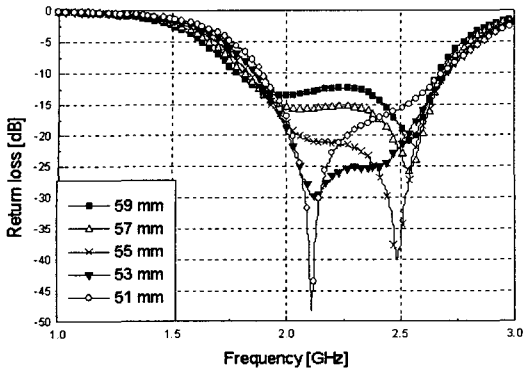
단락 스트립은 안테나의 전체적인 크기를 일정하게 유지하면서 공진 주파수를 조절하는데 이용된다. Top plate의 폭이  $W$ , 길이가  $L$ 이고 단락 스트립의 폭이  $S$ , 그리고 안테나의 높이가  $H$ 인 PIFA에 대해,  $0 < S/W < 1$ 일 때의 공진 파장은

$$W + L + H - S = \lambda/4 \quad (1)$$

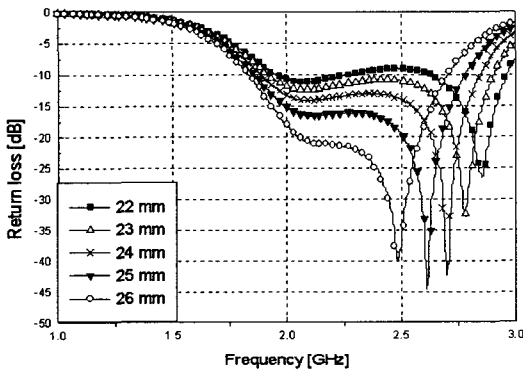
과 같이 주어진다<sup>[6]</sup>. 식 (1)에서도 알 수 있듯이 안테

나의 전체적인 크기가 고정되어 있을 때, 단락 스트립의 폭을 조절함으로써 원하는 공진 주파수로의 조절이 가능하게 된다. 그림 10은 단락 스트립의 크기에 따른 변화를 나타낸 것으로, (a)는 단락 스트립의 높이에 따른 변화를 나타낸 것이다. (a) 같은 경우는 높이를 2~4 mm까지 0.5 mm씩 변화할 때의 반사손실을 나타낸 것으로 3.5 mm에서 가장 적합한 주파수 대역이 나왔다. 2 mm에서 3.5 mm까지는 단락 스트립의 높이가 커질수록 반사손실이 감소하였지만 3.5 mm에서 4.0 mm로 증가하면서 반사손실이 증가하였다. 이는 단락스트립의 높이가 증가하면서 전류경로 길이가 길어지므로 공진주파수가 감소됨을 볼 수 있다. (b)는 단락 스트립의 폭을 2 mm~5 mm까지 변화할 때의 반사손실을 나타낸 것으로 4 mm에서 원하는 주파수 대역이 나왔다. 단락 스트립의 폭이 커질수록 주파수 대역이 증가하였다. 이는 단락스트립의 폭이 증가하면서 평균 전류경로 길이가 짧아지므로 공진주파수가 증가됨을 알 수 있다.

일반적으로 휴대폰에 사용되는 PIFA의 임피던스 대역폭은 접지면의 크기가 중요한 역할을 한다. 접지면의 폭이나 길이에 따라 임피던스 대역폭이 조절되기 때문이다. 최적의 접지면 폭을 고정시키고, 접지면의 길이 변화를 주면, 길이가 짧아질수록 대역폭이 향상된다. 그리고 최적의 접지면 길이를 고정시키고, 접지면의 폭을 증가시키면 주파수 대역폭이 작아진다<sup>[9]</sup>. 그림 11은 접지면과 FR4 기판의 크기에 따른 변화를 나타낸 것으로, (a)는 길이, (b)는 폭에 대한 변화를 나타낸 것이다. (a)는 접지면과 FR4 기판의 길이를 51~59 mm까지 2 mm씩 변화할 때의 반사손실을 보여주는데, 55 mm의 길이에서 가장 적합한 주파수 대역폭을 가졌으며, 길이가 커질수록 반사 손실의 변화가 아주 크게 나타났다. (b)는 접지면과 FR4 기판의 폭을 22~26 mm까지 변화할 때의 반사손실을 보여주는데, 26 mm에서 가장 적합한 주파수 대역폭을 가졌고, 폭이 커질수록 주파수 대역은 점점 작아지면서 반사 손실은 감소하였다. 이는 FR4 기판을 포함하는 접지면의 길이가 55 mm, 폭 26 mm일 경우에 가장 적당한 반사파가 존재하기 때문에 최적의 임피던스 정합을 갖게 된다. 접지면과 FR4 기판의 크기 변화는 주파수 대역폭뿐만 아니라 반사 손실의 변화에도 많은 영향을 주었다.



(a) 접지면과 FR4 기판의 길이에 따른 변화  
(a) Variation according to the length of the ground plane and FR4 substrate



(b) 안테나를 포함하는 접지면과 FR4 기판의 폭에 따른 변화  
(b) Variation according to the width of the ground plane and FR4 substrate with antenna

그림 11. 접지면과 FR4 기판의 크기에 따른 반사손실  
Fig. 11. Return loss according to the size of the ground plane and FR4 substrate.

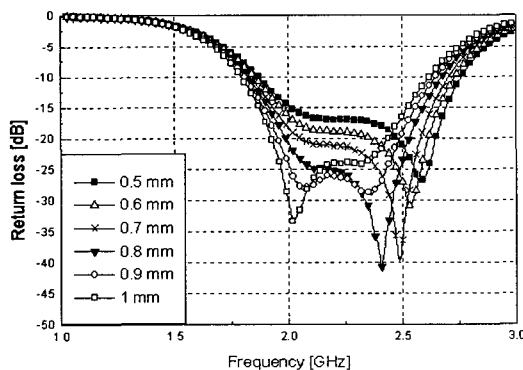
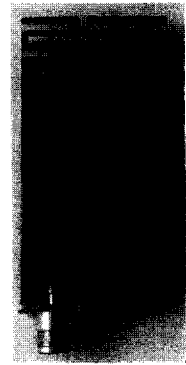
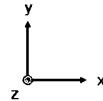


그림 12. 슬롯들의 폭 크기에 따른 반사 손실  
Fig. 12. Return loss according to the size of the slot width.



(a) 정면도  
(a) Top-view



(b) 측면도  
(b) Side-view

그림 13. 제작된 안테나  
Fig. 13. Photograph of the fabricated antenna.

그림 12는 슬롯들의 폭 크기를 0.5 mm~1 mm까지 변화할 때의 반사손실을 나타낸 것이다. 슬롯들의 폭 크기가 커질수록 주파수 대역폭은 낮은 주파수 대역으로 이동을 하였다. 0.7 mm일 때 가장 적합한 주파수 대역폭을 가졌고, 반사 손실 또한 감소하였다. 이는 슬롯들의 폭이 커지면 평균 전류경로 길이가 증가되어서 공진주파수가 낮아지기 때문이다.

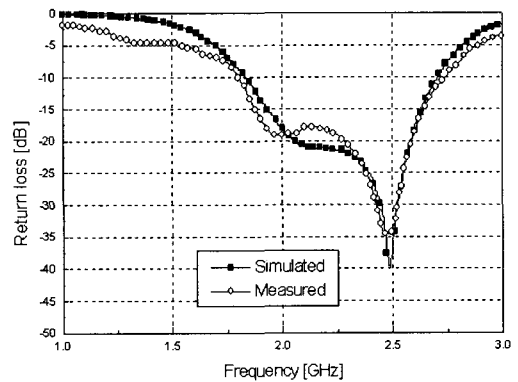


그림 14. 시뮬레이션과 측정치의 안테나 반사손실 비교

Fig. 14. Comparison of the antenna return loss of the simulated and measured results.

### 2.4 제작 및 측정

시뮬레이션 결과를 토대로 표 1과 같은 규격의 미앤더 구조를 갖는 삼중 대역 PIFA를 제작하였다. 접지면은 두께 0.3 mm의 동판을 사용하였고, 방사패치와 단락 스트립은 두께 0.3 mm의 구리판으로 제작하였다. 급전은 마이크로스트립 선을 이용하였고, 임피던스 정합은 50  $\Omega$ 으로 하였다. 그림 13은 실제 제작한 안테나의 구조를 보여준다.

그림 14는 제안된 안테나의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한 것이다. 실제로 제작해서 측정

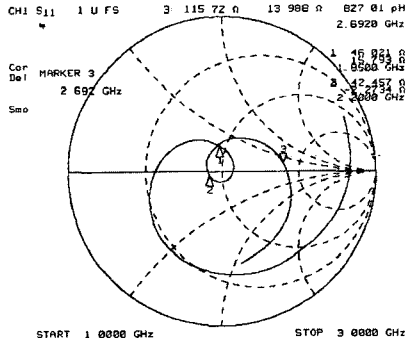
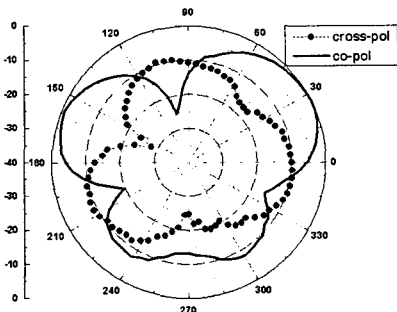
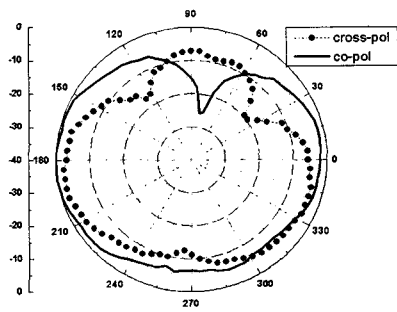


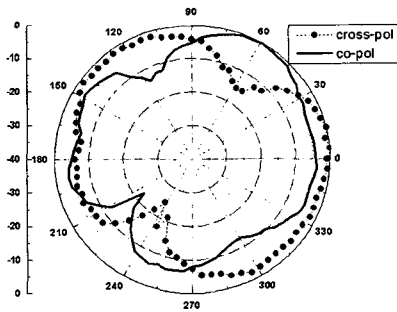
그림 15. 제작된 안테나의 Smithchart 특성  
Fig. 15. Smithchart of the fabricated antenna.



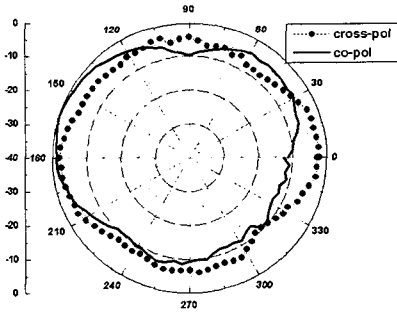
(a) 2 GHz E-plane(yz-plane)



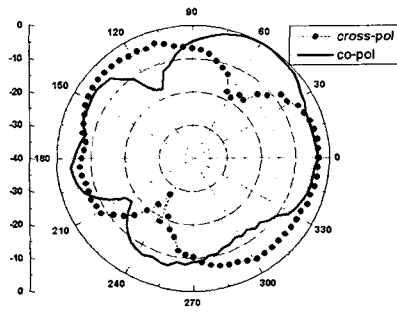
(b) 2 GHz H-plane(xz-plane)



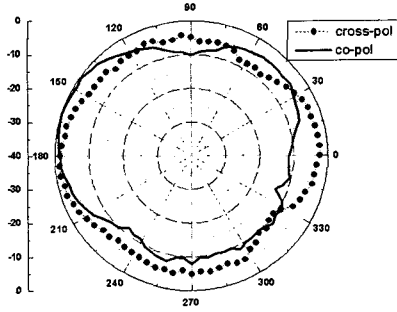
(c) 2.45 GHz E-plane(yz-plane)



(d) 2.45 GHz H-plane(xz-plane)



(e) 2.65 GHz E-plane(yz-plane)



(f) 2.65 GHz H-plane(xz-plane)

그림 16. 제작된 안테나의 복사패턴  
Fig. 16. Radiation patterns of the fabricated antenna.



한 결과가 시뮬레이션 결과와 비교적 일치했으나, 시뮬레이션보다 약간 더 넓은 대역폭을 가진다. 이는 설계치를 따르는 정확한 안테나를 제작하기가 어렵고 RF 특성상 미세한 구조의 차이에도 주파수 특성의 변화를 가져오기 때문이다.

그림 15는 제작된 안테나의 스미트차트 특성 결과를 보여준다. 측정 결과 제안된 삼중대역 PIFA의 -10 dB 반사손실 대역폭은 38.2 % (1.84~2.71 GHz)로 광대역 특성을 갖는다. 측정된 대역폭은 IMT-2000 (1.885~2.2 GHz), WLAN (2.4~2.484 GHz)와 DMB (2.605~2.655 GHz) 대역 모두를 만족하였고, 첫 번째 공진주파수 2.2 GHz에서 임피던스 정합도 이루어졌다.

그림 16은 제작된 안테나의 각 공진 주파수에서의 복사 패턴을 나타낸다. 일반적인 PIFA와 같이 전방향 특성을 갖고 있음을 확인할 수 있고, co-pol 복사 패턴과 cross-pol 복사 패턴이 큰 차가 없기 때문에 이동 통신 단말기에 매우 유리하다. 이는 단말기용 안테나가 고정용이 아니라 이동용이기 때문에 특정방향에서의 수신에 잘 되는 것보다 전방향에서 고르게 수신이 되도록 해야 하므로 co-pol과 cross-pol과의 차이가 없는 것이 단말기용 안테나로 적합하다. 그리고 일반적인 기생 패치를 가지는 PIFA 구조를 보면, 전계가 서는 방향이 일정하기 때문에 co-pol과 cross-pol의 차이가 크게 나지만 미앤더 구조 같은 경우는 전계가 x축과 y축 모두 서기 때문에 co-pol과 cross-pol의 차이가 나지 않는 특징을 가진다. 한편 측정된 안테나의 최대치 이득은 각 공진 주파수에서 3.62 dBi, 2.11 dBi, 2.36 dBi이다.

### III. SAR 계산 및 측정

#### 3-1 SAR 계산

이동통신 휴대폰에서 발생되는 전자파에 의한 인

체의 유해 여부에 대해서 전자파와 인체 사이의 상호작용을 정량화하는 가장 효과적인 변수로 인식되어 온 SAR(전자파 흡수율)를 계산해 보았다. 국내에서는 ANSI 기준에 따라 국부 최대 SAR을 피부조직 1 g 평균을 기준으로 하여 1.6 W/kg을 초과하지 않도록 권고하고 있다. SAR는 전자파에 의해 인체에 흡수되는 전력의 시간평균에 대한 물리량으로써 다음 식 (2)와 같이 정의된다.

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{\rho} [W/kg] \quad (2)$$

여기서  $\sigma$ 는 인체조직의 전기전도도[S/m],  $\rho$ 는 조직의 밀도[kg/m<sup>3</sup>],  $E$ 는 전계강도의 실효치[V/m]를 말한다.

시간영역-유한차분(Finite Difference Time Domain : FDTD) 수치해석 방식을 사용해 인체두부에 흡수되는 전계분포를 계산하였고, 흡수경계 조건은 8층 PML로 설정하였다<sup>[10]</sup>. SAR 값을 계산하기 위해 이용된 모의 인체의 재료 파라미터는 국내 전자파 인체보호기준을 참조하여 설정하였고, 인체 두부 표피가 포함된 균질 모델을 사용하였다. 이는 표 2에 나타내었다<sup>[16]</sup>.

설계한 안테나를 플라스틱으로 이루어진 폴더형 단말기에 부착하여 인체 팬텀의 오른쪽 귀 기준점(Ear Reference Position: ERP)에 30° 각도로 맞추어 모델링하였다. 1.9 GHz의 정현파를 인가하고, 입력 전력은 1 W의 출력으로 정규화하여 SAR 값을 계산하였다. 또한 실제 사용되는 폴더형 단말기에 제안된 안테나를 탑재하여 SAR 측정된 값과 시뮬레이션한 값을 비교하였다.

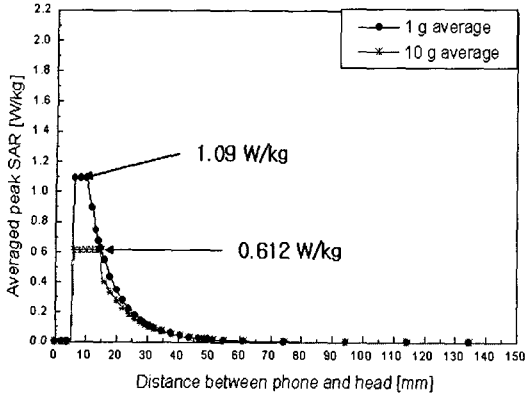
#### 3-2 SAR 계산 값과 측정치의 비교

실제로 폴더형 구조를 가지는 휴대폰에 제안된 안테나를 탑재하여 1 g 및 10 g 평균 첨두 SAR를 측정된 값과 시뮬레이션 결과를 비교 분석하였다. 그림 17은 실제로 폴더형 구조를 가지는 휴대폰에 제

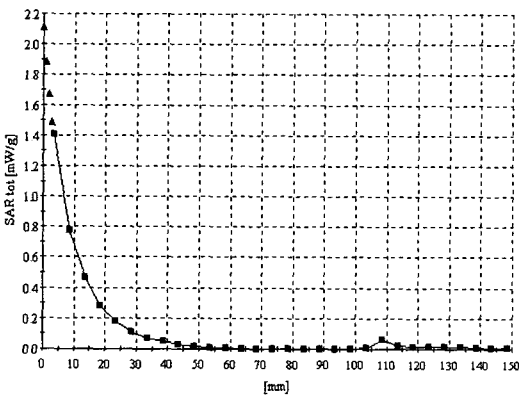
표 2. SAM 팬텀의 재료 파라미터

Table 2. The material parameters for the SAM phantom.

재료	주파수 [GHz]	상대 유전율 [ $\epsilon_r$ ]	전도도 [S/m]	밀도 [kg/m <sup>3</sup> ]
액체	1.9	40.0	1.40	1,000
모의 팬텀의 표피		3.5	0	1,000



(a) 제안된 광대역 PIFA의 평균 SAR  
(a) The averaged SAR of the proposed broadband PIFA



(b) 폴더형 구조에 부착된 삼중대역 PIFA의 인체 두부 깊이에 따른 1 g 및 10 g SAR 평균 침투치의 실제 측정치  
(b) Measured values of 1 g and 10 g peak averaged SARs according to the depth of human head caused by triple band PIFA on folder-type handset

그림 17. 휴대폰과 인체 두부와의 이격 거리에 따른 평균 SAR  
Fig. 17. The averaged SAR according to the separation distance between the human head and the phone.

안된 안테나를 탑재하여 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR를 측정할 값과 시뮬레이션 결과를 보여준다. 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR의 최대치는 모의 팬텀의 표피에서 6 mm 들어간 위치에서 나타났다. 그 결과 제안한 안테나의 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR 값은 각각 1.17 W/kg 과 0.62 W/kg이고 시뮬레이션 결과는 각각 1.09 W/kg 과 0.61 W/kg으로 나왔다. 이는 국제기준에 따른 1 g 및 10 g 침투 SAR 제한치인 1.6 W/kg,

PIFA Antenna  
SAM II Phantom: Left Hand [CRP] Section: Position: (50,180); Frequency: 1900 MHz  
Probe: ET3CV6 - SNI603 Conv(5.34,5.34); Crest factor: 1.0; Brain (500 MHz):  $\epsilon = 1.39$   
rho/rho<sub>0</sub> = 40.3 r = 1.00 g/cm<sup>3</sup>  
Cube Side: SAR (1g): 1.17 mW/kg, SAR (10g): 0.617 mW/kg  
Coarse: Dx = 15.0, Dy = 15.0, Dz = 10.0  
Powerdrit: -0.06 dB  
Comment:

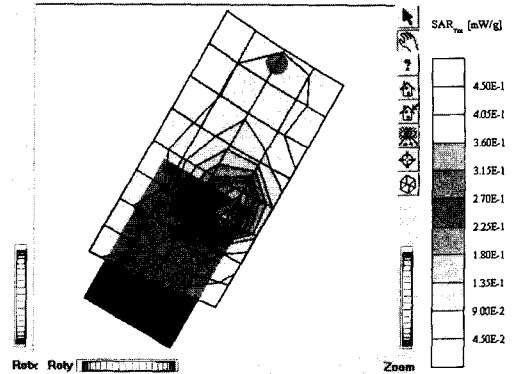


그림 18. 휴대폰과 인체 두부와의 이격 거리에 따른 평균 SAR 측정치

Fig. 18. The averaged SAR measurement value according to the separation distance between the human head and the phone.

2 W/kg보다 낮은 결과를 얻었다. 이는 안테나 후방에 있는 휴대폰의 도체 박스로 인해 전자파가 반사되기 때문이다. 그림 18은 실제로 SAR를 측정된 결과를 보여준다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 IMT-2000/WLAN/DMB 대역을 포함하는 광대역 주파수에서 동작이 가능하고, SAR를 저감시키기 위해 광대역 PIFA를 설계 및 제작하였다. 안테나의 크기를 결정하는 단락스트립의 높이와 폭을 각각 3.5, 4 mm로 고정하고 미앤더의 길이를 늘려서 안테나의 크기를 줄였다. 설계된 안테나는 실제 제작을 통하여 그 성능을 검증하였으며, 평균 침투 SAR 분포를 계산하였다.

시뮬레이션 결과를 토대로 안테나를 제작 및 측정하였을 때, 제작된 안테나의 -10 dB 반사손실 대역폭은 38.2 % (1.84~2.71 GHz)로 IMT-2000/WLAN/DMB 대역을 모두 만족하는 광대역 특성을 얻었고, 각 주파수 대역에서 3.62 dBi, 2.11 dBi, 2.36 dBi의 최대 이득을 갖는다. 그리고 일차 공진에서 50 Ω 임피던스 정합도 이루어졌다. 전자파 흡수율의 감소량을 알아보기 위해 실제로 폴더형 구조를 가지는 휴대폰

에 제안된 안테나를 탑재하여 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR를 측정 한 결과와 시뮬레이션 결과를 비교 분석 하였다. 그 결과 제안한 안테나의 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR 값은 각각 1.17 W/kg과 0.62 W/kg이고 시뮬레이션 결과는 각각 1.09 W/kg과 0.61 W/kg으로 나왔다. 이는 국제기준에 따른 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR 제한치인 1.6 W/kg, 2 W/kg보다 낮은 결과를 얻었다. 따라서 제안된 PIFA는 광대역 특성과 SAR의 저감 효과를 동시에 얻을 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] D. Manteuffel, A. Bahr, "Design considerations for integrated mobile phone antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, no. 48, pp. 252-256, Apr. 2001.
- [2] K. Hirasawa, M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, Boston: Artech House Inc., 1992.
- [3] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [4] K. L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.
- [5] K. L. Wong, *Planar Antennas for Wireless Communications*, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2003.
- [6] 조영기, "이동통신용 안테나의 동작원리 및 설계 방법", 대한전자공학회논문지, 24(1), pp. 86-105, 1997년 1월.
- [7] D. U. Sim, S. O. Park, "An effects of the handset case, battery, and human head on the performance of a triple-band internal antenna", *Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 2, pp. 1951-1954, Jun. 2004.
- [8] W. S. Chen, T. W. Chiou, and K. L. Wong, "Compact PIFA for GSM/DCS/PCS triple band mobile phone", *Antennas and Propagation Society International Sym.*, vol. 4, pp. 528-531, 2002.
- [9] T. Y. Wu, K. L. Wong, "On the impedance band width of a planar inverted-F antenna for mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 32, no. 4, Feb. 2002.
- [10] A. Taflove, M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 623 -630, Aug. 1975.
- [11] 최윤희, 신호섭, 김남, 박주덕, "이중대역(PCS/IMT-2000) 마이크로스트립 패치 안테나 설계 및 구조에 따른 SAR 분석", 한국전자파학회논문지, 15(1), pp. 12-20, 2004년 1월.
- [12] K. L. Virge, Y. R. Sammii, "Low-profile enhanced-bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1879-1888, Oct. 1997.
- [13] Z. D. Liu, P. S. Hall, and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted F antenna", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1451-1457, Oct. 1979.
- [14] 김현경, 박주덕, 김남, "SAR 저감을 위한 PCS 단말기의 PIFA 설계", 한국전자파학회논문지, 11(1), pp. 46-54, 2000년 1월.
- [15] 김승환, 오경진, 김정표, 최재훈, 이태윤, "IMT-2000 단말기용 광대역 PIFA 설계", 한국통신학회논문지, 26(6B), 2001년 6월.
- [16] 정보통신부 고시 제2000-91호, "전자파인체보호 기준", 2000년.

최 동 근



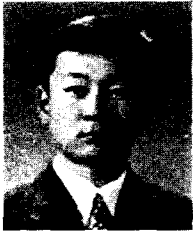
2003년 2월: 충북대학교 정보통신 공학과 (공학사)  
2003년 3월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 석사과정  
[주 관심분야] EMF, EMI/EMC, SAR 계산 및 측정, 안테나 설계

김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
1992년 8월~1993년 8월: 미 Stanford 대학교 방문교수  
2000년 3월~2001년 2월: 미 California Technology Institute (Caltech) 방문교수  
1989년~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수, 컴퓨터 정보통신 연구소  
[주 관심분야] 이동통신 및 전파전파, 마이크로파 전송선로 해석, EMI/EMC 및 전자파 인체보호 규격

신 호 섭



1995년 8월: 충북대학교 정보통신 공학과 (공학사)  
1998년 2월: 충북대학교 정보통신 공학과 (공학석사)  
2003년 8월: 충북대학교 정보통신 공학과 (공학박사)  
2002년 1월~2004년 1월: 국제전자

정밀 중앙연구소 연구원  
2004년 2월~현재: 충북대학교 기초과학연구소 전임연구원  
[주 관심분야] 전자파 수치해석, 안테나 설계 및 해석, 전파전파, EMI/EMC

김 용 기



1983년 2월: 연세대학교 천문기상학과 (이학사)  
1988년 12월: 독일 베를린자유대학 물리학부 (물리학디플롬)  
1992년 7월: 독일 베를린공대 물리학부 (이학박사)  
1992년~1995년: 연세대학교 자연과학연구소 박사후 연구원  
1995년 3월~현재: 충북대학교 기초과학연구소 연구원  
1995년 3월~현재: 충북대학교 천문우주학과 교수  
[주 관심분야] 우주전파 관측 및 관측기기 설계, 우주전파 환경모니터링, 격변변광성의 변광원인