

PCS 및 IMT-2000용 광대역 PIFA 설계

Design of Broadband PIFA for PCS and IMT-2000

이 재 향 · 김 남* · 박 주 덕**

Jae-Hyang Lee · Nam Kim* · Ju-Derk Park**

요 약

본 논문에서는 PCS(Personal Communication Service) 및 IMT-2000(International Mobile Telecommunications - 2000) 단말기용 광대역 PIFA(Planar Inverted-F Antenna)를 설계하였다. 일반적인 PIFA 구조의 단점인 협대역 특성을 개선하기 위하여 dual-L 안테나 구조를 사용하였고, 안테나의 크기를 효율적으로 줄이기 위하여 접힌 구조의 방사 패치를 가지는 변형된 dual-L 안테나를 제안하였다. 설계 제작된 안테나의 -10 dB 대역폭은 1.66~2.35 GHz(34.5 %)로 PCS 및 IMT-2000 대역을 모두 만족하는 결과를 얻었다. 그리고, 인체 쪽으로의 전자파 흡수율을 알아보기 위해 제안된 안테나와 동일 주파수 대역에서 동작하는 모노폴 안테나를 설계한 후 SAR 값을 비교한 결과, 제안한 안테나의 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR 값은 모노폴 안테나보다 25.7 %, 30.3 % 정도 낮게 나타났다.

Abstract

In this thesis, a new broadband PIFA(Planar Inverted-F Antenna) for PCS and IMP-2000 applications is designed. The dual-L antenna structure is adopted in order to improve the characteristics of PIFA which usually has a narrow band. The height of the antenna is fixed 6 mm considering terminal's thickness and the structure is deformed into the folded radiation patches to minimize the size of the antenna. The bandwidth of a realized antenna is 1.66~2.35 GHz (34.5 %) for return loss below -10 dB which contain the required bandwidth of PCS and IMT-2000. And Monopole antenna with $\lambda/4$ length is designed and compared with dual-L with folded patch in SAR. 1 g and 10 g averaged peak SAR of PIFA are about 25.7 %, 30.3 % lower than those of monopole antenna, respectively.

Key words : PIFA, Broadband, Dual-Frequency, SAR

I. 서 론

무선통신 기술의 급격한 발달로 이동통신 서비스는 활성화되고, 이동통신 단말기는 소형화, 다기능화, 경량화 되고 있는 추세이다. 따라서 이동통신 시스템에 사용될 수 있는 안테나는 크기가 매우 작으며 부착하기 쉬워야 하고 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있도록 광대역 특성을 가져야 한다. 또한 인체에 밀착되어 사용되는 이동통신 단말기에 부착되는

안테나는 전자파 발생의 많은 부분을 차지하고 있기에 전자파의 인체 영향을 동시에 고려해야 한다^[1].

본 논문은 이동통신 단말기의 내부에 장착될 수 있을 만큼 소형이면서 광대역 특성을 가지고 인체 영향을 최소화할 수 있는 광대역 PIFA의 설계 및 분석에 관한 내용을 다루었다. PIFA는 이동통신 단말기의 내부에 장착될 수 있을 만큼 소형이면서 인체 영향을 최소화할 수 있는 구조로 설계가 가능하다^[2]. 본 논문에는 내장형 PIFA의 한 형태인 dual-L 안테

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

*충북대학교 전기전자공학부(Dept. of Computer and Communication Eng., Research Institute for Computer and Information Communication, Chungbuk National University)

**ETRI 전자파환경연구팀(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20031021-142

· 수정완료일자 : 2004년 1월 26일

나를 이용하여 이중공진과 광대역 특성을 얻었고, 방사 패치의 끝을 접어 패치의 크기를 최소화하였다. 설계된 안테나는 제작과 측정을 통해 그 성능을 검증하였고, 금속 도체로 이루어진 폴더형 단말기에 부착시켜 인체 전자파 흡수율(Specific Absorption Rate: SAR)을 계산하였다. 단말기는 인체 팬텀의 두 부 오른쪽에 모델링 하였고, 이 값은 동일 주파수대역의 모노폴 안테나의 SAR 값과 비교하였다.

II. 광대역 PIFA 설계

2-1 PIFA 기본 이론

PIFA는 이미 잘 알려진 바와 같이 접지면, 패치, 급전선, 단락판 또는 단락핀으로 구성되며, 그림 1과 같은 기본구조를 갖는다. PIFA는 방사소자의 한쪽 방사면을 단락판을 이용해 TM_{100} 모드에서 전계가 0이 되는 지점을 접지면에 단락시켜, 마이크로 스트립 안테나의 크기를 종래의 전형적인 1/2 파장이 아닌 1/4 파장 이하에서 공진하게 함으로써 안테나의 크기를 반 이상 줄일 수 있다. 단락판이 패치의 폭보다 좁을 때 안테나의 인덕턴스 성분이 증가하고, 그에 따라 단락판과 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 단락판이 좁아질수록 대역폭 역시 좁아지는 특성이

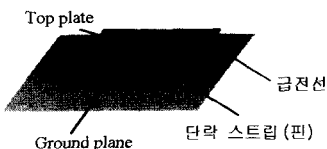
있다. 또한 PIFA 형태의 안테나는 안테나의 높이가 낮아질수록 커패시턴스의 성분이 감소해 대역폭이 좁아지는 특성이 있기 때문에, 낮은 구조(low-profile)의 특성상 협소한 대역폭을 가진다. 대역폭 개선을 위한 일반적인 방법으로 안테나의 높이를 증가하는 방법, 기생 방사소자를 이용하는 방법, 정합회로를 사용하는 방법, 낮은 유전율을 갖는 기판을 사용하는 방법, 적층방식 등 여러 가지 기술들이 연구되어 왔다^{[3],[4]}. 한편, PIFA가 단말기에 부착되면 단말기 표면에 흐르는 표면전류 때문에 대역폭이 증가하게 된다. 따라서 PIFA 구조의 해석을 할 경우 접지면의 크기는 단말기 크기로 고정하여 설계해야 한다^[5].

2-2 대역폭 확장

2-2-1 Dual-L 안테나

Dual-L 안테나는 PIFA의 기본 구조에 기생 방사 패치를 추가로 부착한 구조를 갖는다. 기생 방사 패치가 추가됨에 따라 안테나의 커패시턴스 성분이 증가하고, Q 값(quality factor)이 작아져 대역폭이 확장되게 된다. 또한 주 방사 패치에 이루어지는 단일 급전으로 이중공진을 얻을 수 있다^{[6],[7]}.

그림 2는 설계된 안테나의 구조를 나타낸다. Dual-L 안테나는 방사 패치의 크기, 방사 패치 사이의 거리, 단락 판의 폭 등에 따라 공진 주파수, 대역폭, 임피던스 등의 안테나 특성은 크게 변하고, 급전점의 위치는 임피던스 정합에 중요한 역할을 한다. 특히 방사 패치는 안테나의 대역폭 특성에 영향을 미치는 가장 큰 부분으로 주 방사 패치의 크기는 두 번째 공진주파수를 결정하고, 기생 방사 패치는 첫 번째 공진주파수를 결정한다. 따라서 dual-L 안테나를 설계하는 경우에 식 (1)~(5)를 이용하여 안테나의 파라미터를 대략적으로 정한 후, 동작주파수에서 공진이 일어날 수 있도록 방사 패치의 크기, 방사 패치 사이의 거리, 단락 판의 폭, 급전점의 위치를 조정하여 재설계해야 한다^{[7],[8]}.



(a) PIFA 기본구조
(a) PIFA structure



(b) Dual-L 안테나 구조
(b) Dual-L antenna structure

그림 1. PIFA와 dual-L 안테나의 기본 구조
Fig. 1. Structure of the PIFA and dual-L antenna.

$$f_r = \begin{cases} rf_1 + (1-r)f_2 & \text{for } k \leq 1 \\ r^k f_1 + (1-r^k)f_2 & \text{for } k > 1 \end{cases} \quad (1)$$

$$f_1 = c / (4(L_p + h)) \quad (2)$$

$$f_2 = c / (4(W_p + L_p + h - w)) \quad (3)$$

$$r = w / W_p \quad (4)$$

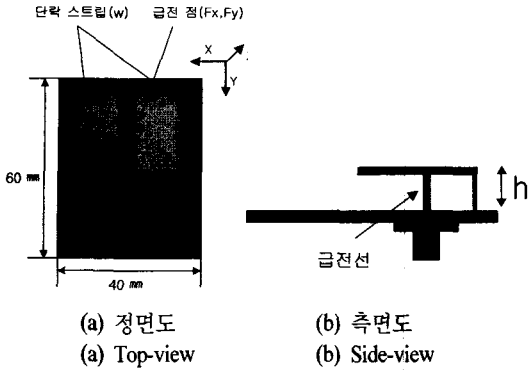


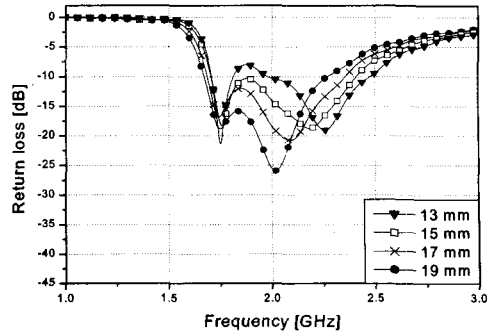
그림 2. Dual-L 안테나 구조
Fig. 2. Dual-L antenna structure.

$$k = W_p / L_p \quad (5)$$

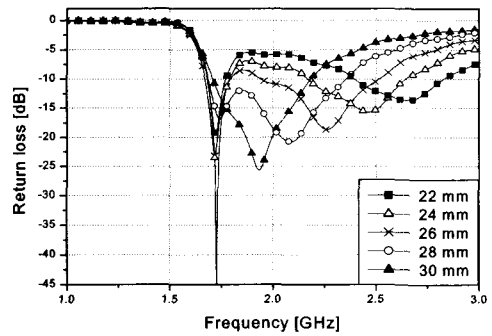
식에서 f_n 는 안테나의 공진 주파수를 나타내며, w 는 단락판의 폭, W_p 는 패치의 폭, L_p 는 패치의 길이, h 는 패치의 높이이다.

설계된 안테나는 일반적인 dual-L 안테나와는 달리 방사 패치의 크기를 서로 다르게 설정하여 더 넓은 대역폭 특성을 얻었다. 단말기의 두께를 고려해 안테나의 높이는 최대 6 mm로 제한하고, 접지면의 크기는 40×60 mm로 고정하여 설계하였다.

그림 3은 주 방사 패치의 폭 W_{mp} 과 길이 L_{mp} 에 따른 반사 손실 값의 변화를 나타낸 것이다. 패치의 크기가 작아질수록 두 번째 공진주파수가 높아져 대역이 확대됨을 알 수 있다. 그러나 공진이 일어나는 곳에서의 반사손실 또한 증가하기 때문에 패치의 크기는 -10 dB 대역폭과 최소 반사 손실을 적절히 고려해 결정해야 한다. 그림 4는 기생 방사 패치의 폭 W_{sp} 과 길이 L_{sp} 에 따른 반사 손실 값의 변화를 나타낸 것이다. 기생 방사 패치의 크기가 커질수록 첫 번째 공진 주파수가 낮아져 대역이 확대된다. 기생 방사 패치의 크기는 주 방사 패치의 크기와 같은 방법으로 결정한다. 두 개의 방사 패치의 폭과 길이에 따른 반사 손실 값의 변화를 살펴보면, 주 방사 패치는 높은 쪽의 공진주파수에 영향을 미치고 기생 패치는 낮은 쪽의 공진 주파수에 영향을 미치며, 패치의 폭보다는 길이의 영향이 더 큼을 알 수 있다. 그림 5는 단락판 폭의 변화에 따른 반사손실을 나타낸 것이다. 단락판 폭이 넓어질수록 대역폭이 넓어지고, 단락판 폭이 좁아질수록 대역폭도 좁아짐을 확



(a) 폭에 따른 변화
(a) Variation according to the width

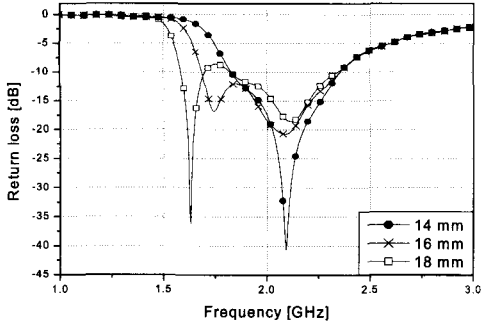


(b) 길이에 따른 변화
(b) Variation according to the length

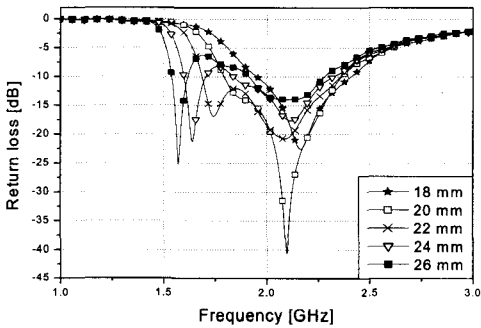
그림 3. 주 방사 패치의 크기에 따른 반사 손실
Fig. 3. Return loss according to the size of a main patch.

인할 수 있었다. 그림 6은 방사 패치 간의 간격 변화에 따른 반사손실을 나타낸 것이다. 간격이 좁아질수록 공진주파수의 간격이 가까워져 하나의 공진주파수처럼 동작되고, 반대로 간격이 커질수록 공진주파수의 간격이 멀어진다. 그러나 간격이 너무 커지면 주 방사 패치와 기생 방사 패치 간의 결합은 거의 없어져서 두 개가 분리된 것처럼 동작하게 된다.

급전 위치는 임피던스 매칭에 중요할 뿐 아니라 주파수와 대역폭 특성을 크게 변화시키는 요인이다. 그림 7은 급전 위치의 변화에 따른 반사손실을 보여주는데 (a)는 x축 위치에 따른 변화 (b)는 y축 위치에 따른 변화를 나타낸다. x축 위치는 대역폭에는 큰 영향을 미치지 않지만 최소 반사손실 값에 영향을 주며, y축 위치는 안테나의 공진 길이를 결정하기 때문에 주파수와 대역폭 특성이 크게 변하는 것을 알 수 있다.



(a) 폭에 따른 변화
(a) Variation according to the width



(b) 길이에 따른 변화
(b) Variation according to length

그림 4. 기생 방사 패치의 크기에 따른 반사 손실
Fig. 4. Return loss according to the size of a coupled patch.

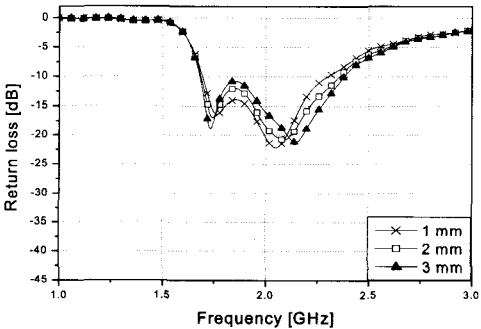


그림 5. 단락판 폭에 따른 반사손실
Fig. 5. Return loss according to the shorting strip.

설계된 안테나의 파라미터는 표 1과 같으며 그에 따른 반사손실은 그림 8에 나타내었다. 안테나의 -10 dB 대역폭은 1.69~2.34 GHz이고, 이득은 3.04 dBi이다. 이에 본 논문에서는 동일한 대역폭을 유지하면서 방사 패치의 크기를 줄일 수 있는 방법으로 접힌 구조의 방사 패치를 제안하였고, 일반적인 dual-L 안

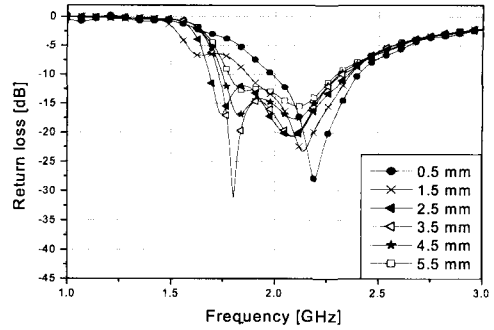
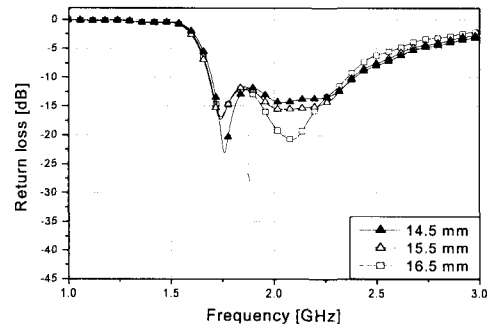
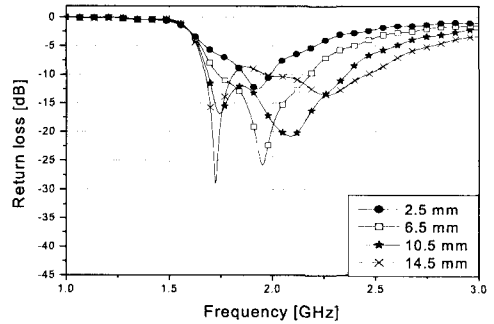


그림 6. 두 방사 패치 간격에 따른 반사손실
Fig. 6. Return loss according to the gapwidth.



(a) 급전점의 x축 위치에 따른 변화
(a) Variation according to F_x



(b) 급전점의 y축 위치에 따른 변화
(b) Variation according to F_y

그림 7. 급전 위치에 따른 반사손실
Fig. 7. Return loss according to the feed positions.

테나를 기준으로 새로이 제안된 dual-L 안테나를 설계하여 주파수 특성과 접힌 패치의 효과를 분석해 보았다.

2-2-2 변형된 dual-L 안테나

방사 패치의 길이 방향으로 흐르는 표면전류는

표 1. Dual-L 안테나의 파라미터

Table 1. Parameters of the dual-L antenna.

파라미터	값
접지면의 크기	40 × 60 mm
방사 패치의 높이(h)	6 mm
주 방사 패치의 크기(W_{mp} , L_{mp})	17 × 28 mm
기생 방사 패치의 크기 (W_{cp} , L_{cp})	16 × 22 mm
단락스트립 폭(w)	3 mm
방사 패치 사이의 간격(gap)	2.5 mm
급전점의 위치(F_x , F_y)	16.5 × 10.5 mm

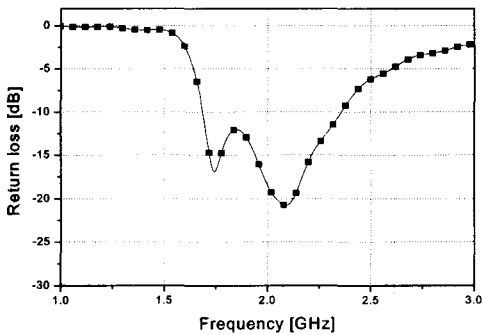


그림 8. 설계된 dual-L 안테나의 반사손실
Fig. 8. Return loss of designed dual-L antenna.

공진길이에 영향을 준다⁹⁾. 이런 이유로 안테나의 대역폭 특성은 방사 패치의 폭 성분보다는 길이 성분에 영향을 더 많이 받으며, 방사 패치의 길이가 길어지면 안테나의 유효길이가 길어져 공진주파수는 낮아지고 반대로 짧아지면 공진주파수는 높아진다. 변형된 dual-L 안테나는 패치 끝을 접음으로써 전기적 길이는 같으면서 패치의 크기는 축소된 안테나이다.

그림 9는 본 논문에서 제안한 접은 패치의 광대역 PIFA의 형태를 보여주고 있다. 접힌 구조의 방사 패치를 갖는 dual-L 안테나는 기존의 dual-L 안테나와 비교해서 접지면과 단락판, 급전선, 기생 방사 패치를 가지고 있다는 것은 동일하나, 방사 패치의 끝을 접어 패치의 크기를 축소시켰다.

변형된 dual-L 안테나는 안테나의 높이, 접지면의 크기를 고정시킨 후 앞에서 설계한 dual-L 안테나를 기준으로 접힌 방사 패치의 길이를 변화시켜 최적화 하였으며 방사 패치의 길이는 접힌 패치의 길이만큼 짧게 하였다. 그림 10은 접힌 패치 길이에 따른 반사

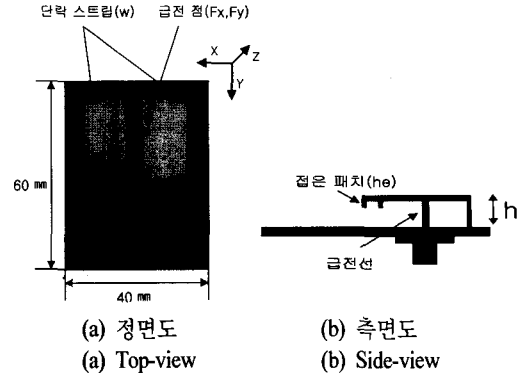


그림 9. 변형된 dual-L 안테나 구조
Fig. 9. Modified dual-L antenna structure.

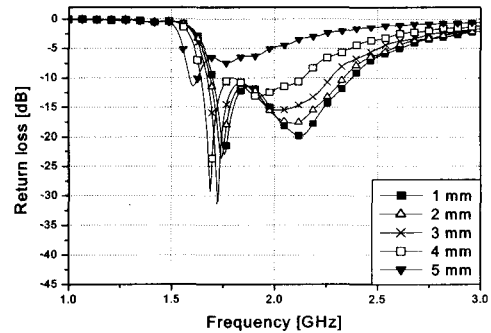


그림 10. 접힌 패치의 길이에 따른 반사손실
Fig. 10. Return loss according to the length of folded patches.

손실을 나타낸 것이다. 접힌 부분의 길이가 증가할수록 대역폭은 좁아지는 특성이 있으며, 접힌 패치의 길이가 높이의 2/3을 초과하면 휴대폰 안테나로써 충분한 대역폭을 얻을 수 없음을 알 수 있다.

그림 11과 12는 설계과정을 통해 최적화된 안테나의 반사손실과 복사패턴을 보여주며, 그에 따른 파라미터 값은 표 2에 나타내었다. 설계된 안테나의 -10 dB 대역폭은 1.68~2.30 GHz로 광대역 특성을 가지며, 중심주파수 1.99 GHz에서의 안테나 이득은 약 3.22 dBi로 휴대폰 안테나의 요구사항인 2.1 dBi 이상을 만족하고 있다. 안테나의 복사패턴은 XY 평면에서는 거의 등방성이고 YZ 평면에서는 전방 복사에 비해 후방 복사가 현저히 낮음을 알 수 있었다.

표 3은 dual-L 안테나와 접힌 방사 패치를 갖는 변형된 안테나의 -10 dB 대역폭 및 이득을 나타낸 것이다. 접힌 방사 패치를 사용한 변형된 dual-L 안테

표 2. 변형된 dual-L 안테나의 파라미터
Table 2. Parameters of the modified dual-L antenna with folded patches.

파라미터	값
접지면의 크기	40 × 60 mm
방사 패치의 높이(h)	6 mm
주 방사 패치의 크기(W_{mp}, L_{mp})	17 × 25 mm
기생 방사 패치의 크기(W_{cp}, L_{cp})	16 × 19 mm
접힌 구조의 확장패치 길이(h_e)	3 mm
단락스트립 폭(w)	3 mm
방사 패치 사이의 간격(gap)	2.5 mm
급전점의 위치(F_x, F_y)	16.5 × 10.5 mm

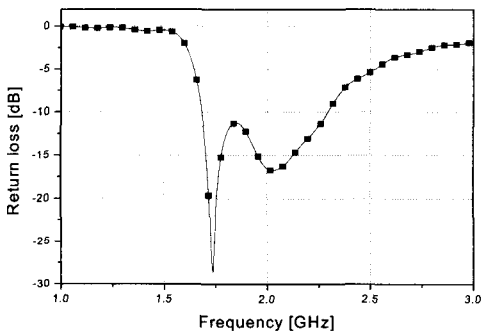


그림 11. 변형된 광대역 PIFA 안테나의 반사손실
Fig. 11. Return loss of the modified broadband PIFA.

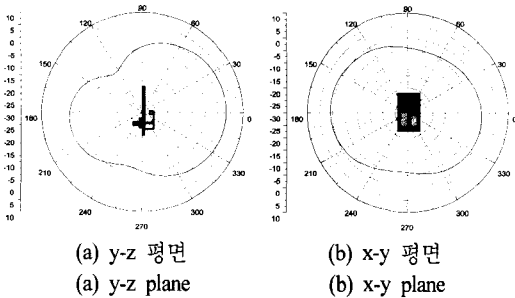


그림 12. 광대역 PIFA의 복사 패턴
Fig. 12. The radiation pattern of the broad band PIFA.

나의 대역폭은 그렇지 않은 안테나에 비해 대역폭은 다소 좁아졌지만 PCS/IMT-2000 대역을 충분히 만족할 수 있으며, 표 1과 비교해 패치의 길이가 3 mm 축소되어 10.7 %의 소형화 효과를 확인할 수 있다.

접힌 패치에 의한 효과를 알아보기 위하여 접힌 구조의 방사 패치를 가지는 dual-L 안테나와 접힌 방

표 3. Dual-L 안테나와 변형된 안테나의 반사손실 및 이득

Table 3. Return loss and gain of the dual-L and modified dual-L antenna.

	Dual-L 안테나	변형된 dual-L 안테나
대역폭 [GHz]	1.69~2.35(32.7 %) 중심주파수 : 2.02	1.68~2.30(31.2 %) 중심주파수 : 1.99
이득 [dBi]	3.04	3.22
방사 효율	0.94	0.94

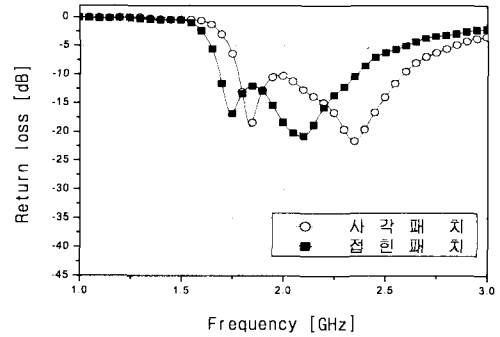


그림 13. 사각 패치와 접힌 패치의 비교
Fig. 13. Comparison of the return loss according to the structure of the patch.

사 패치가 없는 dual-L 안테나의 특성을 비교하여 그림 13에 나타내었다. 이때 두 안테나의 접힌 부분을 제외한 다른 부분의 규격은 모두 동일하다. 접지 않은 사각 패치를 가지는 안테나의 공진주파수가 접은 패치를 가지는 안테나의 공진주파수에 비해 높아짐을 확인할 수 있었다. 이것은 일반 사각 패치는 접힌 구조의 패치에 비해 유효길이가 짧아졌기 때문이고, 접힌 구조의 dual-L 안테나는 증가되는 부분의 패치를 아래로 접음으로써 전기적 길이는 동일하게 유지하면서 방사 패치의 크기를 줄일 수 있었다.

III. 제작 측정 및 SAR 계산

3-1 제작 및 측정

시뮬레이션 결과를 토대로 표 2와 같은 규격의 접힌 구조의 방사 패치를 갖는 dual-L 안테나를 제작하였다. 접지면은 두께 1 mm의 동판을 사용하였고, 방사 패치와 단락 스트립은 두께 0.1 mm의 구리판으로 제작하였다. 급전은 동축선을 이용하였고, 임피

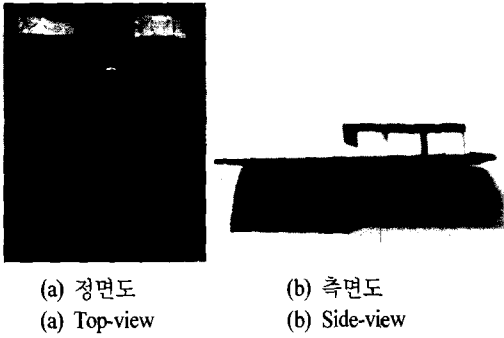
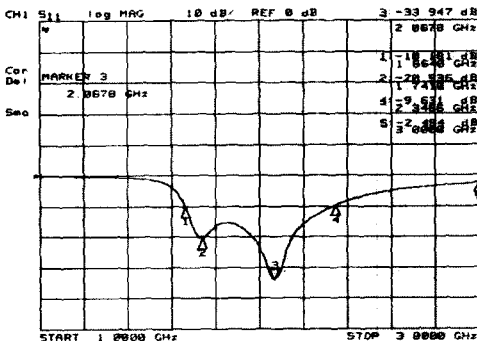
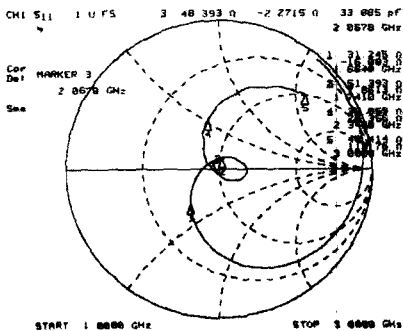


그림 14. 제작된 안테나
Fig. 14. Photograph of the manufactured antenna.

던스 정합은 50 Ω으로 하였다.
그림 15는 제작된 안테나의 측정결과를 나타낸다. 측정결과 변형된 dual-L 안테나의 -10 dB 대역폭은 1.66~2.35 GHz로 중심주파수 2.0 GHz에서 34.5 %의 광대역 특성을 갖는다. 측정된 대역폭은 PCS(1.75



(a) 제작된 안테나의 반사손실
(a) Return loss of the manufactured antenna



(b) 제작된 안테나의 Smithchart 특성
(b) Smithchart of the manufactured antenna

그림 15. 제작된 안테나의 측정결과
Fig. 15. Measured results of the manufactured antenna.

~1.87 GHz) 대역과 IMT-2000(1.885~2.2 GHz)을 모두 만족하였고, 임피던스 정합도 잘 이루어졌다. 제작된 안테나의 주파수 특성은 시뮬레이션 결과와 비교적 일치했으나, 시뮬레이션보다 약간 더 넓은 대역폭을 가진다. 이것은 제작과 측정상의 오차뿐만 아니라 시뮬레이션 오차로 생각된다.

3-2 SAR 계산

휴대폰 안테나에서 발생하는 전자파가 인체 영향을 알아보기 위해, 전자파와 인체 사이의 상호작용을 정량화하는 가장 효과적인 변수로 인식되어온 SAR을 계산하였다. SAR은 전자파에 의해 인체에 흡수되는 전력의 시간평균에 대한 물리량으로써 다음 식 (6)과 같이 정의된다.

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{\rho} \quad [W/kg] \quad (6)$$

여기서 σ 는 인체조직의 전도율 [S/m], ρ 는 조직의 밀도 [kg/m^3], E 는 전계강도의 실효치 [V/m]를 말한다.

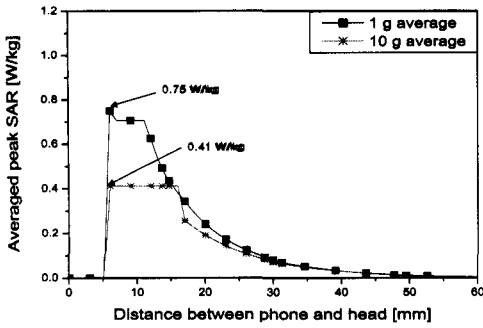
시간영역-유한차분(Finite Difference Time Domain : FDTD) 수치해석 방식을 사용해 인체 두부에 흡수되는 전계분포를 계산하였고, 흡수경계 조건은 PML로 설정하였다^{[10],[11]}. SAR 값을 계산하기 위해 이용된 모의 인체 머리조직 전기정수는 국내 전자파 인체보호기준을 참조하여 설정하였고 표 4에 나타내었다^[12].

설계한 안테나를 도체로 이루어진 폴더형 단말기에 부착하여 인체 팬텀의 오른쪽 귀 기준점(Ear Reference Position: ERP)에 맞추어 모델링 하였다. 2.0 GHz의 정현파를 인가하고, 입력전력은 240 mW의 출력으로 정규화하여 SAR 값을 계산하였다. 또한 동일 주파수에서 동작하는 기존의 모노폴 안테나를 설계하여 SAR 값을 비교하였다.

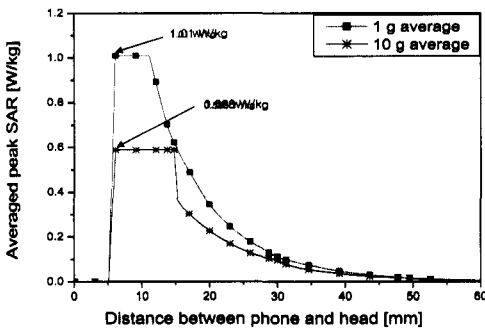
제안된 안테나와 모노폴 안테나에 대해 계산된 1 g 및 10 g SAR을 그림 16에 나타내었다. 제안된 안

표 4. 모의 인체 머리조직 전기정수
Table 4. Characteristics of human head organization.

주파수[GHz]	상대 유전율[ϵ_r]	전도도[S/m]
2.0	40.0	1.40



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



(b) 모노폴 안테나의 평균 SAR
(b) The averaged SAR of the monopole antenna

그림 16. 인체 두부 깊이에 따른 1 g 및 10 g SAR 평균 침투치

Fig. 16. Variation of peak SAR according to the depth of human head.

테나는 오른쪽 귀 기준점 부근에서 SAR의 분포를 보였으며, 모노폴 안테나의 SAR 분포는 뺨 부분에서 나타났다. 1 g 및 10 g 침투 SAR의 최대치는 두 안테나 모두 표피에서 6 mm(shell 두께) 들어간 위치에서 나타났고, 제안된 안테나가 모노폴 안테나에 비해 각각 25.7 %, 30.3 % 정도 낮게 나타났다.

IV. 결 론

본 논문에서는 PCS와 IMT-2000 대역을 포함하는 광대역 주파수에서 동작이 가능하고, SAR을 저감시키기 위해 dual-L 안테나를 설계 및 제작하였다. 안테나의 크기를 좌우하는 방사 패치의 높이는 6 mm로 고정하고 접힌 구조의 방사 패치를 이용해 패치의 크기를 줄였다. 설계된 안테나는 실제 제작을 통

하여 그 성능을 검증하였으며, 침투 SAR 분포를 계산하였다.

시뮬레이션 결과를 토대로 안테나를 제작 측정하였을 때, 제작된 안테나의 -10 dB 대역폭은 1.66~2.35 GHz(34.5 %)로 PCS 및 IMT-2000 대역을 모두 포함하는 결과를 얻었고, 일차 공진에서 50 Ω 임피던스 정합도 이루어졌다. 동일 주파수에서 동작하는 모노폴 안테나의 1 g 및 10 g 평균 침투 SAR에 비해 각각 25.7 %, 30.3 % 정도 낮은 것으로 나타났다. 따라서 설계한 광대역 PIFA는 광대역 특성과 SAR의 저감 효과를 동시에 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE standard for recommended practice for determining the peak spatial-average specific absorption rate(SAR) in the human body due to wireless communications devices, 1528-200X, Apr. 2002.
- [2] K. Hirasawa, M. Haneishi, *Analysis, design and measurement of small and low profile antennas*, Artech House, Inc, London, 1992.
- [3] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media", *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, May 1966.
- [4] K. S. Kunz, R. J. Ruebbers, *The finite difference time domain method for electromagnetics*, CRC Press, 1993.
- [5] 손정곤, 김규성, 최재훈, "PCS용 내장형 안테나 설계", 한국통신학회 하계학술발표회논문집(하권), 17(2), pp. 691-694, 1998년 7월.
- [6] Zi Dong Liu, Piter S. Hall and David Wake, "Dual-Frequency planar inverted F antenna", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1451-1457, Oct. 1997.
- [7] Kathleen L. Virga, Yahya Rahmat-Sami, "Low-profile enhanced bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1879-1888, Oct. 1997.

[8] T. Taga, K. Tsunekawa, "Performance analysis of a built-in planar inverted F antenna for 800 MHz band portable radio units", *IEEE Trans. Selected Areas in Communication*, vol. 5, no. 5, pp. 921-929, Jun. 1987.

[9] 김승환, 오경진, 김정표, 최재훈, 이태윤, "IMT-2000 단말기용 광대역 PIFA 설계", 한국통신학회 논문지, 26(6B), 2001년 6월.

[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, no. 8, pp. 623-630, Aug. 1975.

[11] 김현경, 박주덕, 김 남, "SAR 저감을 위한 PCS 단말기의 PIFA 설계", 한국전자과학회 논문지, 11(1), pp. 46-54, 2000년 1월.

[12] 정보통신부 고시 제2000-91호, "전자파인체보호 기준", 2000년.

이 재 향



2002년 2월: 충북대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2002년 3월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] 전자장 해석, 안테나 설계, SAR 계산 및 측정

박 주 덕



1997년: 충북대학교 정보통신공학과 (공학사)
 1999년: 충북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
 2000년~현재: ETRI 전자파환경 연구팀 연구원
 [주 관심분야] EMF, SAR, Antenna design

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 전기전자공학부 교수, 컴퓨터 정보통신 연구소
 [주 관심분야] 이동통신 및 전파전파, 마이크로파 전송선로 해석, EMI/EMC 및 전자파 인체보호 규격