

이중 대역 꼬인 역 F 안테나

Twisted Inverted F Antenna for Dual-Band Applications

김 재 희 · 조 원 우* · 박 위 상

Jae Hee Kim · Won Woo Jo* · Wee Sang Park

요 약

본 논문에서는 이중 대역 꼬인 역 F 안테나가 제안되었다. 기존의 역 F 안테나의 방사하는 안테나 부를 한 번 꼬아 이중 대역을 구현하고, 기생선을 넣어 높은 주파수에서 추가적인 공진을 일으켰다. 꼬인 구조에 의한 높은 주파수 공진과 기생선의 추가 공진을 가까이 하면 높은 주파수에서 광대역 특성을 얻을 수 있다. 안테나는 꼬인 구조의 특성에 의해 그라운드를 제외한 안테나의 전기적 크기가 가로, 세로, 높이가 각각 $0.109 \lambda \times 0.025 \lambda \times 0.0025 \lambda$ 가 되어 기존의 역 F 안테나에 비해 44 %의 길이를 갖는다. 안테나는 FR4 기판에 제작되었으며, 960 MHz 대역과 1.8 GHz 대역에서 $S_{11} < -5$ dB 기준으로 47 MHz와 289 MHz의 대역폭을 갖는다. 그리고 최대 방사 효율은 각 대역에서 49 %와 57 %이다.

Abstract

A twisted inverted-F antenna(TIFA) is proposed for a dual-band application. The TIFA features a twisted line for dual bands and a parasitic line for additional resonance. The proposed antenna has wideband characteristics at the high frequency band due to the merge of the resonances of the twisted line and the parasitic line. The electric size of the antenna is $0.109 \lambda \times 0.025 \lambda \times 0.0025 \lambda$, whose length is about 44 % of that of a conventional inverted-F antenna. The fabricated antenna on a thin FR4 substrate was measured to operate at 960 MHz with a bandwidth of 47 MHz, and at 1.8 GHz with a bandwidth of 289 MHz for S_{11} less than -5 dB; the radiation efficiencies were 49 % and 57 %, respectively.

Key words : Inverted F Antenna, Dual-Band, Twisted Line, Parasitic Elements

I. 서 론

최근 이동 통신 단말기는 다양한 서비스를 동시에 지원하고 있으며, 효율성을 위하여 좁은 면적 내에 얇게 디자인이 되고 있는 추세이다. 일반적으로 내장형 안테나로 많이 알려진 타입은 평면형 역 F 안테나(PIFA)^[1]와 칩 안테나(chip antenna)^[2]이며, 평면형 역 F 안테나는 안테나의 크기가 파장/4로 기존의 안테나보다 크기가 소형화된 큰 장점을 갖고 있기 때문에 단말기 내부에 집적되어 음성 서비스 및

데이터 서비스 등의 안테나로 사용되고 있고, 칩 안테나는 크기가 작은 큰 장점을 가지긴 하나 효율이 낮고 대역폭이 좁기 때문에 블루투스용 안테나로 많이 사용되고 있다. 최근 안테나는 PCB에 추가적인 안테나를 부착하지 않고 PCB 패터닝 과정에서 안테나를 같이 패터닝하여 안테나를 PCB에 집적하는 구조를 많이 이용한다. 안테나와 PCB를 일체형으로 만들게 되면 PCB 공정에서 안테나를 바로 제작할 수 있기 때문에, 추가적인 안테나 제작 및 부착 과정이 필요하지 않아 제작 단가를 줄일 수 있고, PCB에

포항공과대학교 전자전기공학부(Department of Electronic and Electrical Engineering, POSTECH)

*삼성전기 기판사업부 HDI 개발그룹(HDI R&D Group, ACI Division, Samsung Electro-Mechanics Co., Ltd.)

· 논문 번호 : 20080723-091

· 수정완료일자 : 2008년 9월 22일

안테나의 집적화가 용이한 장점을 갖는다. 뿐만 아니라 정밀한 패터닝이 가능하기 때문에 얇은 선 폭이나 복잡한 구조를 쉽게 만들 수 있다. 하지만 기본적으로 안테나 구현이 2차원에서만 가능하기 때문에 안테나 설계 시 높이의 제약이 따르는 단점이 있어, 다양한 안테나 설계 접근이 어렵게 된다. PCB 안테나는 제작의 용이성과 단가 절감으로 인하여 다양한 대학 및 연구소에서 연구가 되어 왔다. 무선 랜에 적용을 위하여 이중 대역 역 F 안테나를 PCB에 구현한 후 이용하여 2.45 GHz와 5.25 GHz에 동작하는 안테나가 제안된 바 있으며^[3], 휴대 단말기 적용을 위하여 굽은 h 안테나(bended-h antenna)의 변형 구조를 이용하여 이중 대역을 구현한 것^[4]과 접지면 기판에 슬롯을 이용하여 이중 대역을 구현한 연구가 진행된 바 있다^[5]. 하지만 근본적으로 제시된 안테나들은 휴대 단말기에 내장형 안테나로 사용하기에는 크기가 큰 단점을 갖는다.

본 논문에서는 휴대 단말기에 집적하기에 적합한 초소형 안테나 구조를 제시하며, 다중 대역에서 공진을 일으키는 안테나를 제안한다. 휴대 단말기의 서비스별 동작 대역은 GSM 890~960 MHz, DCS 1,710~1,880 MHz, US-PCS 1,850~1,990 MHz, W-CDMA 1,920~2,170 MHz이며, 본 논문에서는 GSM과 DCS에 초점을 둔다. 안테나의 기본 구조는 II장에서 설명을 하며, 안테나에 형성되는 공진 모드 및 임피던스에 영향을 미치는 요인은 III장에서 설명한다. IV장에서는 제작 및 측정 결과를 보이고, V장에서 결론을 짓도록 한다.

II. 안테나 구조

제안하는 이중 대역 꼬인 역 F 안테나의 구조는 그림 1에 도시하였다. 안테나는 비유전율(ϵ_r) 4.2, 손실 탄젠트($\tan \delta$) 0.02, 두께(t) 0.8 mm이며, 양면이 구리(도전율, $\sigma=5.8 \times 10^7$)로 도금된 FR4 기판에 설계되었다. 이중 대역 꼬인 역 F 안테나는 기존의 역 F 안테나를 한 번 꼬고, 기생선을 추가한 구조이다. PCB에 역 F 안테나의 꼬인 구조를 구현하기 위하여 역 F 안테나를 PCB 앞면에 에칭을 하고, PCB 뒷면에는 꼬인 구조를 에칭을 한 후 앞면의 역 F 안테나의 끝부분과 뒷면의 꼬인 구조 사이를 비아를 통하

여 연결을 하였다. 그리고 기생선은 PCB 뒷면에 구형이 되었으며 '7'자 모양으로 에칭을 하였고, 그라운드와 비아를 통하여 연결을 하였다. 안테나 급전(feeding point)은 역 F 안테나와 동일한 급전 방식으로 그라운드와 급전선 사이에 하였다. 급전선은 왼쪽에 그라운드와 연결된 안테나 선으로부터 거리(a)가 4 mm 떨어져 있다. 안테나의 선 폭(w)은 모두 0.5 mm로 동일하게 하였으며, 그라운드 면을 제외한 안테나의 가로(d)는 35 mm, 높이(H)는 8 mm 내에 구현을 하였다. 안테나의 그라운드의 크기는 가로(W) 40 mm, 세로(L) 65 mm로 설정하였다. 제안된 크기 내에 안테나의 이중 대역 꼬인 역 F 안테나의 최적화된 안테나 설계 값은 표 1에 나타내었다.

제안된 구조는 CST 2006b를 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 삼중 공진을 일으키는 구조이다. 기생

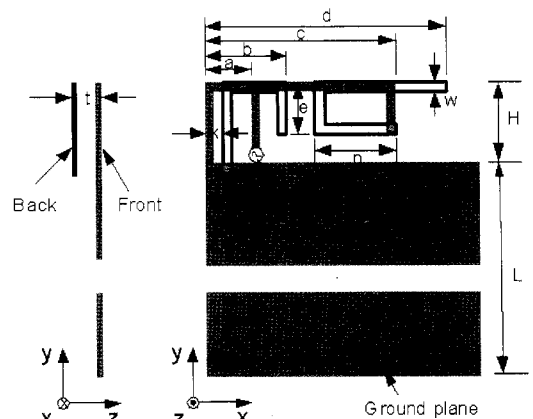


그림 1. 이중 대역 꼬인 역 F 안테나의 구조

Fig. 1. Geometry of the twisted inverted F antenna for dual-band.

표 1. 이중 대역 꼬인 역 F 안테나의 최적 설계 값
Table 1. Optimized values for the geometric parameters of the proposed twisted inverted F antenna.

변수	값(mm)	변수	값(mm)
a	4	p	12
b	12	w	0.5
c	28	H	8
d	35	L	65
e	5	W	40
k	1.5	t	0.8

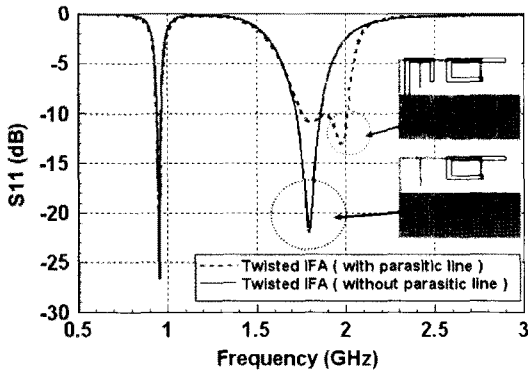
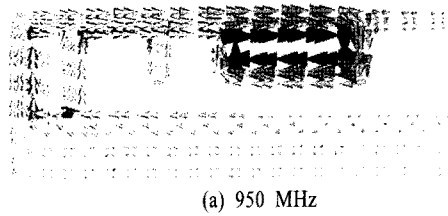


그림 2. 이중 대역 꼬인 역 F 안테나의 기생선 추가에 따른 반사 계수(S_{11}) 비교
 Fig. 2. Comparison of the simulated S_{11} between the twisted inverted F antenna without a parasitic line and with parasitic line.

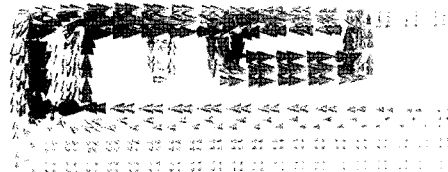
선을 제외한 꼬인 역 F 안테나는 이중 대역 안테나로 동작하게 되고, 기생선을 추가하므로 인해 추가적인 공진을 형성하여 세 개의 공진을 형성한다. 또한, 기생선이 만들어 내는 공진과 꼬인 역 F 안테나가 만들어내는 두 개의 공진을 근접시킴으로 인해서 광대역 특성을 얻을 수 있다. 안테나는 900 MHz 주변에서 공진을 형성하고 1.8 GHz 대역 주변에서 공진을 형성한다. 낮은 공진 주파수를 결정하는 요인은 꼬인 구조를 포함하여 안테나 전체의 길이에 해당하고 높은 대역의 공진을 결정하는 요인은 기생선과 꼬이는 구조에 의해서 결정이 된다.

III. 공진 모드 및 설계 파라미터

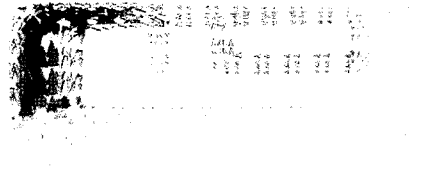
제한된 안테나의 구조와 제한된 구조에서 기생선을 제외한 구조의 반사 계수를 시뮬레이션 하였다 (그림 2). 꼬인 역 F 안테나를 구현하므로 인해서 950 MHz와 1.8 GHz에서 이중 대역 공진을 형성할 수 있고, 기생선을 추가하므로 인해서 1.97 GHz에 공진이 추가적으로 형성이 되어 높은 대역의 대역폭을 넓히게 된다. 그라운드를 제외한 안테나의 크기는 주파수 950 MHz에서 가로, 세로, 높이가 각각 $0.109 \lambda \times 0.025 \lambda \times 0.0025 \lambda$ 의 크기를 갖는 초소형 안테나이다. 안테나의 공진을 일으키는 모드를 확인하기 위하여 전류 분포를 살펴보았다(그림 3). 총 세 개의 공진 모드 중 첫 번째 공진 모드는 안테나의 전



(a) 950 MHz



(b) 1,790 MHz



(c) 1,970 MHz

그림 3. 각 공진 모드에서의 전류 분포
 Fig. 3. Current distributions for the each resonant mode.

체 길이가 약 파장/4에 해당하는 주파수인 950 MHz에서 일어난다. 그리고 두 번째 공진 모드는 안테나가 꼬이는 구조로 인하여 꼬이는 시작하는 부분에서 안테나부의 전류 방향이 반대 방향으로 바뀌게 되고 형성이 된다. 꼬이기 전의 전류 방향과 꼬인 부분에서 반대로 흐르는 전류 방향이 동일한 방향(그림 b에서는 왼쪽에서 오른쪽)으로 형성이 되기 때문에 방사를 많이 일으키는 구조가 된다. 전류 방향이 바뀌기 전까지의 길이가 파장/4에 해당하는 주파수가 공진을 일으키며, 이에 해당하는 주파수는 약 1.79 GHz에 해당한다. 세 번째 공진은 주로 기생선에서 발생하게 된다. 기생선의 길이가 약 파장/4에 해당하는 지점에서 발생하게 되며, 전류가 주로 기생선에 생기게 된다. 파장/4에 기생선의 공진을 유발하기 위하여 기생선의 한 쪽 끝을 접지면에 연결하여 모노폴과 같은 형태를 취하도록 하였다. 기생선은 안테나의 field가 커플링이 되어 공진을 야기하게 된다. 세 가지 공진 중 두 번째 공진과 세 번째 공진은 유사한 주파수에서 발생하기 때문에 1.8 GHz 주변의 대역

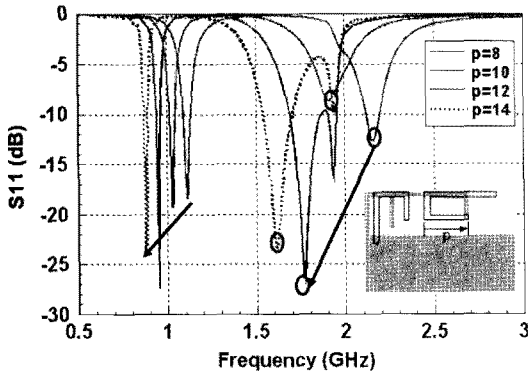


그림 4. 꼬인 루프 크기(p)에 따른 안테나의 반사 계수의 변화

Fig. 4. Simulated S_{11} of the proposed antenna at the different the loop size($p=8, 10, 12,$ and 14 mm).

폭을 확장할 수 있는 이점을 가진다.

안테나의 각 파라미터가 반사 계수(S_{11})에 어떤 영향을 미치는지 알기 위하여 안테나에 여러 가지 변수를 지정하여 파라미터 스터디를 해보았다. 꼬인 루프의 가로 직경을 오른쪽으로 크게 변화시키면서 S_{11} 의 변화를 살펴보았다(그림 4). 꼬인 루프의 왼쪽은 고정하였으며, 그림 4에서 화살표 방향으로 길이(p)를 길게 하여 루프의 크기가 커지도록 하였다. 루프의 크기가 커질수록 안테나의 두 공진 주파수가 감소하는 것을 알 수 있다. 1.97 GHz 근처의 기생선에 의한 공진은 변화하지 않고, 기생선과는 무관하게 꼬인 역 F 안테나에 의한 두 개의 공진 주파수만

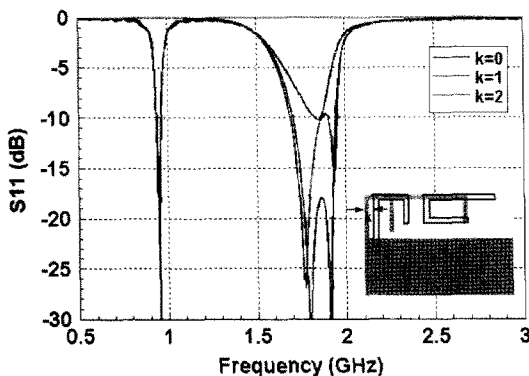


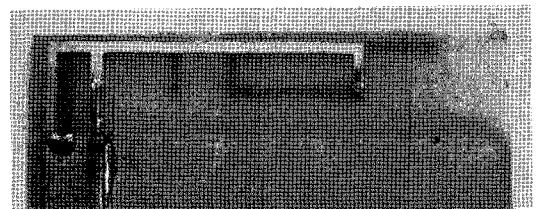
그림 5. 기생선과 안테나의 shorting 스템브 사이의 거리(k)에 따른 안테나의 반사 계수 변화

Fig. 5. Effect on the S_{11} of the distance between shorting stub and the parasitic line($k=0, 1,$ and 2 mm).

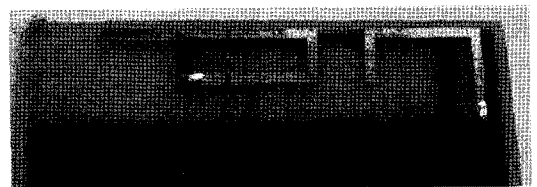
감소하였다. 기생선과 shorting 스템브 간의 간격(k)을 조절하면서 안테나의 반사 계수를 살펴보았다(그림 5). 첫 번째 공진과 두 번째 공진은 변화가 없으며, 기생선에 의한 세 번째 공진만 영향을 받는다. k 값을 조절하므로 인해서 반사 계수가 떨어지는 정도가 달라지게 되며, 결국 기생선에 의한 안테나의 매칭을 조절할 수 있다. 기생선의 길이는 공진 주파수에 영향을 미치며 기생선이 길수록 공진 주파수가 떨어지고 기생선이 짧을수록 공진 주파수가 올라가게 된다. 따라서 기생선의 길이로 공진 주파수를 결정하고 급전선과의 간격으로 매칭을 정하여, 높은 주파수에서의 대역폭을 확보할 수 있다.

IV. 제작 및 측정 결과

제안된 안테나의 성능을 평가하기 위하여 제작(그림 6) 및 측정을 하였다. 제작된 안테나의 설계 파라미터는 표 1의 값을 사용하였다. 이중 대역 꼬인 역 F 안테나의 시뮬레이션 및 측정된 S_{11} 값을 그림 7에 도시하였다. 시뮬레이션과 측정이 유사한 값을 가지는 것을 확인할 수 있으며, 안테나 대역폭은 안테나 단으로 넘어가는 전력이 약 70%가 되는 $S_{11} < -5$ dB 기준으로 하였다. -5 dB를 기준으로 둔 것은 안테나의 방사 효율이 약 60%가 된다고 가정한다



(a) 앞면
(a) Front plane



(b) 뒷면
(b) Back plane

그림 6. 제작된 꼬인 역 F 안테나
Fig. 6. Fabricated twisted inverted F antenna.

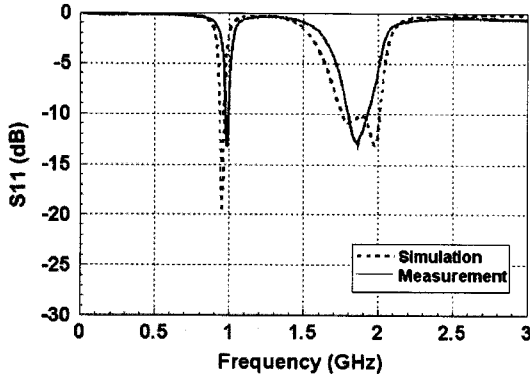


그림 7. 제안된 안테나의 시뮬레이션과 측정된 반사 계수(S_{11})
Fig. 7. Simulated and measured S_{11} of the proposed antenna.

다면 전체 효율이 약 40 % 정도의 값을 가질 수 있다고 판단되었기 때문이다. 낮은 주파수의 안테나 대역폭은 시뮬레이션과 측정이 각각 929~977 MHz와 966~1,013 MHz로 48 MHz, 47 MHz의 값을 가졌다. 그리고 높은 주파수의 대역폭은 시뮬레이션과 측정이 각각 1,641~2,042 MHz와 1,721~2,010 MHz로 401 MHz, 289 MHz였다. 측정 시 대역폭이 시뮬레이션보다 낮은 이유는 기생선에 의한 공진과 꼬인 역 F 안테나의 높은 공진이 근접한 곳에서 형성되었기 때문이다. 기생선에 의한 공진과 꼬인 역 F 안테나에 의한 공진을 확인하기 위하여 안테나를 재설계해 보았다. 재설계한 안테나의 구조는 그림 8에 도시하였다. 안테나의 그라운드 크기를 실제 바 타입 핸드폰에 가깝게 세로로 80 mm로 하였으며, 기존의 안테나에서 낮은 공진 주파수 튜닝을 위하여 안테

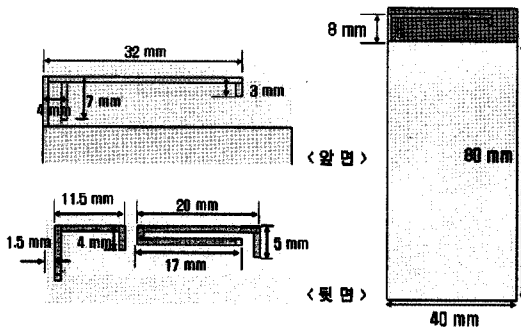


그림 8. 재설계한 안테나의 구조
Fig. 8. Reconstructed antenna structure for wideband characteristics at high frequency.

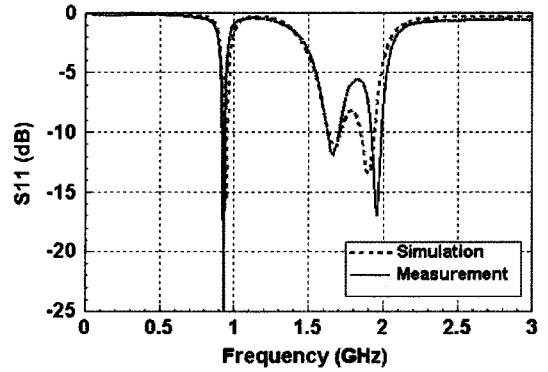
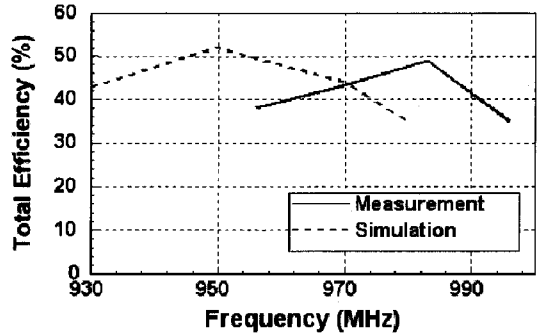
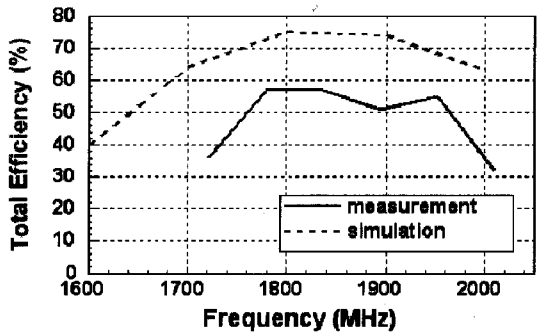


그림 9. 재설계한 안테나 구조의 시뮬레이션과 측정된 반사 계수(S_{11})
Fig. 9. Simulated and measured S_{11} of the reconstructed antenna.

나 끝부분을 굽혀 길이를 확장하는 구조를 취하였다. 재설계한 안테나를 시뮬레이션 및 측정을 하였으며, 이를 그림 9에 도시하였다. $S_{11} < -5$ dB 기준으

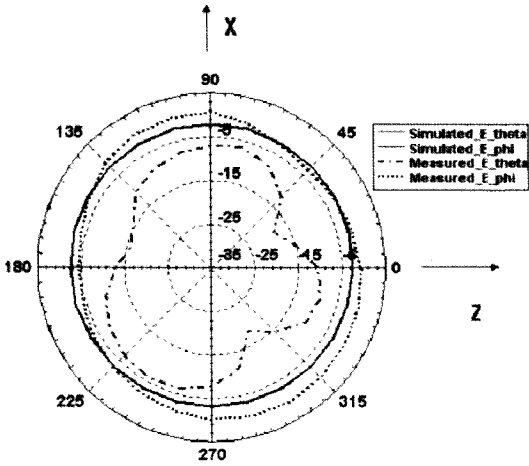


(a) 낮은 공진 주파수
(a) Low resonant frequency

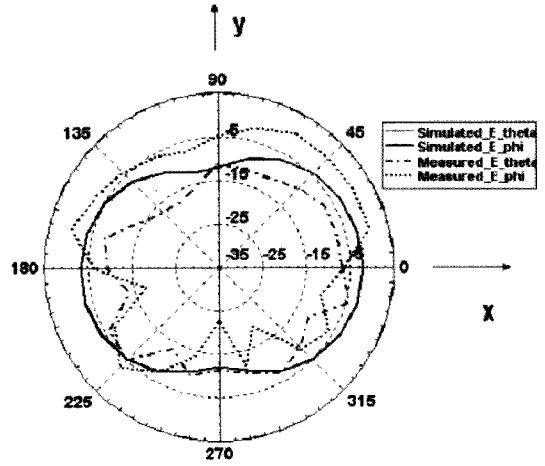


(b) 높은 공진 주파수
(b) High resonant frequency

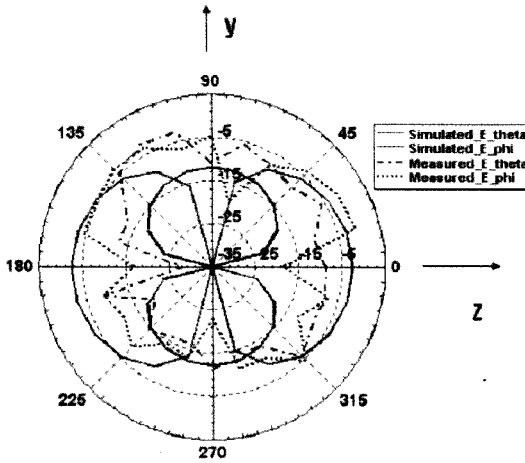
그림 10. 표 1에 제시된 값에 의한 안테나의 전체 효율
Fig. 10. Total radiation efficiencies of the proposed antenna with the parameter values of Table 1.



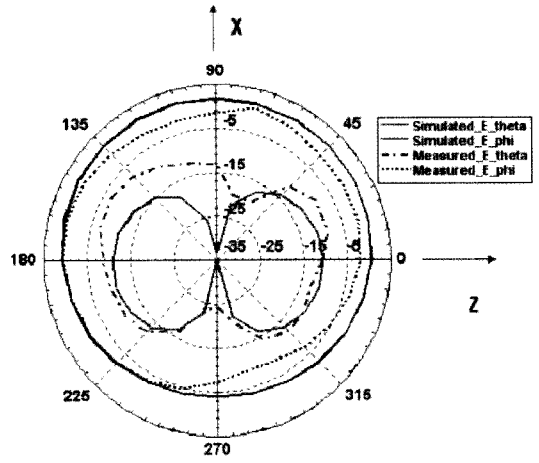
(a) 983 MHz, x-z 평면



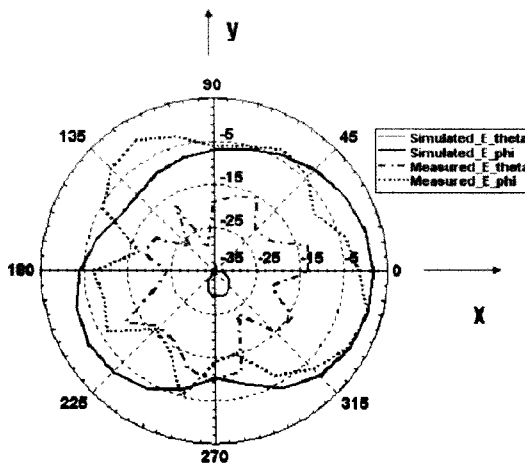
(b) 983 MHz, x-y 평면



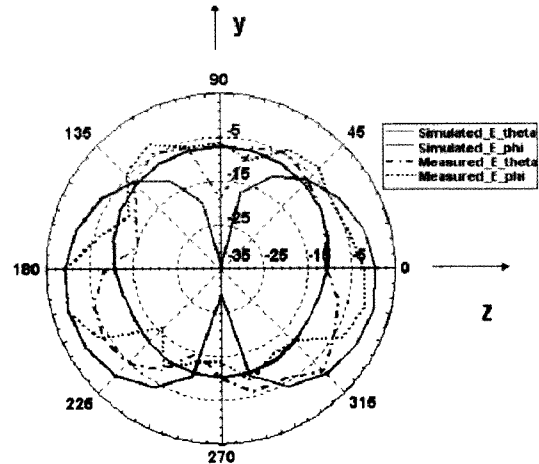
(c) 983 MHz, y-z 평면



(d) 1,779 MHz, x-z 평면



(e) 1,779 MHz, x-y 평면



(f) 1,779 MHz, y-z 평면

그림 11. 983 MHz와 1,779 MHz에서 시뮬레이션 및 측정된 방사 패턴
 Fig. 11. Simulated and measured radiation patterns at 983 MHz and 1,779 MHz.

로 하였을 때 낮은 주파수 공진은 시뮬레이션과 측정 각각 922~967 MHz와 913~950 MHz로 45 MHz, 37 MHz의 값을 각각 가졌고, 높은 주파수의 대역폭은 시뮬레이션과 측정이 각각 1,543~1,983 MHz와 1,551~2,021 MHz로 440 MHz, 470 MHz의 값을 가졌다.

표 1의 안테나 설계에 대해서 대역폭 내에서 안테나의 효율을 시뮬레이션 및 측정을 하여 그림 10에 도시하였다. 대역폭 내에서의 낮은 공진 주파수에서의 측정된 효율은 그림 10(a)에서 살펴볼 수 있듯이 최대 효율 49%이며, 35% 이상의 효율을 가진다. 높은 주파수에서의 측정된 효율은 최대 효율 57%이며, 넓은 대역에 걸쳐 40% 이상의 효율을 가지는 것을 확인 가능하다. 시뮬레이션 상으로는 대역폭 내에서 최대 효율이 낮은 주파수는 52% 높은 주파수는 75%의 값을 가졌다.

안테나가 최대 효율을 갖는 983 MHz와 1,779 MHz에서 시뮬레이션 및 측정 방사 패턴을 살펴보았다(그림 11). 그림 1의 안테나 각 방향(x-y, x-z, y-z)에 대해서 theta 성분과 phi 성분으로 나누어 측정을 하였으며, 시뮬레이션 치와 비교를 하였다. 측정된 방사 패턴은 시뮬레이션에 비해 교차 편파(cross polarization)이 상대적으로 크게 나왔으며, 주편파는 유사한 값을 가진다. 안테나는 방향성이 없이 전 방향으로 방사가 일어나는 형태이다. 그리고 낮은 주파수와 높은 주파수에서의 방사 패턴은 아주 유사한 형태를 가진다. 983 MHz에서 안테나의 평균 이득은 -3.15 dBi이며, 최대 이득은 1.4 dBi이다. 그리고 1,779 MHz에서 측정된 평균 이득은 -2.42 dBi이며, 최대 이득은 2.52 dBi이다. 안테나의 지향성은 낮은 주파수와 높은 주파수에서 각각 4.55 dBi, 4.94 dBi이다.

V. 결 론

본 논문에서는 960 MHz와 1.8 GHz 대역에 사용

할 수 있는 이중 대역 초소형 안테나 구조를 제안하였다. 제안된 안테나는 기존의 역 F 안테나의 방사하는 안테나 부를 한 번 꼬아 이중 대역을 구현하고, 기생선을 넣어 추가적인 공진을 형성하여 광대역 특성을 갖는 안테나이다. 안테나는 꼬인 구조의 특성에 의해 그라운드층은 제외한 안테나 크기가 각각 $0.109 \lambda \times 0.025 \lambda \times 0.0025 \lambda$ 가 되어 기존의 0.25λ 에 동작하는 역 F 안테나에 비해 크기를 소형화시켰다. 안테나를 제작 및 측정을 하였으며 측정된 안테나의 효율은 983 MHz와 1,779 MHz에서 각각 49%와 57%의 효율을 가져 휴대 단말기에 적용이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] Shih-Huang Yeh, Kin-Lu Wong, Tzung-Wern Chiou, and Shyh-Tirng Fang, "Dual-band planar inverted F antenna for GSM/DCS mobile phones", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 5, pp. 1124-1126, May 2003.
- [2] S. H. Sim, C. Y. Kang, S. J. Yoon, Y. J. Yoon, and H. J. Kim, "Broadband multilayer ceramic chip antenna for handsets", *Electronics Letters*, vol. 38, no. 5, pp. 205-207, Feb. 2002.
- [3] Duixian Liu, Brian Gaucher, and Ephraim Flint, "A new dual-band antenna for ISM application", *Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 937-940, Sep. 2002.
- [4] A. Rennings, S. Otto, A. Pimpertz, and P. Waldow, "A low-profile antenna solution for mobile phones with GSM, UMTS and WLAN operation", *2005 European Microwave Conference*, vol. 3, Oct. 2005.
- [5] Chun-I Lin, Kin-Lu Wong, "Printed monopole slot antenna for internal multiband mobile phone antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3690-3697, Dec. 2007.

김 재 희



2004년 8월: 고려대학교 전기전자
전파공학부 (공학사)
2005년 3월~현재: 포항공과대학교
전자전기공학과 석·박사 통합과
정
[주 관심분야] 밀리미터파 빔 형성
안테나, 소형안테나, Metamaterials

박 위 상

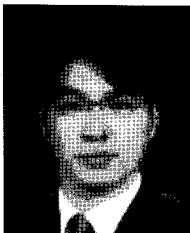


1974년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학사)
1982년 6월: University of Wisconsin
Madison 전자공학과 (공학석사)
1986년 8월: University of Wisconsin
Madison 전자공학과 (공학박사)
1976년 7월~1978년 11월: 삼성전자
공업주식회사

1984년 1월~1986년 8월: University of Wisconsin-Madison,
TA 및 RA

1986년 8월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 교수
[주 관심분야] Design of Microstrip Antennas, Full-Wave Ana-
lysis of Microstrip Structures, Design of Passive Microstrip
Devices by Network Modeling, Measurement and Simulation
of EMI/EMC for Cellular Phones

조 원 우



2001년 8월: 경성대학교 재료공학
과 (공학사)
2004년 3월: 나고야공업대학 물질공
학 (공학석사)
2007년 3월: 나고야공업대학 물질공
학 (공학박사)
2006년 4월~2007년 3월: 일본 학술

진흥재단(JSPS) 특별연구원
2007년 4월~현재: (주)삼성전기 기관사업부 HDI 개발 책
임연구원
[주 관심분야] 유전체 재료, 압전체 재료, Intenna PCB, Me-
talldielectric, EBG Cell 설계, EMI 현상