

가지 구조와 간극 급전을 사용한 휴대 단말기용 소형 유전체 다중 대역 칩 안테나

A Design of the Multiband Small Chip Antenna Using the Branch Structure and Gap Feeding for Mobile Phone

김민찬 · 김형훈* · 박종일 · 김형동

Min-Chan Kim · Hyung-Hoon Kim* · Jong-Il Park · Hyeong-Dong Kim

요 약

본 논문에서는 다중대역 (GSM850, EGSM, DCS1800, USPCS, W-CDMA)에서 동작하는 안테나에 대해 제안하고 있다. 상기 안테나는 상용 소프트웨어인 HFSS 3-D 시뮬레이터로 설계되었으며, FR-4(비유전율 4.4) PCB 기판 위에 원형 도통관(via)과 금속 패턴으로 이루어진 미앤더 가지 구조로 구성되어 있다^[1]. 특히 이 안테나에는 전체 대역폭의 성능 향상을 위해 간극 급전 구조를 사용하였다. 디자인된 안테나는 PCB 공정을 이용하여 제작되었고, 네트워크 분석기와 테스트 챔버를 사용하여 측정하였다. 폭 8 mm에 높이 20 mm, 두께 3.2 mm의 크기를 차지하는 제작된 안테나는 다중 대역 이동 통신 단말기의 내부에 장착하여 사용할 수 있다.

Abstract

In this paper, the antenna which has a multiband operation (GSM850, EGSM, DCS1800, USPCS, W-CDMA) is proposed. This antenna was designed by the commercial software HFSS 3-D EM simulator, and it is organized by using a meander branch structure which has a via and lines on FR-4($\epsilon_r=4.4$) substrate^[1]. Especially, it has a gap feeding structure which makes good operation at overall bandwidth. The designed antenna is manufactured by PCB processing, and measured by using a network analyzer and a test chamber. The manufactured antenna with the dimension of 8 mm width, 20 mm height and 3.2 mm thickness is able to applied as an internal antenna for multiband mobile phones.

Key words : Chip Antenna, Gap Feeding, Multiband Antenna

I. 서 론

현재의 무선 혹은 이동 통신 단말기는 소형화, 다기능화, 경량화 및 소비 전력의 감소라는 목표를 내장형 안테나를 적용한 모델로서 이루어야 한다. 그러나 현재의 내장형 안테나를 적용한 모델들은 PIFA 구조를 사용하기 때문에 기존의 외장형 안테나 모델에 비해 크기가 커지고 특히 단말기의 두께

가 두꺼워지는 단점이 있다^[2].

본 논문에서 제안된 안테나는 PIFA의 두께가 일반적으로 6 mm가 최소인 것에 비해 3.2 mm의 두께로 구현할 수 있으며 동작 대역도 5개 대역(GSM 850, EGSM: 824~960 MHz, DCS1800, USPCS, W-CDMA: 1,710~2,170 MHz)에서 송수신을 만족할 수 있다. 단, 대역폭 기준은 정재파비 3 혹은 반사 손실 -6.02 dB이다. 왜냐하면 내장형 안테나를 사용하는

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음.(IITA-2006-(C1090-0602-0011)」, 한양대학교 전자공학과(Department of Electronics & Computer Engineering, Hanyang University, hdkim@hanyang.ac.kr)

*광주여자대학교 웹디자인학과(Department of Web Design, Kwangju Women's University)

· 논문 번호 : 20061024-133

· 수정완료일자 : 2007년 2월 20일

단말기의 경우, 방사 효율이 35~50 % 정도의 성능을 나타내며, -6 dB를 대역 기준으로 잡아 단말기에 장착해도 약 40 %의 방사 효율을 얻을 수 있기 때문이다. 본 논문에서 소개할 안테나는 단품 상태(지그 기판 탑재)에서 방사 손실 -6 dB가 되는 주파수에서의 방사 효율이 약 55 %가 나오며 대역의 중심지점에서는 최고 85 %까지 나타난다. 전 대역 평균 효율은 약 60~65 %정도가 되며 일반적으로 단말기 내부에 장착할 경우 단품 상태의 효율에 비해 2/5 정도 하락하며 최종적으로 단말기에 장착했을 때 37~42 % 정도의 전 대역 평균 방사 효율을 나타낸다. 그러므로 소개된 안테나는 적절한 성능을 구현하며 PIFA와 같은 기존 내장형 안테나의 크기에 비해 매우 작으므로 이 논문에서 주파수 공진 대역의 기준을 -6 dB로 정하였다.

본 논문에서는 이러한 다중 대역 안테나의 개략적인 설계 특징을 간략히 소개하고 시뮬레이션과 실제 제작물에서의 성능을 보이고자 한다.

II. 안테나의 설계

그림 1의 안테나는 $\lambda/4$ 를 이용한 모노폴 방식의 안테나로서, 좌측의 AC 급전부로부터 시작하여 오른쪽에서 위로 올라오는 긴 부분이 GSM850과 EGSM 대역에서 공진하는 부분이다.

가운데에서 올라오는 짧은 부분은 DCS1800, USPCS, W-CDMA에서 공진하는 부분이다. 이렇게 가장 긴 길이를 갖는 줄기(trunk length)에서 GSM 850과 EGSM이 공진하고 가운데 부분에서 짧은 길이의 가지(branch length)에서 DCS1800, USPCS, W-CDMA가 공진하기 때문에 이를 가지 구조(branch struc-

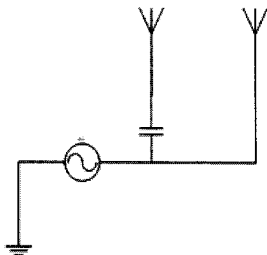
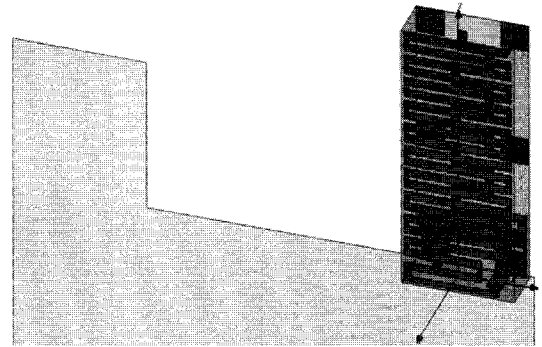


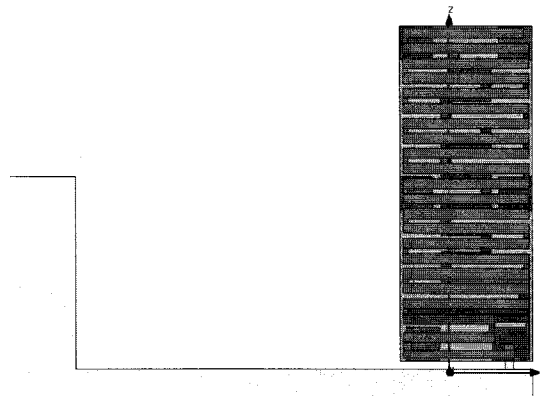
그림 1. 개략적인 가지 구조의 도식
Fig. 1. Summary illustration of a branch structure.

ture)라 한다^{[1],[3],[4]}. 특히 가지 구조에 용량성(capacitance) 성분을 추가하여 저주파와 고주파 공진 대역을 더욱 잘 분리시켜주는 효과를 얻었다^[5].

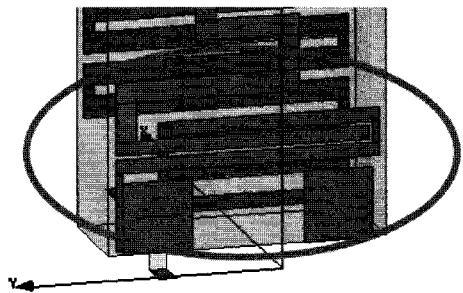
그림 2는 시뮬레이션 설계 모습을 3가지 시점에서 나타낸 그림이다. 그림 2(a)에서 안테나와 접지면의 전반적인 모습을 나타내며, 안테나는 가로 폭 8 mm



(a) 전반적 도식
(a) Overall figure



(b) 전면
(b) Front view



(c) 후면 하단부 확대
(c) Enlarged figure of backside lower part

그림 2. Simulation에서의 설계모습
Fig. 2. Simulation design.

에 세로 길이 20 mm 그리고 두께가 3.2 mm 직사각형의 FR4 기판으로 되어 있으며 그 결면에는 미앤더 라인 형태의 금속 패턴으로 이루어져 있다.

그림 2(b)는 안테나와 접지면의 접근 정도를 보이기 위하여 그림 2(a)에서 정면을 바라봤을 때를 나타낸 그림으로서, 안테나의 측면에서 19.5 mm, 아랫면에서는 0.5 mm 거리를 두고 접지면과 떨어져 있다.

그림 2(c)는 2(a), (b)에서 잘 보이지 않는 안테나 뒷면의 아랫 부분을 확대해 나타낸 그림이며, 간극 급전(gap feeding) 구조를 나타내고 있다. 그림 1에서 나타낸 용량성 성분을 그림 2(c)에서 보이는 바와 같이 급전 부분과 가지 구조를 직접 연결하지 않고 간극을 사용하여 실제 안테나에서 구현하였다^[3].

그림 2(a)에서 안테나의 오른쪽 아래에 있는 유일한 x축 방향으로 놓인 넓은 패턴은 안테나 몸체의 앞면과 뒷면의 패턴을 이어주는 원형 도통관(via)을 근사시킨 부분이다. 이는 다음과 같은 근사식에 근거한다^[6].

$$a_{\text{equiv}} = 0.25s \quad (1)$$

식 (1)에서 a_{equiv} 는 등가 원통관의 지름이고 s 는 스트립 라인으로 변화하였을 때의 너비이다.

그림 2의 (a)~(c)에서 안테나 뒷면의 가장자리에 붙어있는 6개의 정사각형 패치는 SMD(Surface Mounted Device) 형태로 안테나를 기판에 장착하기 위한 납땜용 패치로서 안테나의 공진 및 성능에는 별다른 영향을 미치지 않는다. 단, 그림 2(c)에서 보이는 두 개의 정사각형 패치들 중 원형 도통관을 근사한 x축 방향 패치가 이어지는 왼쪽에 위치한 정사각형 패치(그림 2(a), (b)에서는 6개의 정사각형 패치들 중 오른쪽 아래)는 안테나의 고정이라는 본연의 임무와 함께 신호를 입력받는 급전부의 역할도 하고 있다.

그림 1과 2(a)를 비교하면 앞면의 촘촘하게 감긴 미앤더 라인은 GSM850과 EGSM 대역에서 공진하며 이것은 그림 1에서 긴 길이를 갖는 줄기에 해당한다. 그림 2(c)에서 간극급전에 의해 연결된 미앤더 라인은 그림 1의 용량성 성분으로 연결된 가지에 해당하며 DCS1800 USPCS, W-CDMA 대역에서 공진한다.

그림 3은 그림 2의 시뮬레이션 설계에서의 반사 손실 곡선이다. 설계한 안테나의 기본 목표는 GSM-

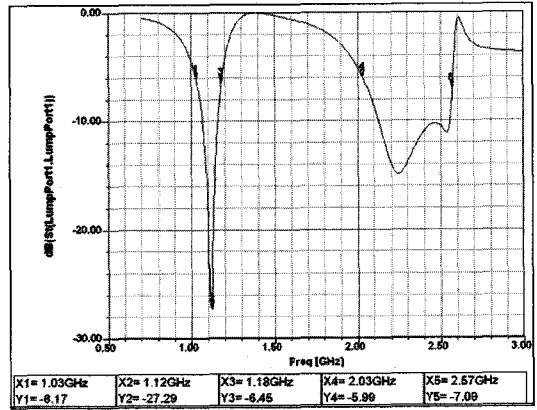


그림 3. Simulation에서 return loss(6.02 dB)
Fig. 3. Return loss of simulation result(6.02 dB).

850, EGSM, DCS1800, USPCS, W-CDMA 5개 대역에서의 공진이며, 이를 위해서 824~960 MHz, 1,710~2,170 MHz의 공진을 구현해야 한다.

그림 3에서는 1,030~1,180 MHz, 2,030~2,570 MHz에서 시뮬레이션 결과를 나타내며 앞서 밝힌 목표 공진 주파수보다 상당히 높다. 이것은 시뮬레이션 설계에서 나타난 공진 주파수와 이를 바탕으로 한 실제 제작물에서 공진 주파수 차이, 그리고 실제 단말기에 장착했을 때 공진주파수 차이와 같은 사항들을 고려하여 높게 설계했으며, III장에서 시뮬레이션과 실제 측정치를 비교한 자료를 통해 자세한 이유를 밝힐 것이다. 또한 원하는 주파수 대역으로 공진주파수를 옮기기 위해서는 미앤더 라인의 길이를 조절하여 주파수의 높낮이를 조절할 수 있으며, 또 다른 조절 방법으로는 미앤더 라인의 두께를 넓히면 공진 주파수의 대역폭이 늘어나고, 두께를 좁히면 대역폭을 줄일 수 있다. 이 경우 두께를 늘리면 대역폭은 늘어나지만 공진 주파수도 상승하므로 미앤더 라인의 전체길이와 함께 조절해야 원하는 공진 주파수 대역을 얻을 수 있다. 이 밖에도 단말기에 장착하고 나서 정합회로를 추가하여 적절한 임피던스를 갖는 소자를 선택하여 평균 50 MHz 내외의 주파수 이동도 할 수 있다.

III. 제작 및 결과

II장에서 설명한 과정에 의해 PCB 공법으로 제작하였으며, 이렇게 제작된 안테나를 그림 4에서 나타

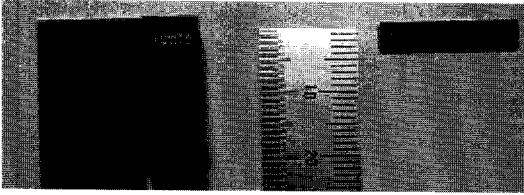


그림 4. 실제 안테나의 모습
Fig. 4. Shape of the antenna.

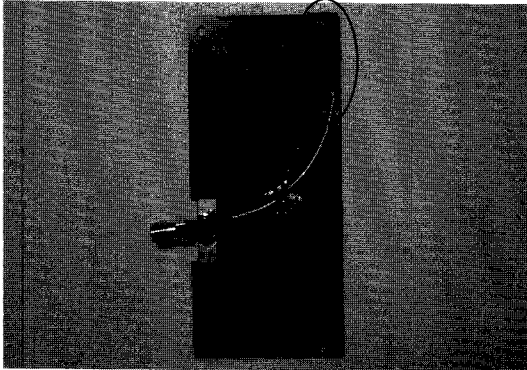


그림 5. 안테나를 지그 기판에 장착한 모습
Fig. 5. Antenna mounted on jig board.

내고 있다.

그림 4는 실제 제작된 안테나를 이해를 돕기 위해 mm 단위의 자와 함께 나타낸 그림이며, 폭 8 mm, 높이 20 mm, 두께 3.2 mm의 크기이다. 성능 측정을 위해 지그 기판을 사용하였으며, 구체적 형태는 그림 5와 같다.

그림 5는 지그 기판에 안테나를 장착한 모습이며, 기판의 우측 상단의 타원 안에 안테나가 위치해 있다. 지그 기판은 안테나를 SMD 형태로 탑재할 수 있도록 만들었으며 50 Ω 동축 케이블을 통하여 입력 신호를 받도록 하였다. 이후 논문에서 보이는 정재파비와 2-D 이득 결과들은 그림 5와 같은 조건에서 측정된 것이다.

그림 1과 같이 시뮬레이션에서는 서론에서 제시한 대역과 비교하여 200 MHz 정도 높게 주파수 대역 기준을 잡고 설계를 하였다. 이는 시뮬레이션 결과와 비교하여 실제 제작할 경우, 지그 기판에서 측정 결과는 100 MHz 정도 주파수가 하락하며 실제 기구에 장착할 경우 하락폭은 더욱 늘어나기 때문이다.

그림 6은 Agilent E8361 네트워크 분석기로 지그 기

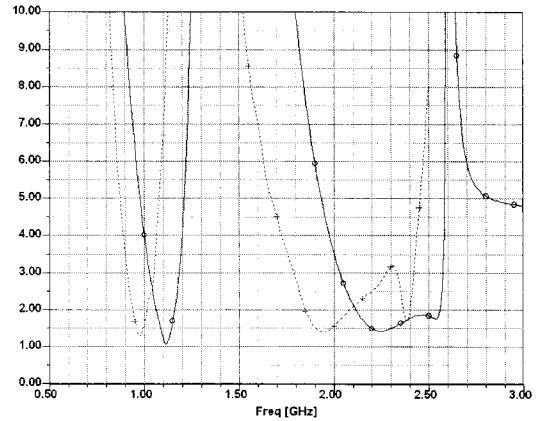


그림 6. 시뮬레이션과 실측 결과 비교 (VSWR 곡선)
Fig. 6. Simulation and measurement (VSWR curves).

판에서 측정된 s1p 파일을 추출하여 HFSS의 결과에 같이 첨부한 것이다. 회색의 점선으로 이루어진 곡선은 실측 결과를 나타내는 정재파비 곡선이며, 흑색의 실선으로 이루어진 곡선은 시뮬레이션에서 결과를 나타내는 정재파비 곡선이다. 그림과 같이 시뮬레이션보다 실측 결과는 100~200 MHz 정도 공진 주파수가 낮게 측정된다.

일반적으로 시뮬레이션에서 설계하여 얻어낸 공진 주파수에 비해 실제로 제작할 경우, 그림 6에서와 같이 100~200 MHz 정도로 공진 주파수가 하락하였으며, 이렇게 제작된 안테나를 실제 단말기의 기판에 장착하고 기구 장비까지 완벽히 갖춘 다음 측정을 하면 그림 6의 실측치와 같이 지그 기판에서 측정된 결과에 비해 50~100 MHz 정도로 공진 주파수가 더욱 하락한다. 마지막으로 이렇게 최종 장착을 한 후 정합 회로를 추가하여 공진 특성을 조절할 경우 약 50 MHz 정도로 공진 주파수 추가적으로 하락하게 된다. 따라서 최종적으로 시뮬레이션과 실장 측정치의 공진 주파수는 대략 250~300 MHz 정도의 차이가 나게 되므로, 서론에서 언급했던 5개 대역 (GSM850, EGSM, DCS1800, USPCS, W-CDMA)에서 동작하는 안테나를 제작하기 위해 시뮬레이션 단계에서는 그림 1과 같이 상대적으로 높은 공진 특성을 지닌 결과를 얻어야 하였다.

그림 7과 8은 같은 조건에서 2-D 이득을 측정된 결과이고, 데이터는 A Plus Tech사의 CTIA OTA 테스트 챔버를 사용한 결과이다.

방사 이득을 측정하기 위해 910~1,060 MHz, 1,800~2,260 MHz의 대역을 설정하였으며 910, 950, 990, 1,030, 1,060, 1,800, 1,870, 1,950, 2,020, 2,100, 2,180, 2,260 MHz인 12개 주파수에서 측정을 하였다. 본 논문에서는 편의상 910, 1,800, 2,020 MHz에서 이득 측정 결과만 보였다. 910, 1,060, 1,800, 2,260 MHz와 같이 그림 6의 실측치 공진 대역의 경계에 해당하는 주파수에서는 전체 방사이득이 $-3.1 \sim -2.7$ dB의 값을 가지며 나머지 주파수에서는 $-2.4 \sim -0.946$ dB 사이의 이득을 나타내었다.

그림 7은 그림 6에서 실측치 앞부분 (910~1,050 MHz 대역) 공진대역에 속한 990 MHz에서 2-D 이득 측정치이다. 곡선에서 정사각형의 점들은 매 30° 간격으로 이득을 측정하였음을 나타낸다. 우측에 표시된 4가지 항목에서 H는 H-plane을 나타내고 같은 방법으로 E1은 E1-plane, E2는 E2-plane을 나타낸다. TRG는 Total Radiated Gain의 약자로서 그림 7에서는 990 MHz에서 각각의 E1, E2, H-plane에서의 이득을 종합한 총 이득을 나타낸 것이며, 따라서 TRG는 E1, E2, H-plane을 나타낸 곡선과 달리 직선으로 표시되었다. E1, E2, H-plane을 종합해서 입체적 형태를 생각해 보면 990 MHz에서는 전형적인 전 방향성 패턴을 나타내고 있음을 알 수 있다^{[7],[8]}.

그림 8과 9는 그림 6에서 실측치 뒷부분(1,790~2,280 MHz 대역)의 공진 대역에 속한 1,800 MHz와 2,020 MHz에서의 2-D 이득이다. 그림 8의 1,800 MHz는 정재파비가 3인 공진 대역의 경계부분이고, 2,020 MHz는 공진 대역의 중심부에 해당한다. 따라

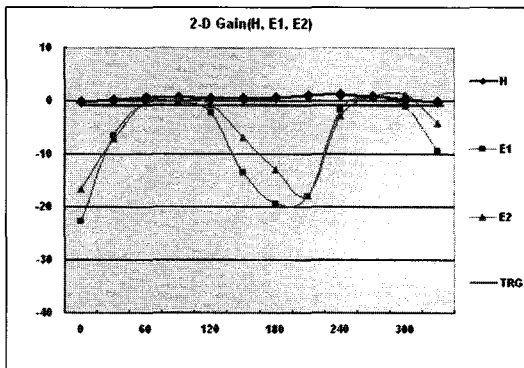


그림 7. 990 MHz (전체 방사 이득: -0.946 dB)
Fig. 7. 990 MHz (Total radiated gain: -0.946 dB).

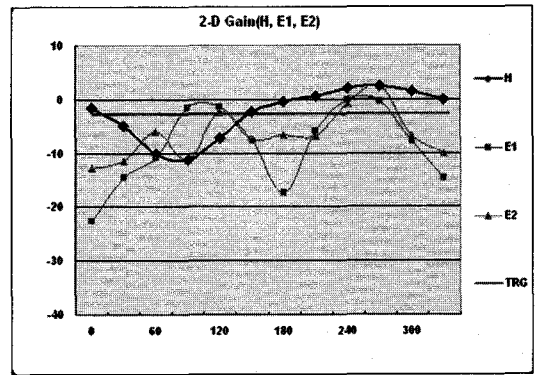


그림 8. 1,800 MHz (전체 방사 이득: -2.760 dB)
Fig. 8. 1,800 MHz (Total radiated gain: -2.760 dB).

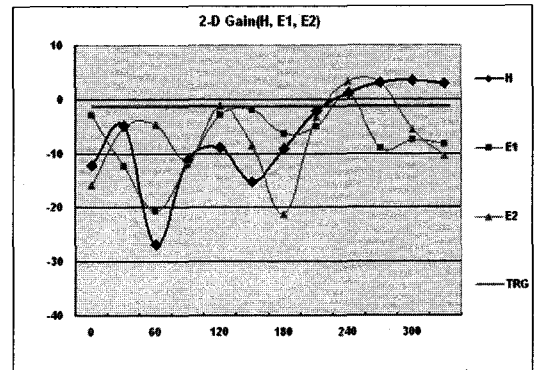


그림 9. 2,020 MHz (전체 방사 이득: -1.414 dB)
Fig. 9. 2,020 MHz (Total radiated gain: -1.414 dB).

서 그림 8과 9를 비교할 때, 정재파비의 값이 1에 가까울수록 방사 이득이 더욱 좋아지는 것을 알 수 있다.

그림 8, 9와 그림 7을 비교할 경우는 그림 7과 같은 전 방향성 패턴보다 복잡한 형태의 패턴이 형성되는데 이것은 그림 7에서 안테나 전체를 놓고 봤을 때 990 MHz는 기본 모드로 동작하기 때문에 깔끔한 전 방향성 패턴이 형성되지만, 1,800 MHz, 2,020 MHz에서는 고차 모드로 작동하여 교차 편파(cross polarization)등의 이유로 장(field)이 왜곡 혹은 상쇄되므로 그림 8, 9와 같은 방사 패턴을 보이게 된다^[9].

결론적으로 910~1,060 MHz, 1,800~2,260 MHz 대역의 12개 각각의 주파수에서 측정한 후 종합한 전대역 평균 이득은 -2.12 dB이며, 이는 약 62%의 방사 효율을 나타낸다.

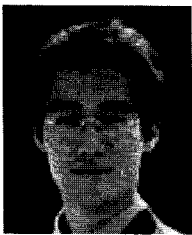
IV. 결 론

본 논문에서는 가지구조를 적용한 다중 대역 내장형 칩 안테나에 대해 소개하였다. 시뮬레이션에서 적절한 주파수 차이를 적용하여 미앤더 라인 형태로 급속 패턴을 설계하였으며, 이렇게 제작된 안테나를 지그 기판에 장착하여 정재파비와 이득을 측정하였다. 정재파비 3을 기준으로 정하였을 때, 910~1,060 MHz, 1,800~2,260 MHz에서 대역을 확보하고 이러한 대역에 맞추어 이득을 측정한 결과, 해당 전 대역에서 평균 -2.12 dB의 이득을 얻었으며 이는 약 62%에 해당하는 방사효율이다. 이러한 성능을 갖는 안테나를 단말기 내부에 장착한 후 측정했을 경우, 일반적으로는 37~42% 사이의 방사 효율을 나타내지만, 경우에 따라 단말기의 안테나 주변 공간의 특수한 상황(잡음 특성이 강한 LCD, 도료의 재질에 따른 방사 억제들과 같은 안테나 주변 여건)에 따라 방사 효율이 안 좋아질 경우가 많고 일부 소수의 경우에 한해 조금 더 나아질 수도 있다. 이러한 사항을 안테나 설계 단계에서 고려하기 보다는 실제 장착 후 RF 엔지니어가 각각의 상황에 맞게 문제점을 해결하는 것이 요구된다.

참 고 문 헌

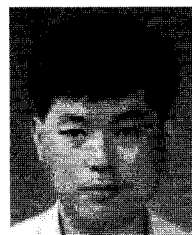
- [1] Joshua S. Petko, Douglas H. Werner, "Miniature reconfigurable three-dimensional fractal tree antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, Aug. 2004.
- [2] K. L. Wong, *Planar Antennas For Wireless Communications*, John Wiley & Sons, 2003.
- [3] K. Rutkowski, G. J. Hayes, "Multiple frequency band branch antennas for wireless communications", *U.S. Patent*, no. 6198442, Mar. 2001.
- [4] Z. Ying, "Multiple band, multiple branch antenna for mobile phone", *World Intellectual Property Organization, International Publication*, no. WO 99/22420, May 1999.
- [5] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, 2003.
- [6] S. N. Makarov, *Antenna and EM Modeling with MAT-LAB*, John Wiley & Sons, 2002.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1997.
- [8] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, *Antennas - For All Applications*, Mcgraw-Hill, 2003.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 1998.

김 민 찬



2005년 2월: 한양대학교 전자전기 컴퓨터공학부 (공학사)
 2005년 3월~현재: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 (공학석사)
 [주 관심분야] 안테나 설계, RF 능동회로 설계

김 형 훈

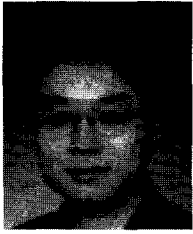


1986년 2월: 전남대학교 전산학과 (공학사)
 1988년 2월: 한국과학기술원 전산학과 (공학석사)
 2007년 2월: 한양대학교 전자통신 컴퓨터공학부 (공학박사)
 1994년 9월~현재: 광주여자대학교

교수

[주 관심분야] 컴퓨터 전자기 모델링

박 종 일



1987년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1989년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
1999년~현재: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 부교수

[주 관심분야] 전자기 컴퓨터 모델링

김 형 동



1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 5월: 텍사스 오스틴 주립대학교 (공학박사)
1992년 6월~1993년 1월: 텍사스 오스틴 주립대학교 Post. Doc. Fellow

1993년 3월~현재: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 교수
[주 관심분야] 컴퓨터 전자기 모델링, 마이크로파 공학, 안테나 설계 및 해석