

편파 다이버시티를 위한 바람개비 형태의 루프 안테나 설계

Design of a Windmill-Shaped Loop Antenna for Polarization Diversity

김두수 · 안치형 · 임운택 · 이성준* · 이광천* · 박위상

Doo-Soo Kim · Chi-Hyung Ahn · Yun-Taek Im · Sung-Jun Lee* · Kwang-Chun Lee* · Wee-Sang Park

요 약

본 논문에서는 편파 다이버시티를 구현하기 위한 바람개비 형태의 루프 안테나를 제안하였다. 제안된 루프 안테나의 원주는 일반적인 소형 루프 안테나의 길이($\lambda/10$)보다 10배가 크나, 소형 루프 안테나와 같이 수평면에서 무지향성 패턴을 얻을 수 있다. 기생 루프 안테나의 사용을 통해 안테나의 임피던스 정합 문제를 해결하고, 등가 회로를 제시하여 제안된 안테나의 설계 의도가 수식적으로 설명될 수 있음을 보였다. 제안된 안테나는 2.6 GHz에서 설계, 제작되었으며 정재파비 2:1 이하를 기준으로 6 %의 대역폭, 편파 분리도 15 dB, 이득 1.5 dBi의 시뮬레이션 결과를 나타내었고, 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 잘 일치하였다.

Abstract

A windmill-shaped loop antenna is designed for polarization diversity. Its circumference is almost 10 times that of a conventional small loop antenna whose circumference is less than $\lambda/10$ but its the radiation pattern is omni-directional. An identical parasitic element is placed over the radiator to match the antenna input impedance. An equivalent transmission line and RLC circuit models are shown to fully describe for the windmill-shaped loop antenna. The proposed antenna has a bandwidth of 6 % with input VSWR less than 2:1 and a polarization purity of 15 dB at 2.6 GHz, and the gain of 1.5 dBi. The simulated and measured results show fairly good agreement.

Key words : Polarization Diversity, Loop Antenna, Windmill-Shaped, Parasitic Loop

I. 서 론

도심 속의 무선 통신 환경에서 발생하는 페이딩(fading) 현상을 해결하기 위하여 다양한 다이버시티(polarization diversity)는 상호 직교를 이루는 수직 편파와 수평 편파를 이용하여 신호를 송수신하는 방법이다^[1]. 수직 편파는 다이폴 안테나로 구현할 수 있으며, 수평 편파의 경우 다이폴 안테나와 쌍대 관계인 소형 루프 안테나로 구현하면 3차원 전 공간에서

직교 편파 특성을 얻을 수 있다. 소형 루프 안테나는 원주의 길이가 파장에 비하여 $1/10$ 이하인 경우를 말하며, 루프 평면에서 무지향성 패턴을 형성한다^{[2],[3]}. 그러나 와이브로 등의 차세대 이동 통신 시스템이 사용할 2 GHz 이상의 주파수에서는 소형 루프 안테나의 반지름은 2.4 mm 이하가 되며, 상용 커넥터를 사용하여 안테나를 급전하는데 물리적인 한계가 있을 수 있다. 또한 소형 루프 안테나는 방사 저항이 낮아 안테나 임피던스 정합에 있어 문제를 갖게 된다^[4]. 이를 해결하기 위한 방법으로 여러 번 루

「본 논문은 한국전자통신연구원의 지원에 의해서 수행되었습니다.」

포항공과대학교 전자전기공학부(Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology)

*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20060920-117

· 수정완료일자 : 2007년 1월 15일

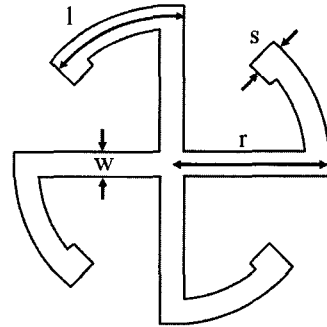
프를 감아올리거나 혹은 집중 소자를 사용하여 정합하는 방법이 있다. 그러나 여러 번 감아올리는 경우에는 방사 저항을 높일 수 있지만, 주로 저주파에서 사용하는 방법이며, 저항이나 커패시터, 인덕터와 같은 집중 소자를 사용하는 경우에는 정합회로의 손실로 인해 안테나 효율은 더욱 악화될 것이다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 우선 기판의 윗면과 아랫면에 전송 선로와 바람개비 형태의 방사체를 사용함으로써 루프의 크기를 크게 하면서도 루프 상에 균일한 전류가 유지될 수 있도록 하여 고주파에서 문제가 될 수 있는 크기 제한을 해결하면서도 일반적인 소형 루프 안테나의 패턴을 갖도록 하였다. 또한, 기생 루프 안테나의 사용을 통해 안테나 임피던스 정합 문제를 해결하였으며, 제안된 안테나의 등가 모델링을 통해 이러한 설계 의도가 수식적으로 설명될 수 있음을 보였다.

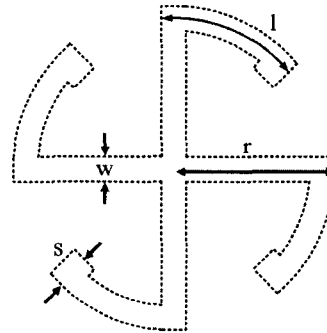
II. 안테나 구조 및 설계

그림 1은 바람개비 형태 루프 안테나의 상측 스트립 라인과 하측 스트립 라인의 구성을 나타내고 있다. 급전은 루프 안테나의 중앙에서 십자(+) 형태의 스트립 라인을 따라서 라인 끝의 루프 조각으로 이어진다. 루프 조각의 길이(l)와 반지름(r), 폭(w)은 표 1에 제시되어 있으며, 스텐브 길이(s)는 튜닝 요소로 작용하게 하였다. 기판의 상측과 하측 스트립 라인은 180° 회전시킬 때 상호 대칭인 구조로 되어 있다. 중앙에서 십자 형태로 급전되는 라인은 기판에 위치할 때 전송 선로의 역할을 하도록 하였다. 십자 형태 전송 선로의 끝에 연결된 루프 조각의 길이는 파장의 $0.1 \sim 0.15$ 배 사이로 전체 루프의 길이는 $0.4 \sim 0.6$ 파장에 해당하나, 바람개비 형태의 구현을 통해, 동일한 크기의 일반적인 루프 안테나보다 루프상의 전류의 크기를 균일하게 하였다.

그림 2(a)는 기판의 상측과 하측에 바람개비 형태 스트립 라인의 구성 형태를 나타낸다. 기판의 중앙



(a) 기판 상측의 스트립 라인
(a) The upper strip line of the substrate



(b) 기판 하측의 스트립 라인
(b) The bottom strip line of the substrate

그림 1. 스트립 라인의 구성
Fig. 1. Geometry of the strip lines.

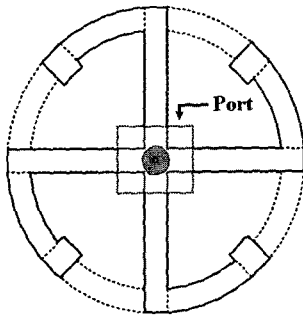
에는 급전이 이루어질 수 있도록 via를 만들었고, 이에 기판 상측과 하측의 십자 형태의 급전선은 전송 선로의 역할을 하기 때문에 실제 방사에 영향을 주지 않는 구조이다. 십자 형태의 스트립 라인을 그림 2(b)와 같이 전송 선로로 표현한다면 중심에서 본 십자 형태의 입력 임피던스는 식 (1)과 같다.

N 은 급전 지점에서 나가는 전송 선로의 수이며, 십자 형태인 경우 N 은 4가 된다. Z_T 는 십자 형태 전송 선로의 특성 임피던스를 나타내며, $Z_L(s)$ 은 십자 형태 전송 선로 끝에 연결된 루프 조각의 임피던스를 나타낸다. 루프 조각 끝의 스텐브 길이(s)는 커패시티브 로딩(capacitive loading)의 크기를 조절하여, 입력 임피던스를 조절할 수 있는 변수로 작용하게 하였다.

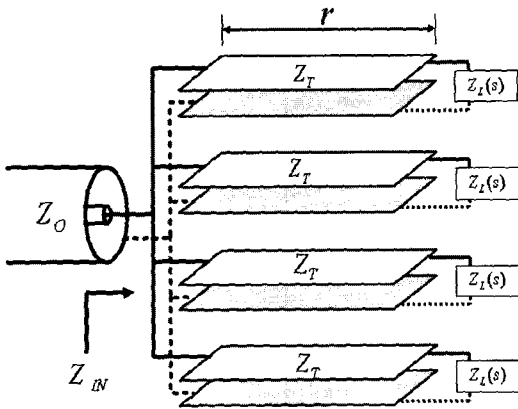
$$Z_{in}(s) = \frac{1}{N} \left(Z_T \frac{Z_L(s) + jZ_T \tan(\beta r)}{Z_T + jZ_L(s) \tan(\beta r)} \right)$$

표 1. 루프 안테나 파라미터(2.6 GHz)
Table 1. Design parameters(2.6 GHz).

| r | l | w |
|---------|----------------------------------|------|
| 16.3 mm | 14 mm ($\approx 0.12 \lambda$) | 2 mm |



(a) 하단 루프 안테나의 스트립 라인
 (a) The strip line of the lower loop antenna(Solid-line: Top strip line, Dotted-line: Bottom strip line)



(b) 하단 루프 안테나의 전송선로 등가 회로도
 (b) Equivalent transmission line model of the lower loop antenna

그림 2. 하단의 루프 안테나
 Fig. 2. The lower loop antenna.

$$= R_{IN}(s) + jX_{IN}(s) \quad (1)$$

식 (1)로부터는 Z_T , N , 반지름(r)을 결정된 경우 스텐브 길이(s)에 따라 입력 임피던스를 조절할 수 있음을 알 수 있다.

루프 조각 길이(l)를 짧게 할 경우, 전체 루프 조각은 한 개의 루프에서 전류의 분포가 균일한 소형 루프 안테나로 볼 수 있다. 그러나 일반적인 상용 커넥터의 연결과 임피던스 정합을 고려한다면, 안테나의 크기는 제한 요소가 될 수 있다. 이 때문에 안테나를 일정한 크기로 유지해야 한다면 고주파에서 소형 루프 안테나의 방사 패턴을 구현하기 위하여 루프 조각 길이(l)는 더욱 짧아져야 하고 중앙의 급전 지점에서 뺀어 나가는 전송 선로의 수(N)가 커져야 한다.

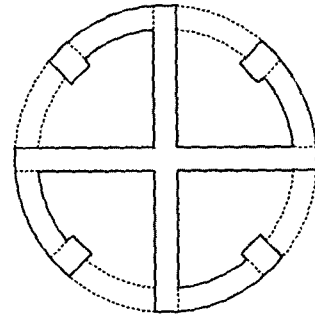


그림 3. 상단의 기생 루프 안테나
 Fig. 3. The upper parasitic loop antenna(Solid-line: Top strip line, Dotted-line: Bottom strip line).

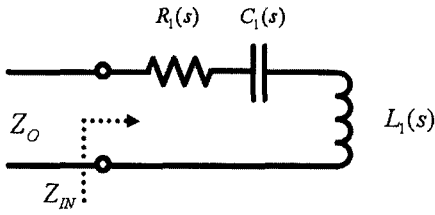
전송 선로의 수(N)가 커지는 경우, 식 (1)에 의하여 입력 임피던스는 작아지므로, 정합을 위해서는 입력 임피던스를 증가시켜야 한다.

입력 임피던스를 증가시키는 방법으로 기생 루프 안테나의 유도 결합을 이용하는 방법이 있다. 그림 3에서는 하단의 급전되는 루프 안테나 위에 올려지는 상단의 기생 루프 안테나를 나타낸다. 구조 및 크기는 하단의 급전되는 루프 안테나와 동일하다. 이는 유도 결합이 일어나면 기생 루프에도 동일한 전류가 여기되어 방위각 평면에서 안정된 방사 패턴을 만들어낼 수 있는 구조이다.

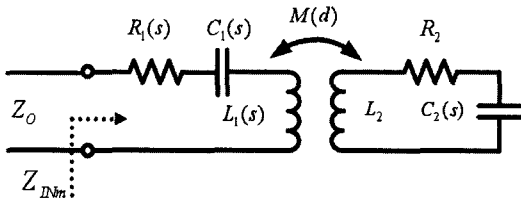
그림 4(a)에서는 하단의 루프 안테나를 모델링한 것으로 저항과 인덕터, 커패시터로 나타내었다. 인덕터는 상호 유도 결합을 나타내기 위해 모델링하였고, 리액턴스 성분이 음이 될 수 있는 경우를 고려하여 커패시터를 추가하였다. 기생 루프 안테나가 없는 경우에, 그림 4(a)를 바탕으로 입력 임피던스는 식 (1)로부터 식 (2)로 유도되며, 이때 급전되는 하단 루프 안테나만의 입력 임피던스는 $Z_1(s)$ 로 정의될 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{IN}(s) &= R_{IN}(s) + jX_{IN}(s) \\ &= R_1(s) + \frac{1}{j2\pi f C_1(s)} + j2\pi f L_1(s) \\ &= Z_1(s) \end{aligned} \quad (2)$$

식 (3)의 $Z_2(s)$ 는 상단의 기생 루프 안테나의 임피던스를 나타낸다. 하단의 루프 안테나로부터 유도된 자기장이 상단의 기생 루프 안테나에 전류를 여기할 때 상단의 기생 루프 안테나의 임피던스는 직



(a) 기생 루프 안테나가 없는 경우 등가 회로 모델
(a) Without the upper parasitic loop antenna



(b) 기생 루프 안테나 추가시의 등가 회로 모델
(b) With the upper parasitic loop antenna

그림 4. RLC 등가 회로 모델링
Fig. 4. Equivalent RLC circuit model.

렬 RLC로 표현할 수 있다. 8개의 루프 조각이 연결된 하나의 루프 안테나로 본다면 상단의 기생 루프 안테나의 저항은 방사 저항과 손실 저항을 나타내며, 인덕터는 유도 결합이 일어남을 나타낸다. 커패시터는 루프 조각 끝단에 있는 스테브로 인한 것이며, 하단의 루프 안테나처럼 스테브 길이(s)에 따라 달라지는 함수로 표현된다.

$$Z_2(s) = R_2 + \frac{1}{j2\pi f C_2(s)} + j2\pi f L_2 \quad (3)$$

따라서 기생 루프 안테나를 사용하여 유도 결합이 일어나면 식 (4)와 같이 입력 임피던스 Z_{INm} 을 표현할 수 있고, 급전되는 루프 안테나와 기생 루프 안테나 사이의 거리(d)에 따라 유도 결합 세기 $M(d)$ 를 조절하여 입력 저항을 증가시킬 수 있다. 또한 입력 리액턴스는 스테브 길이(s)를 조절함으로써 원하는 공진 주파수 2.6 GHz에 조절할 수 있는 식이 된다^[5].

$$\begin{aligned} Z_{INm}(s, d) &= Z_1(s) + \frac{(2\pi f)^2 M(d)^2}{Z_2(s)} \\ &= R_{INm}(s, d) + jX_{INm}(s, d) \end{aligned} \quad (4)$$

III. 제작 및 측정

제안된 안테나는 FDTD 기반의 시뮬레이션 툴

표 2. 기판 정보
Table 2. Substrate.

| 기판 두께 (Substrate thickness) | 유전율 (Relative dielectric constant) | 스트립 라인 두께 (Strip line thickness) |
|--------------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|
| 1.6 mm | 2.2 | 0.05 mm |

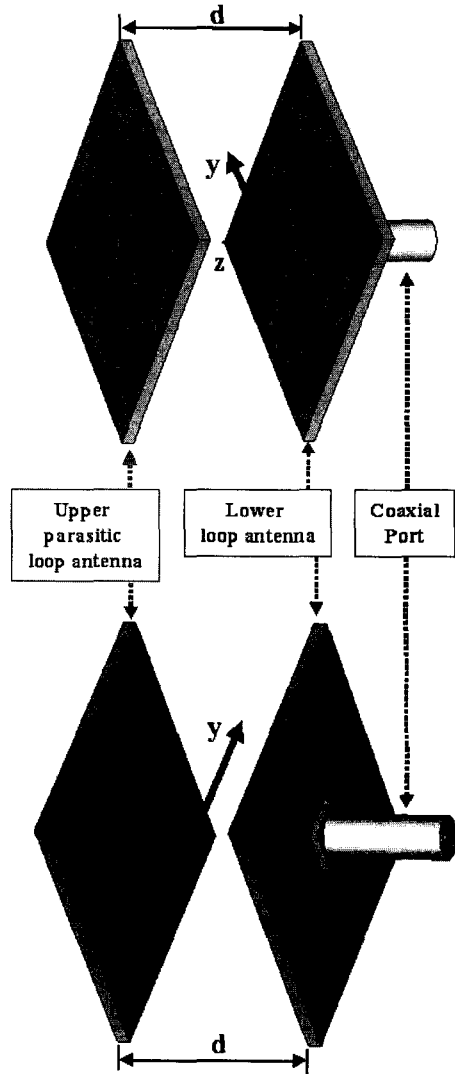


그림 5. 바람개비 안테나의 전체 구조
Fig. 5. The whole geometry of the windmill-shaped loop antenna.

(CST사의 MWS)을 사용하였다. 제작 시에 사용한 기판 정보는 표 2에 제시되어 있으며, 그림 5는 시뮬레이션을 하기 위한 안테나 전체 구성을 나타낸다.

표 3. 기생 루프 안테나가 없는 경우 임피던스 변화
Table 3. Input impedance versus the s without the upper parasitic loop antenna(2.6 GHz).

| s [mm] | Input impedance [ohm] | |
|----------|-----------------------|----------|
| | R_{IN} | X_{IN} |
| 2.0 | 5 | 38 |
| 2.5 | 12 | 50 |
| 3.0 | 29 | 67 |

표 4. 스테브 길이(s)와 기생 루프 사이 간격(d)의 변화에 따른 입력 임피던스
Table 4. Input impedance versus the s & d with the upper parasitic loop antenna(2.6 GHz).

| s [mm] | Input impedance [ohm] | | $d=5$ [mm] | | $d=6$ [mm] | | $d=7$ [mm] | |
|----------|-----------------------|----------|------------|-----------|------------|-----------|------------|-----------|
| | | | R_{INm} | X_{INm} | R_{INm} | X_{INm} | R_{INm} | X_{INm} |
| | R_{IN} | X_{IN} | | | | | | |
| 2.0 | 45.0 | 24.8 | 38.0 | 34.6 | 32.6 | 38.0 | | |
| 2.5 | 40.6 | -4.4 | 46.8 | 3.6 | 48.0 | 13.5 | | |
| 3.0 | 20.2 | -9.4 | 26.3 | -8.4 | 32.5 | -6.0 | | |

표 3은 기생 루프 안테나가 없을 때의 임피던스의 변화를 나타낸다. 스테브(s)의 길이에 따라서 입력 저항을 증가시킬 수 있으나 입력 리액턴스도 동시에 증가시키므로 스테브(s)만으로 입력 임피던스를 조절하기에는 한계가 있음을 나타낸다. 표 4에서는 상단에 기생 루프 안테나가 있을 때 임피던스 변화를 보여주고 있는데, 표 3과 비교하여 유도 결합으로 인한 입력 저항의 증가를 확인할 수 있다. 또한 루프 끝단의 입력 스테브의 길이에 따라 입력 리액턴스를 조절할 수 있음을 확인하였다. 스테브 길이(s)와 기생 루프와의 간격(d)이 표 4로부터 각각 2.5 mm, 6 mm일 때 입력 임피던스의 정합이 일어남을 알 수 있다. 이 표를 바탕으로 제작된 안테나는 그림 6에 제시되어 있다. 그림 7은 제안된 안테나의 반사 손실에 대한 시뮬레이션 및 측정 결과를 나타낸다. 이로부터 공진 주파수 2.6 GHz에서 대역폭 6%의 일치하는 결과를 알 수 있다. 그림 8(a)는 고각 평면(elevation plane)에서 동일 편파(E_{θ})와 직교 편파(E_{ϕ})의 결과를 보여 준다. 동일 편파는 비교적 일치 하였으나, 직교 편파는 시뮬레이션과 측정 결과에서 차이를 보이고 있는데, 측정시 안테나에 연결된 캐

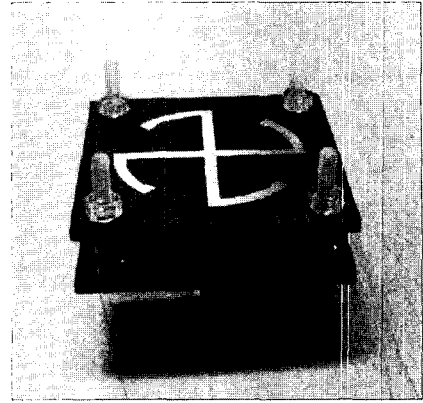


그림 6. 제안된 바람개비 형태 루프 안테나
Fig. 6. The fabricated windmill-shaped loop antenna.

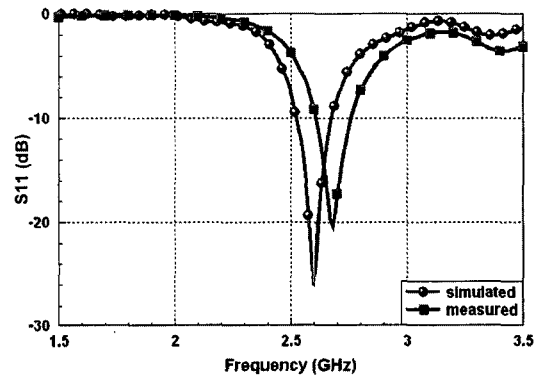


그림 7. 제안된 안테나의 반사 손실
Fig. 7. Return loss.

이블의 영향 때문이라 판단된다. 그림 8(b)는 방위각 평면(azimuth plane)에서 결과를 보여 주며, 직교 편파는 패턴의 일그러짐을 확인하였다. 이 또한 캐이블로 인한 측정 오차로 판단된다. 두 평면에서 안테나의 편파 분리도(polarization purity)는 15 dB 이상의 차이를 보였고, 이득은 시뮬레이션 결과 1.5 dBi를 나타내었다.

IV. 결론

본 논문에서는 편파 다이버시티로 사용될 수 있는 바람개비 형태의 루프 안테나를 제안하였다. 제안된 안테나는 원주가 약 한 파장으로, 일반적 소형 루프 안테나 원주의 크기보다 10배가 크지만, 루프 평면에서 소형 루프 안테나와 동일한 무지향성 패턴을

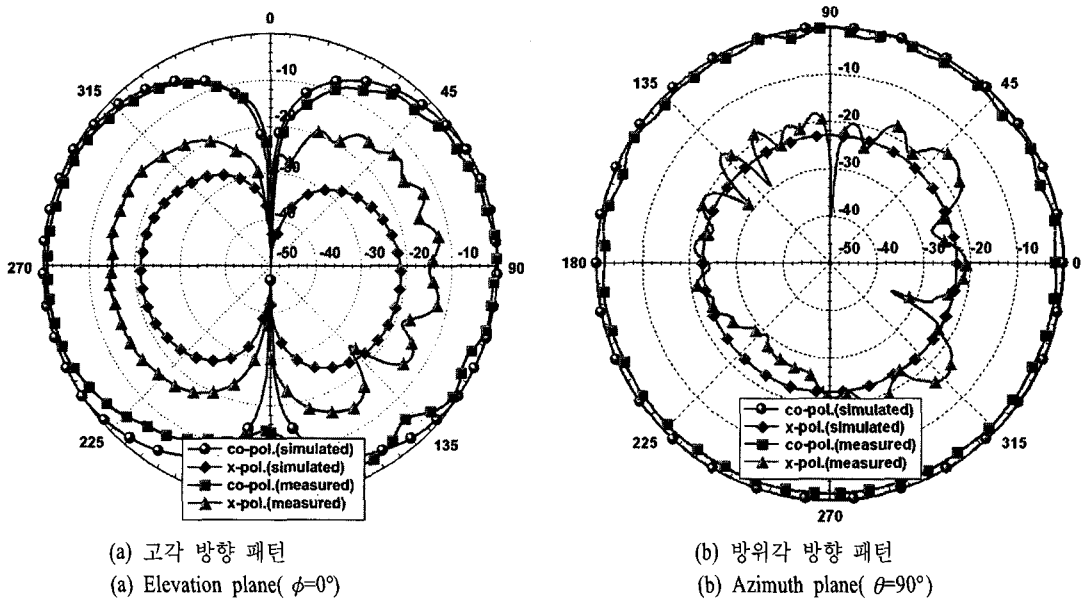


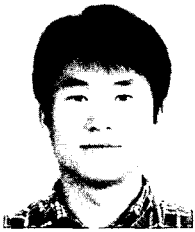
그림 8. 시뮬레이션 및 측정된 방사 패턴
Fig. 8. The simulated and measured radiation patterns(co-pol: E_ϕ , x-pol: E_θ).

언을 수 있고 수평 편파를 구현할 수 있다. 일반적인 소형 루프 안테나에서 발생하는 정합 문제를 해결하기 위해서, 제안된 바람개비 안테나는 십자 형태의 급전으로 루프 조각과 연결하였고, 기생 루프를 위에 덧 올림으로써 정합이 가능함을 모델링과 수식으로 나타내었다. 제안된 안테나는 동작 주파수 2.6 GHz에서 대역폭은 6 %이었으며, 이러한 구조는 루프 조각의 길이와 기생 루프의 간격, 그리고 루프 조각의 끝 스텐드 형태의 튜닝 요소를 조절함으로써 2.6 GHz 이상에서도 동작이 가능한 구조로 변형될 수 있으리라 기대된다. 아울러 다이폴 안테나와 결합할 시에는 편파 다이버시티를 구현할 수 있는 방법으로 사료된다.

참고 문헌

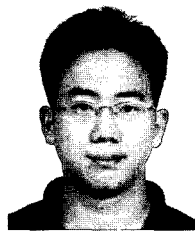
- [1] Rodney G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, pp. 177-186, Aug. 1990.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory*, 2nd, McGraw Hill, pp. 203-204, 1997.
- [3] W. L. Stutzman, *Antenna Theory and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., p. 205, 1998.
- [4] John. D. Kraus, *Antennas for All Applications*, 3rd Edition, McGraw Hill, pp. 206-207, 2002.
- [5] 박익모, 추성호, 조치현, "전기적으로 소형화된 안테나 설계", *한국전자과학회논문지*, 16(2), pp. 13-21, 2005년 4월.

김 두 수



2001년 2월: 서강대학교 전자·컴퓨터공학부 (공학사)
2006년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
[주 관심분야] 안테나, Microwave 회로 설계

이 성 준



2001년 2월: 한양대학교 전자전기공학부 (공학사)
2003년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
2003년 2월~2004년 5월: LG전자 CDMA 단말연구소
2004년 6월~현재: 한국전자통신연구원 이동통신연구단 RF기술연구팀
[주 관심분야] 안테나, 전자장

안 치 형



2002년 2월: 인하대학교 전자전기컴퓨터공학부 (공학사)
2004년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
[주 관심분야] 안테나, RF 능동 회로 설계

이 광 천



1986년 2월: 중앙대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1988년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)
1988년 2월~현재: 한국전자통신연구원 RF기술연구팀, 팀장
[주 관심분야] 이동통신 RF 기술, 안테나 기술

임 윤 택



2005년 2월: 한양대학교 전자컴퓨터공학부 (공학사)
2005년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나

박 위 상



1974년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1982년 6월: University of Wisconsin-Madison 전자공학과 (공학석사)
1986년 8월: University of Wisconsin-Madison 전자공학과 (공학박사)
1976년 7월~1978년 11월: 삼성전자공업주식회사, 사원
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 Analysis of Microstrip Structures, Design of Passive Microstrip Devices by Network Modeling, Measurement and Simulation of EMI/EMC for Cellular Phones