

공진 주파수와 입력 임피던스를 조절할 수 있는 변형된 반파장 로디드 라인 안테나 설계

Design of a Modified Half Wavelength Loaded Line Antenna Controllable Resonant Frequency and Input Impedance

정우재 · 정병운 · 강기조 · 박면주 · 이병제

Woo-Jae Jung · Byungwoon Jung · Gi-Cho Kang · Myun-Joo Park · Byungje Lee

요 약

본 논문에서는 이동통신 단말기에 적합한 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나를 설계 및 구현하였다. 제안된 안테나는 실험적인 PCB 위에 하나의 반 파장 로디드 라인 구조를 갖는 방사체, 유전체 기판, 급전봉과 두 개의 단락봉으로 구성되어 있다. 두 개의 단락봉은 방사체의 양쪽 끝에 각각 배치되어 있으며, 집중형 인덕턴스 소자는 각각의 단락봉과 PCB 그라운드 사이에 놓여져 있다. 인덕터 값의 조절을 통하여 안테나의 공진 주파수와 입력 임피던스가 각각 조정되어질 수 있다. 제안된 안테나는 최대 12 nH의 인덕터 값의 범위 내에서 1,470 ~ 2,660 MHz의 넓은 동작 영역과 좋은 임피던스 정합 특성을 가지고 있다. 안테나의 최대 이득은 동작 영역 내에서 -0.45~2.03 dBi로 측정되었다.

Abstract

A modified half wavelength loaded line antenna is designed and implemented for mobile terminal applications. The antenna is constructed with a radiating element of half wavelength loaded line structure, dielectric substrate, feeding post and two shorting posts on the experimental PCB. The shorting posts are located at each side of the radiating element and lumped inductance elements are on between each shorting post and ground of PCB. By controlling value of inductors, one can adjust resonant frequency and input impedance respectively. Within inductance value of 12 nH, the antenna can have wide operating range of 1,470~2,660 MHz and good impedance matching. The measured peak gains are between -0.45 dBi and 2.03 dBi for the operating band.

Key words : Half Wavelength Loaded Line, Two Shorting Posts, Resonant Frequency, Input Impedance

I. 서 론

최근 이동 통신 단말기의 가장 주목할 만한 변화는 셀룰러, PCS, 위성통신, WLAN 등과 같은 여러 응용 분야들이 하나로 단말기로 통합되고 있다는 점이다. 단락 회로를 가진 마이크로 스트립 안테나는 소형, 경량, 쉬운 집적화, 용이한 대량 생산과 같은 장점에도 불구하고 단락 회로 자체가 가지는 주파수

의존 특성으로 인하여 넓은 대역폭을 얻기 어렵다는 단점이 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위하여 전기적으로 주파수 조절이 가능한 안테나를 이용하여 유효 대역폭을 증가시키는 방법이 연구되어 왔다^{[1],[2]}. 하지만 이러한 방법들 중의 대부분은 공진 주파수를 조절하는 쪽에 국한되어 있기 때문에 단말기의 형태와 사용자 환경에 의해 발생하는 안테나의 임피던스 부정합 손실은 고려하지 않았다. 따라서

광운대학교 전파공학부(Department of Radio Science & Engineering, Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 20050615-070

· 수정완료일자 : 2005년 9월 20일

안테나의 물리적인 크기의 변화 없이 전기적으로 입력 임피던스와 주파수 조절이 모두 가능한 적응형 안테나의 필요성이 대두되었다^[2]. 본 논문에서는 안테나의 유효 대역폭을 증가시킬 수 있는 넓은 주파수 조절 범위, 임피던스 부 정합으로 인한 손실을 최소화하기 위한 입력 임피던스의 조절 능력, 그리고 추가적인 매칭 회로로 인한 안테나의 효율 변화가 적은 안테나를 구현하고자 하였다. 이러한 조건을 충족시키기 위하여 두 개의 단락점을 가지고 각각의 단락점과 접지면 사이에 인덕터를 연결한 변형된 반파장 로디드 라인 안테나^[3]가 제안되었다.

제안된 안테나는 등가회로와 HFSS ver. 8.0 시뮬레이터로 계산되어진 결과를 토대로 설계되었으며, 실험과 측정을 통하여 각각의 인덕터 값에 따른 안테나의 성능 변화를 비교 및 분석하였다.

II. 안테나 이론 및 설계

2-1 안테나 이론

그림 1은 본 논문에서 제안된 두 개의 단락점과 하나의 급전점을 가지는 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 등가회로를 나타내고 있다. 제안된 안테나의 단락점 1과 급전점 사이의 입력 임피던스 Z_{in} 은 전송선로 이론에 의해 다음과 같이 주어진다^[4].

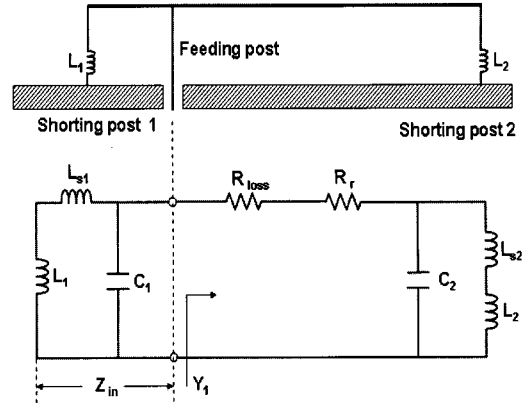
$$Z_{in} = \sqrt{\frac{L_1 + L_{s1}}{C_1}} \quad (\text{lossless}) \quad (1)$$

식 (1)은 안테나의 크기 변화 없이 접지면과 단락점 사이에 연결된 인덕터 값 L_1 에 의해 단락점 1과 급전점 사이의 임피던스를 조절할 수 있음을 나타낸다. 또한 급전점과 단락점 2 사이의 어드미턴스 Y_i 은 다음과 같이 계산된다.

$$Y_i = \frac{1}{R_{loss}} + \frac{1}{R_r} - j \frac{1 - \omega^2 C(L_{s2} + L_2)}{\omega(L_{s2} + L_2)} \quad (\omega = 2\pi f) \quad (2)$$

식 (2)에서 $1 - \omega^2 C(L_{s2} + L_2) = 0$ 일 때 안테나는 공진한다^[4].

따라서 이 조건을 이용하여 안테나의 공진 주파수 f_r 을 구하면 다음과 같다.



- L_1 : 단락점 1과 접지면 사이에 추가된 인덕턴스
- L_2 : 단락점 2와 접지면 사이에 추가된 인덕턴스
- L_{s1} : 단락점 1과 급전점 사이의 셸프 인덕턴스
- L_{s2} : 단락점 2와 급전점 사이의 셸프 인덕턴스
- C_1, C_2 : 방사 소자와 접지면 사이의 캐패시턴스
- R_{loss} : 손실 저항
- R_r : 방사 저항

그림 1. 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 등가 회로

Fig. 1. Equivalent circuit of the modified $\lambda/2$ loaded line antenna.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_{s2} + L_2)}} \quad (3)$$

식 (3)은 안테나 방사 소자의 물리적인 길이 변화 없이 접지면과 단락점 2 사이에 연결된 인덕터 값 L_2 에 의해 안테나의 공진 주파수를 조절할 수 있음을 의미한다. 단락 회로를 가지는 안테나의 공진 주파수를 조절하는 방법은 개방점에 커패시터를 연결하거나 단락점에 인덕터를 연결하는 방법이 있다^[5]. 그러나 일반적으로 전도 전류 형태의 에너지가 안테나로부터 분리되어 공기 중으로 방사할 때 전압이 높은 지점, 즉 전계의 세기가 강한 지점에서 더 많이 방사된다. 따라서 적은 안테나의 성능 변화를 위해 개방점에 커패시터를 연결하는 방법보다 전압이 낮은 지점, 즉 전계의 세기가 약한 지점인 단락점에 인덕터를 연결하는 방법을 이용하였다.

2-2 안테나 설계

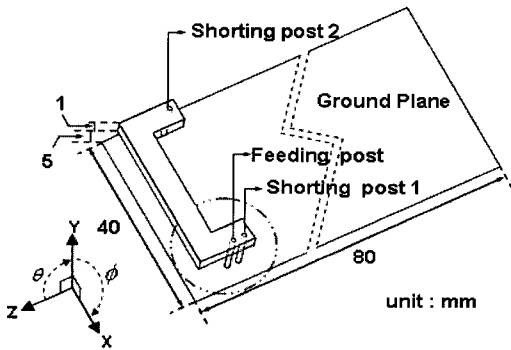
그림 2(a)는 본 논문에서 제안한 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 3차원 구조를 나타내었다. 제안된 안테나의 접지면의 크기는 40 mm×80 mm이

고 1 mm의 두께를 가지는 FR4($\epsilon_r=4.7$) 기판을 이용했다. 방사체의 아랫 부분에는 1 mm의 두께를 가지는 FR4($\epsilon_r=4.7$) 유전체와 5 mm의 두께를 가지는 폼($\epsilon_r=1.07$)을 이용하여 안테나의 전체 높이를 6 mm를 확보하였다. 또한 제안된 안테나의 각각의 단락점과 접지면 사이에 그림 2(b)와 같이 인덕터를 추가

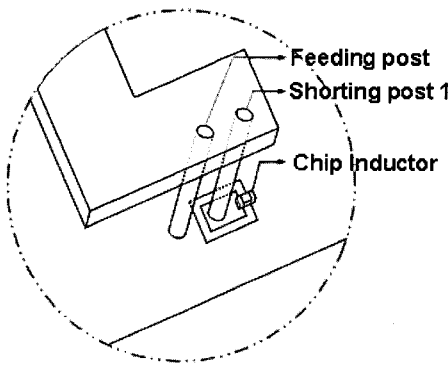
하여 안테나 성능 변화를 비교하였다.

그림 2(c)는 하나의 급전점과 두 개의 단락점을 가지는 제안된 안테나의 방사 소자의 구조를 나타내었다. 그림 3은 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 단락점 2의 인덕터 값을 6.8 nH로 고정시키고 단락점 1의 인덕터 값이 1.2 nH, 3.3 nH, 5.6 nH일 때의 전류 분포를 HFSS ver. 8.0 시뮬레이션을 이용하여 나타내었다. 그림에 나타나 있듯이 A, B, C 지점은 전류의 세기가 약한 것으로 보아 각각의 인덕터 값에 대한 안테나의 주요 방사 지점이다. 또한 단락점 1의 인덕터 값의 변화는 안테나의 주요 방사 위치에 영향을 주지 않는다.

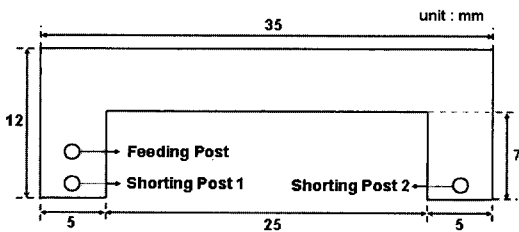
그림 4는 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 단락점 1의 인덕터 값을 3.3 nH로 고정시키고 단락점 2의 인덕터 값이 3.3 nH, 6.8 nH, 12 nH일 때의 전



(a) 3차원 구조
(a) 3-dimensional view

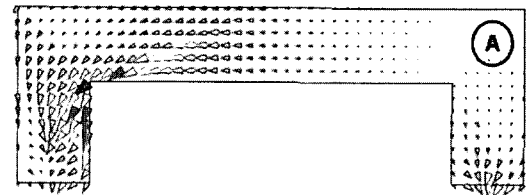


(b) 접지면에서 인덕터의 위치
(b) Position of inductor on the ground plane

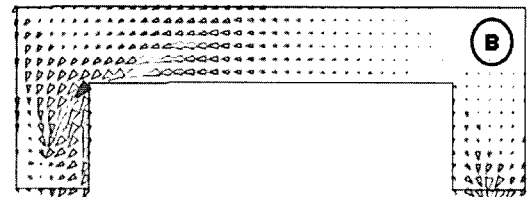


(c) 방사 소자의 평면도
(c) Top view of the radiating element

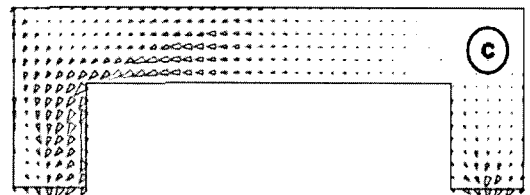
그림 2. 제안된 안테나의 구조
Fig. 2. The structure of the proposed antenna.



(a) 1.2 nH



(b) 3.3 nH



(c) 5.6 nH

그림 3. 단락점 1의 인덕터 값에 따른 전류분포(단락점 2의 인덕터 값: 6.8 nH)

Fig. 3. Current distribution due to the inductance of shorting post 1(The inductance of shorting post 2 is fixed to 6.8 nH).

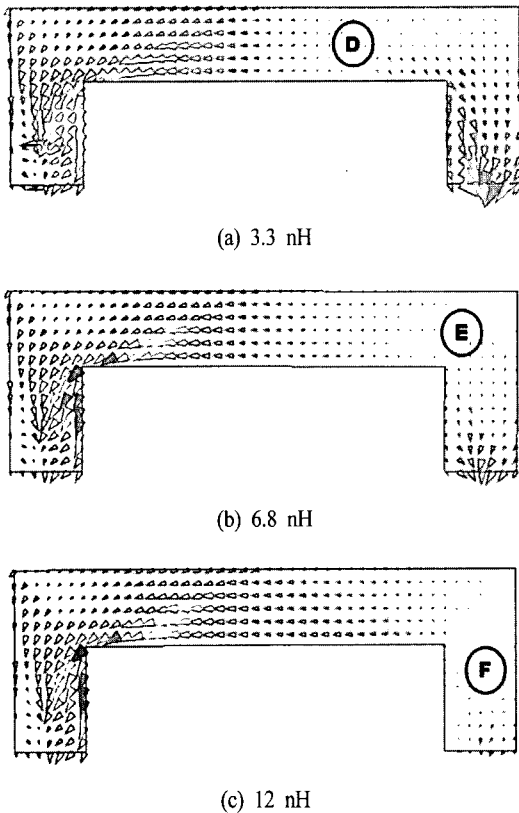


그림 4. 단락점 2의 인덕터 값에 따른 전류분포(단락점 1의 인덕터 값: 3.3 nH)
 Fig. 4. Current distribution due to the inductance of shorting post 2(The inductance of shorting post 1 is fixed to 3.3 nH).

류 분포를 HFSS ver. 8.0 시뮬레이션을 이용하여 나타내었다. 그림에 나타나 있듯이 D, E, F 지점은 전류의 세기가 약한 것으로 보아 각각의 인덕터 값에 대한 주요 방사지점이다. 또한 단락점 2의 인덕터 값이 변함에 따라 주요 방사지점의 위치가 변하는 것을 알 수 있다. 그림 3과 4는 단락점 1과 단락점 2의 인덕터 값이 안테나 성능에 미치는 영향이 서로 독립적인 것을 나타낸다.

그림 5는 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 단락점 2의 인덕터 값을 6.8 nH로 고정시키고 단락점 1의 인덕터 값이 1.2 nH~5.6 nH로 변할 때 안테나의 반사손실과 스미스 차트 상에서 로커스의 변화를 HFSS ver. 8.0 시뮬레이션을 이용하여 나타내었다.

단락점 1의 인덕터 값의 변화에 의한 서셉턴스 값의 변화는 주로 안테나의 입력 임피던스에 영향을

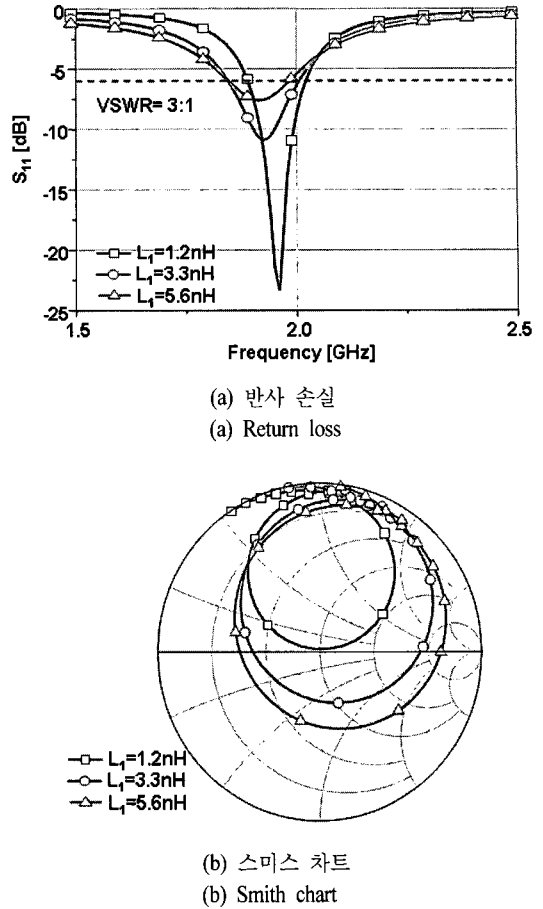
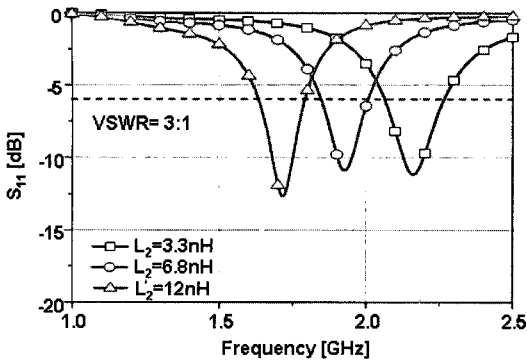


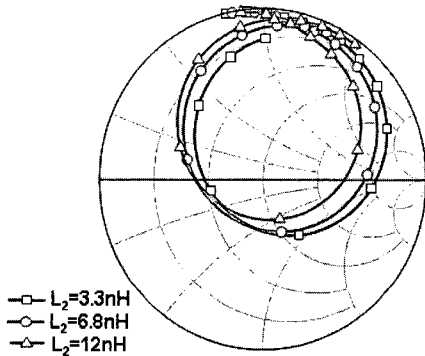
그림 5. 단락점 1의 인덕턴스에 의한 제안된 안테나의 반사 손실과 로커스 변화(시뮬레이션)
 Fig. 5. Return loss and locus variation of proposed antenna due to inductance of shorting post 1 (simulated).

주어 스미스 차트 상에서 로커스가 커지는 것을 알 수 있다. 이때 인덕터 값의 변화에 따른 안테나의 공진 주파수는 거의 영향을 받지 않는다.

그림 6은 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나의 단락점 1의 인덕터 값을 3.3 nH로 고정시키고 단락점 2의 인덕터 값이 3.3 nH~12 nH로 변할 때 안테나의 반사 손실과 스미스 차트 상에서의 로커스 변화를 HFSS ver. 8.0 시뮬레이터를 이용하여 얻은 결과이다. 단락점 2의 인덕터 값의 변화는 주로 Y1의 허수 성분을 변화시키므로 안테나의 공진 주파수가 조절되는 것을 알 수 있다. 또한 인덕터 값에 따른 스미스 차트상의 로커스 크기 변화는 거의 없으므로 안테나의 입력 임피던스는 영향을 받지 않는 것을



(a) 반사 손실
(a) Return loss



(b) 스미스 차트
(b) Smith chart

그림 6. 단락점 2의 인덕터 값에 의한 제안된 안테나의 반사 손실과 로커스 변화(시뮬레이션)

Fig. 6. Return loss and locus variation of proposed antenna due to inductance of shorting post 2 (simulated).

알 수 있다.

III. 측정 결과

안테나의 등가회로와 시뮬레이션을 통해 계산되어진 결과를 토대로 본 논문에서 제안한 안테나를 제작하였다. 두 개의 단락점과 접지면 사이에 인덕터를 연결하지 않았을 때 측정되어진 안테나의 공진 주파수는 2,660 MHz이고 대역폭은 V.S.W.R 3:1 기준으로 260 MHz이다.

그림 7은 제안된 안테나의 단락점 1의 인덕터 값은 1.2 nH, 3.3 nH, 5.6 nH이고 단락점 2의 인덕터 값이 6.8 nH로 고정되었을 때 안테나의 공진 주파수

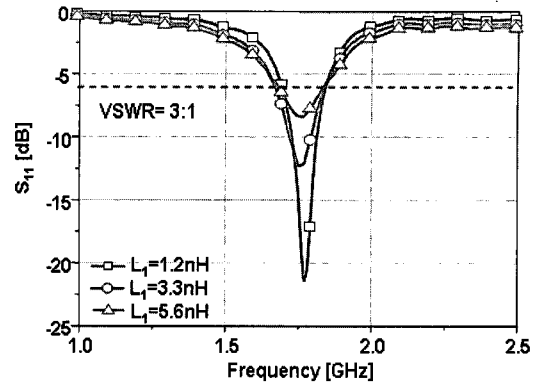


그림 7. 단락점 1의 인덕터 값에 의한 제안된 안테나의 반사 손실(측정)

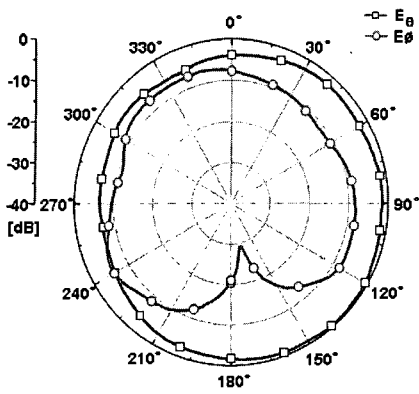
Fig. 7. Return loss of proposed antenna due to inductance of shorting post 1(measured).

변화를 Agilent社의 E5071B로 측정하여 나타내었다. 그림에 나타나 있듯이 단락점 1의 인덕터 값은 안테나의 공진 주파수보다는 입력 임피던스를 조절하는 것을 알 수 있다.

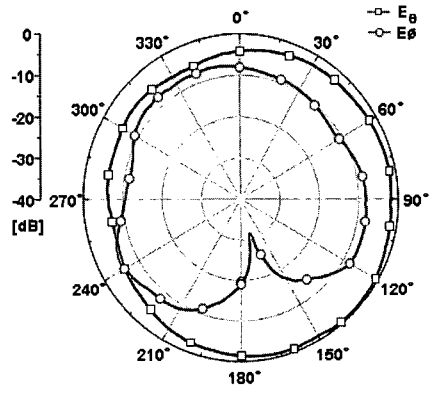
그림 8은 제안된 안테나의 단락점 1의 인덕터 값은 1.2 nH, 3.3 nH이고 단락점 2의 인덕터 값을 6.8 nH로 고정시켰을 때 측정되어진 안테나의 X-Y plane과 Y-Z plane의 방사 패턴을 나타내었다. 단락점 1의 인덕터 값의 변화는 안테나 방사 소자에서의 전류 분포에 영향을 주지 않으므로 안테나의 방사 패턴에 영향을 주지 않는다. 제안된 안테나의 단락점 1의 인덕터 값의 조절 범위는 0 nH~5.6 nH로 하였다.

그림 9는 제안된 안테나의 단락점 1의 인덕터 값은 3.3 nH로 고정시키고 단락점 2의 인덕터 값은 3.3 nH, 6.8 nH, 12 nH일 때, 안테나의 공진 주파수 변화를 Agilent社의 E5071B로 측정하여 나타내었다. 이때, 안테나의 대역폭은 VSWR 3:1 기준으로 각각 230 MHz, 170 MHz, 140 MHz로 인덕터 값이 커질수록 안테나의 Q 값이 증가되어 대역폭이 줄어든다^{[5],[6]}. 이때 조절되는 안테나의 공진 주파수는 1,470 MHz~2,070 MHz이다. 따라서 단락점 2의 인덕터 값은 안테나의 입력 임피던스보다는 공진 주파수에 큰 영향을 미친다.

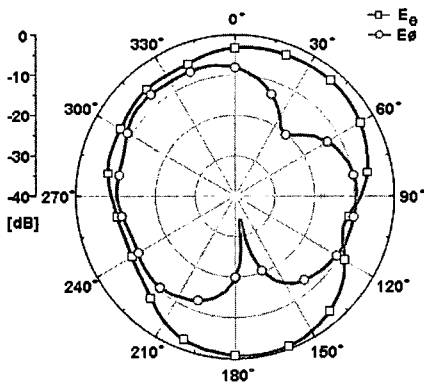
그림 10은 제안된 안테나의 단락점 1의 인덕터 값을 1.2 nH로 고정시키고 단락점 2의 인덕터 값이 1.2 nH와 12 nH일 때 측정된 안테나의 X-Y plane과 Y-Z



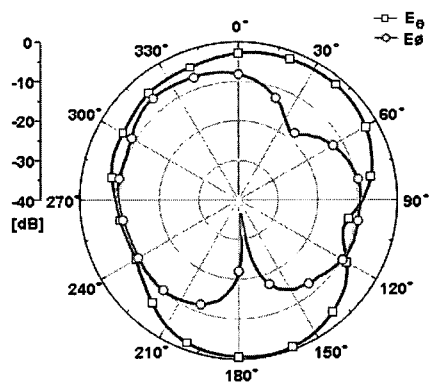
(a) X-Y plane at 1.2 nH



(b) X-Y plane at 3.3 nH



(c) Y-Z plane at 1.2 nH



(d) Y-Z plane at 3.3 nH

그림 8. 단락점 1의 인덕턴스에 따른 방사 패턴

Fig. 8. Radiation pattern due to the inductance of shorting post 1.

plane의 방사 패턴을 나타내었다. 단락점 1에 연결된 인덕터의 경우와 달리 단락점 2에 연결된 인덕터는

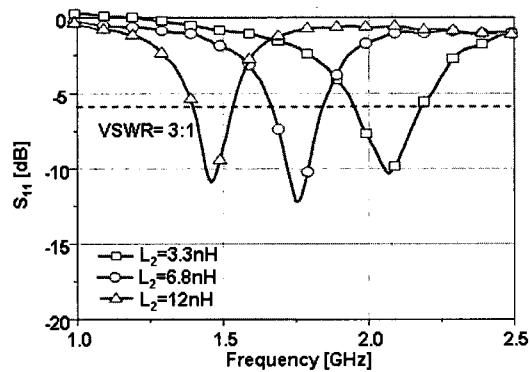


그림 9. 단락점 2의 인덕턴스에 의한 제안된 안테나의 반사 손실(측정)

Fig. 9. Return loss of proposed antenna due to inductance of short post 2(measured).

안테나의 최대 방사지점의 위치를 변화시킨다. 따라서 인덕터 값에 따라 방사체에서의 전류 분포는 바뀌고 이는 방사 패턴에 영향을 준다

제안된 안테나에서 단락점 2의 인덕터 값의 조절 범위는 0 nH~12 nH이고 조절되는 공진 주파수 범위는 1,470 MHz~2,660 MHz이다. 왜냐하면 단락점 2의 인덕터의 값이 12 nH 이상에서는 안테나의 방사체에서 보다 단락점의 전계의 세기가 커지게 되므로 안테나의 성능이 저하되므로 고려하지 않았다.

표 1은 제안된 안테나의 공진 주파수와 최고 이득을 나타내었다. 0 nH~12 nH의 인덕터 값을 이용하여 안테나의 공진 주파수 조절 영역은 약 1,200 MHz이고 Y-Z plane과 X-Y plane에서 최고 이득은 각각 -0.45 dBi~2.03 dBi와 -0.88 dBi~1.68 dBi로 측정되었다.

IV. 결 론

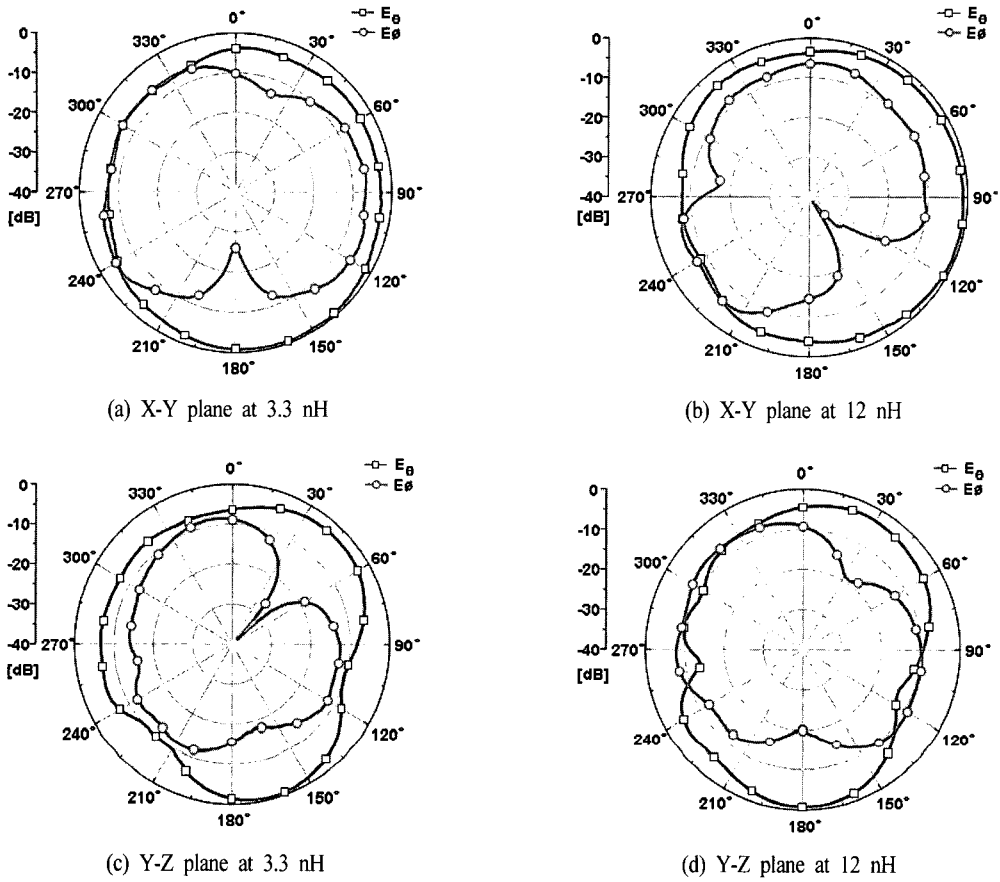


그림 10. 단락점 2의 인덕턴스에 따른 방사 패턴

Fig. 10. Radiation pattern due to the inductance of shorting post 2.

표 1. 제안된 안테나의 공진 주파수와 최고 이득
Table 1. A resonant frequency and maximum gain of the proposed antenna.

| 인덕터 값(nH) | | 공진 주파수 (MHz) | 최고이득(dBi) | |
|-----------|-------|--------------|-----------|-----------|
| L_1 | L_2 | | Y-Z plane | X-Y plane |
| 0 | 0 | 2,660 | 2.03 | 1.68 |
| 1.2 | 3.3 | 2,130 | 1.57 | 0.54 |
| | 6.8 | 1,770 | 1.5 | 0.69 |
| | 12 | 1,480 | 0.8 | -0.2 |
| 3.3 | 3.3 | 2,120 | 2.03 | 0.17 |
| | 6.8 | 1,755 | 1.18 | 1.08 |
| | 12 | 1,470 | -0.09 | -0.48 |
| 5.6 | 3.3 | 2,110 | 0.9 | -0.07 |
| | 6.8 | 1,750 | 1.11 | 0.46 |
| | 12 | 1,470 | -0.45 | -0.88 |

본 논문에서는 안테나의 접지면과 두 개의 단락점 사이에 인덕터를 연결하여 안테나의 입력 임피던스와 공진 주파수를 동시에 조절할 수 있는 변형된 반 파장 로디드 라인 안테나를 제안하였다. 제안된 방법은 전계의 세기가 약한 지점인 단락점에 인덕터를 사용하였기 때문에 안테나의 성능에 미치는 영향은 비교적 적었다. 제안된 안테나의 단락점 1에서는 0 nH~5.6 nH의 인덕터 값에 의해 안테나의 입력 임피던스를 조절할 수 있고 인덕터 값의 변화는 안테나의 방사 패턴에 거의 영향을 주지 않는다. 단락점 2에서는 0 nH~12 nH의 인덕터 값으로 안테나의 공진 주파수는 1,470 MHz~2,660 MHz 범위에서 조절할 수 있고 인덕터 값의 변화에 의해 방사 소자의 전류 분포가 변하므로 안테나의 방사 패턴에 영향을 준다. 또한 조절되는 영역에서 안테나의 이득 감소

는 약 2.6 dBi 이내이고 안테나의 방사 패턴은 전 방향성으로 측정되었다. 결론적으로 본 논문은 안테나의 입력 임피던스와 공진 주파수를 독립적으로 조절할 수 있는 reconfigurable 단말기용 내장형 안테나의 가능성을 제시하였고 현재 제안된 구조를 바탕으로 다중대역 내장형 안테나로의 적용을 진행할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] J. Ollikainen, O. Kivekas, and P. Vainikainen, "Low-loss tuning circuits for frequency-tunable small resonant antennas", *Personal Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE International Symposium on*, vol. 4, pp. 1882-1887, Sep. 2002.

[2] S. Onat, L. Alatan, and S. Demir, "Design of triple-band reconfigurable microstrip antenna employing RF-MEMS switches", *Antennas and Propagation*

Society Symposium, IEEE, vol. 2, pp. 20-25, Jun. 2004.

[3] A. Henderson, K. Hirasawa, and J. R. James, *Small Antennas*, John Wiley and Sons, Research Studies Press, New York, 1987.

[4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, New York, 1998.

[5] O. Edvardsson, "On the influence of capacitive and inductive loading on different types of small patch /PIFA structures for use on mobile phones", *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 762-765, Apr. 2001.

[6] O. Edvardsson, "SDA-a new family of small antennas used since long time", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 464-467, Jul. 2001.

정 우 재



2004년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)
 2004년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 이동통신 단말기용 내장형 안테나 설계

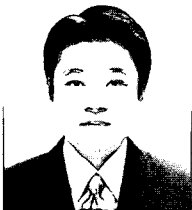
강 기 조



1999년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2005년 8월: 광운대학교 전파공학과 (공학박사)
 [주 관심분야] 위성 안테나 및 RF

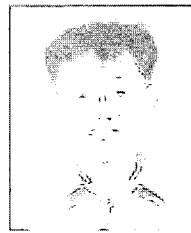
모듈

정 병 운



2001년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 2003년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2003년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] 이동통신 안테나 시스템 및 RF 수동 소자 설계

박 먼 주



1991년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
 1998년 12월~2002년 8월: 삼성전

자(주) 책임연구원

2002년 9월~현재: 광운대학교 전파공학과 조교수
 [주 관심분야] 초고주파 수동회로 및 안테나, 전자파, 초고주파 수치해석, High speed digital system noise, Signal integrity and interconnections, EMI/EMC

이 병 제



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1993년 12월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학석사)

1997년 5월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학박사)

1998년 3월~현재: 광운대학교 전

파공학과 부교수

[주 관심분야] 초고주파 안테나 해석 및 설계, 전기자기파 해석, 레이더 및 위성통신, 초고주파 응용, RF 능동 및 수동소자