

메타 물질을 이용하여 소형화와 주파수 가변이 가능한 영차 공진 안테나

Frequency Tunable and Miniaturized Zeroth-Order Resonant(ZOR) Antenna Design by Metamaterial

장 영 수 · 최 재 혁 · 임 성 준

Youngsoo Jang · Jaehyurk Choi · Sungjoon Lim

요 약

본 논문에서는 주파수 가변이 가능한 영차 공진 안테나를 구현하였다. 제안된 안테나의 영차 공진 특성은 composite right/left-handed(CRLH) 전송 선로를 이용하여 구현하였고, 안테나의 소형화를 극대화하기 위해 버섯 구조의 접지 평면에 사각 슬롯을 설계하였다. 또한, 주파수 가변을 위해 슬롯이 있는 접지 평면에 가변 소자를 삽입하였다. 슬롯이 있는 접지 평면에 위치한 가변 소자의 on/off 상태에 따라, CRLH 전송 선로의 병렬 인덕턴스 값을 변화시킴으로 인해 안테나의 공진 주파수가 바뀌게 된다. 실험 결과, 제안된 안테나의 공진 주파수는 4.92 GHz에서 2.96 GHz로 변했다. 한편, 제안된 안테나의 크기는 일반적인 반파장 패치 안테나보다 최대 94.24 % 크기를 감소시킬 수 있었다.

Abstract

In this paper, a frequency tunable zeroth-order resonant(ZOR) antenna has been implemented. The ZOR characteristics of the proposed antenna is realized by using a composite right-and left-handed(CRLH) transmission line which consists of a rectangular slot on the ground plane of a mushroom structured antenna in order to minimize the antenna size. In addition, the tunable devices are introduced on the slotted ground plane for frequency tuning capability. Depending on the on and off states of the tunable device on the slotted ground plane, a shunt inductance value of the CRLH transmission line is changed and its resonant frequency becomes tunable. From the experimental results, the resonant frequency of the proposed antenna is changed from 4.92 GHz to 2.96 GHz. Additionally, the proposed antenna's size is reduced by 94.24 % compared with the half-wavelength patch antenna.

Key words : Metamaterial, Tunable Antenna, Reconfigurable Antenna, RF MEMS, Zeroth-Order Resonant(ZOR) Antenna

I. 서 론

최근에 composite right/left handed(CRLH) 전송 선로는 RF부터 테라헤르츠까지의 많은 응용 분야에서 매우 큰 관심을 받고 있다. 특히 CRLH 전송 선로의

음의 모드와 영차 모드는 소형 안테나를 구현하는데 유용하다^{[1],[2]}. 영차 공진기는 무한한 파장 길이를 만들 수 있고, 따라서 공진 조건은 물리적 길이에 무관하게 된다^[3]. 이 특별한 현상은 소형 공진 안테나 분야에 활용될 수 있으며, 영차 공진을 이용한 경우 좋

「본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 피탐지감소기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다. 중앙대학교 전자전기공학과(School of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University)

· 논문 번호 : 20100604-08S

· 교신저자 : 임성준(e-mail : sungjoon@cau.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 8월 12일

은 효율을 유지한 상태에서 상당한 크기 감소 효과를 나타낸 바 있다. 안테나의 크기를 더욱 줄이기 위해, 버섯 구조의 ZOR 안테나의 패치 또는 접지 평면에 나선 사각 슬롯을 사용하여 안테나의 크기를 더욱 줄인 사례가 발표되었다^{[4],[5]}. 또한, 슬롯이 있는 패치에 PIN 다이오드를 삽입하여 주파수 재구성 가능한 영차 공진 안테나가 발표된 사례도 있다^[6].

본 논문에서는 슬롯이 있는 접지 평면에 가변 소자를 사용하여 주파수 변환이 가능한 영차 공진 안테나가 제안되었다. 슬롯이 있는 패치 대신에, 접지 평면에 슬롯을 사용한 것은 안테나의 방사 성능을 개선하기 위한 것이다. 슬롯이 있는 접지 평면 역시 안테나 크기를 감소시키는 효과를 가진다. 슬롯이 있는 접지 평면에 가변 소자를 삽입하였을 때, CRLH 전송 선로의 병렬 인덕턴스의 값을 조정할 수 있고 공진 주파수가 변환된다. 본 논문에서는 초기 연구로써 슬롯 사이에 가변 소자를 칩 인덕터를 사용하여 구현하였으며, 추후 RF MEMS 스위치를 사용하여 구현할 수 있다.

II. CRLH 전송 선로

메타 물질 공진형 안테나는 CRLH 전송 선로로 구현되어진다. 그림 1은 일반적인 CRLH 전송 선로의 구조를 보여 준다. CRLH 전송 선로는 일반적인 right-handed(RH) 전송 선로의 등가회로를 구성하는 직렬 인덕턴스(L_R)와 병렬 커패시턴스(C_R) 이외에도 인위적으로 left-handed(LH) 특성을 띄는 직렬 커패시턴스(C_L)와 병렬 인덕턴스(L_L)가 삽입됨으로써 구현이 가능하다. 주기적 경계 조건을 Bloch-Floquet 이론에 적용하게 되면, CRLH 전송 선로의 단위 셀의

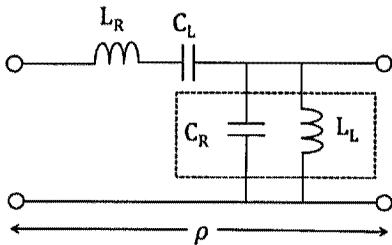


그림 1. CRLH 전송 선로의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of the CRLH transmission line.

분산 특성은 다음 식 (1)에 의해 정해진다.

$$\beta(\omega) = \frac{1}{\rho} \cos^{-1} \left(1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_L^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{se}^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{C_L L_L}}, \quad \omega_R = \frac{1}{\sqrt{C_R L_R}}$$

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{C_L L_R}}, \quad \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}}$$

β : 위상 속도 ρ : 단위셀의 길이 (1)

일반적으로 CRLH 전송 선로의 분산 특성 곡선에서 무한한 파장 길이를 가지며, 전파 상수 $\beta=0$ 이 되는 ω_{se} 와 ω_{sh} 는 같지 않고 서로 다르다. 종단 개방 CRLH 전송 선로의 공진 조건은 다음과 같다.

$$\beta_n = \frac{n\pi}{l} \quad (n = 0, \pm 1, \dots, \pm(N-1)) \quad (2)$$

l 은 공진기의 물리적 길이이고, n 은 공진 모드 수 양수, 음수 또는 영이 될 수 있다. $n=0$ 이 되는 곳에서 무한한 파장이 나타나고 공진기의 물리적 크기에 독립적인 공진 조건이 나타난다. 따라서 안테나의 크기는 소형화 되고, 이러한 무한 파장 특성을 가지는 공진기를 영차 공진기라고 한다. 영차 공진 주파수는 종단 개방 경계 조건과 공진기의 병렬 임피던스 값을 도입하면 식 (3)과 같은 영차 공진 주파수를 얻어낼 수 있다.

$$\omega_{ZOR} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} \quad (3)$$

영차 공진 주파수를 가변시키기 위해 병렬 커패시턴스(C_R)와 병렬 인덕턴스(L_L)을 조절해야 한다. 그러나 리액턴스 값들은 기판과 비아 등의 물리적 구조에 영향을 받기 때문에 이들을 바꾸는 것은 어렵다. 반면, 슬롯이 있는 접지 평면은 병렬 인덕턴스를 효과적으로 조절 가능하고, 병렬 인덕턴스 L_L 이 증가되기 때문에 안테나 사이즈가 줄어드는 결과를 가진다.

III. 주파수 가변이 가능한 ZOR 안테나

안테나를 소형화시키기 위해서는 병렬 인덕턴스를 크게 하여 ZOR 안테나의 주파수를 낮출 수 있다. 본 논문에서 주파수 가변이 가능한 영차 공진 안테

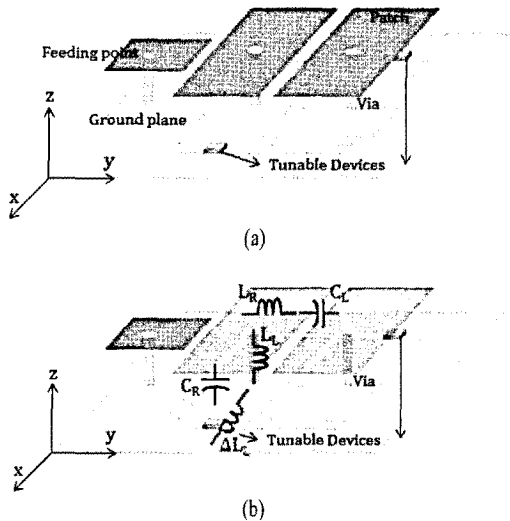


그림 2. (a) 제안된 안테나의 구조, (b) 제안된 안테나의 등가회로 모델

Fig. 2. (a) Geometry of the proposed antenna, (b) Equivalent circuit model of the proposed antenna.

나를 만들기 위해, 사용한 가변 소자는 칩 인덕터이다. 칩 인덕터의 on/off 상태에 따라 RF 신호의 경로를 변화시킨다. 그래서 제안된 안테나의 칩 인덕터는 병렬 인덕턴스를 바꿔게 한다. 병렬 인덕턴스의 변화는 안테나 소형화에 유리하도록 하고 주파수 가변을 가능하도록 한다. 그림 2(a)는 접지 평면에 사각 슬롯과 가변 소자를 사용한 제안된 영차 공진 안테나이다. 제안된 안테나는 마이크로스트립라인 구조로 구현하였다. 안테나의 구조는 2개의 단위 구조로 구성된 버섯 구조에 기반을 두었다. 접지 평면은 슬롯에 의해 나뉘지고, 접지 평면에 가변 소자는 접지 평면의 슬롯 위에 위치해 있다.

제안된 안테나의 등가회로 모델은 일반적인 CR-LH 전송 선로 이론에 기반을 두고 있다. 그림 1(a)와 같은 구조의 등가회로를 ABCD 행렬로 표현 가능하며, 관계식을 통해 소자 값의 추출이 가능하다. 이러한 특성을 가지는 단위 구조의 추출된 병렬 파라미터 값들은 각각 $L_L=0.602$ nH, $C_R=1.772$ pF이다. 추출된 인덕턴스와 캐패시턴스 값은 단위 구조의 크기를 변경하여 조절이 가능하다. 본 논문에서는 가변 소자를 1 nH의 칩 인덕터로 모델링하고 시뮬레이션한 후, 기본형 안테나를 제작하였다. 칩 인덕터를 1 nH로 사용한 이유는 RF MEMS 스위치와 와이어 본딩

을 고려한 스위치 on 상태의 임피던스 값과 유사한 임피던스이기 때문이다. 그림 2는 제안된 영차 공진 안테나를 기본형으로 제작한 것이다.

주파수가 가변되는 구조는 표시된 그림 1(b)와 같이 슬롯 위의 가변 소자의 상태에 의해 조정되어진다. 접지 평면에 가변 소자를 모델링한 칩 인덕터가 없을 경우, 일반적인 버섯 구조의 영차 공진 안테나와 비슷하게 동작한다. 반면, 접지 평면에 칩 인덕터가 있을 경우, 단위 셀의 비아의 인덕턴스가 연장된 것처럼 보이기 때문에 병렬 인덕턴스가 증가된다. 병렬 인덕턴스가 증가됨으로써, on 상태의 공진 주파수는 감소한다. 제작된 안테나에 1 nH의 칩 인덕터를 실장한 경우, 영차 공진 주파수는 식 (3)에 따라 off 상태일 때 4.87 GHz에서 on 상태일 때는 2.98 GHz로 계산된다.

따라서 가변 소자의 부착은 안테나 소형화를 해 줄 뿐만 아니라, 주파수 변환을 가능하게 해주는 이점을 가진다.

IV. 시뮬레이션 및 측정 결과

그림 3은 실제 제작한 안테나이다. 제작에 사용된 기판은 Rogers Duroid 5880(유전 상수(ϵ_r)=2.2, 두께=1.57 mm)이며, $L=5.8$ mm($0.06 \lambda_g$), $W=11.8$ mm($0.12 \lambda_g$)이고, 임피던스 정합을 위해 동축 급전을 하였다. 또한 비아의 지름은 0.4 mm를 사용하여 L_L 을 구현하였고, 단위 셀 사이의 거리는 0.2 mm이다. 접지 평면의 슬롯의 너비 또한 0.2 mm이다.

그림 4는 on 상태와 off 상태의 S 파라미터 결과를 보여 준다. 제안된 영차 공진 안테나에 1 nH의 칩 인

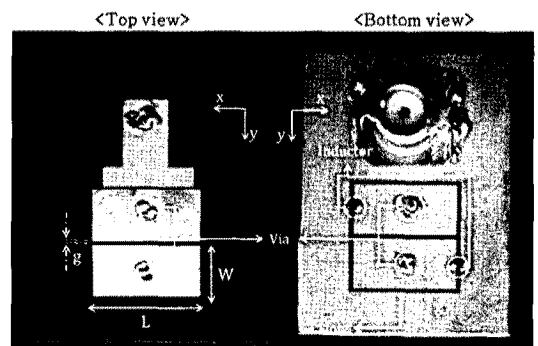
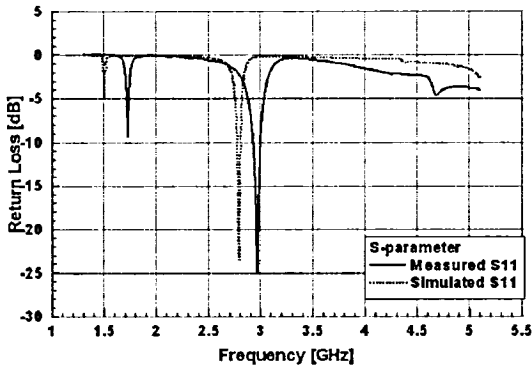
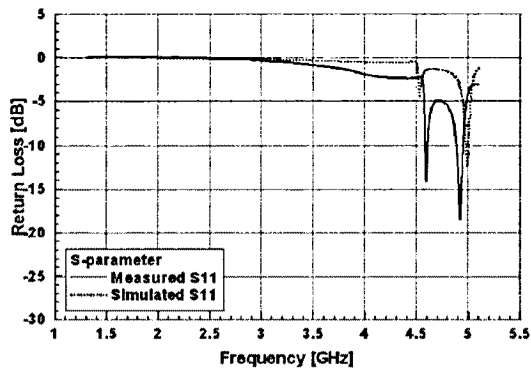


그림 3. 제작된 영차 공진 안테나
Fig. 3. Prototype of the fabricated ZOR antenna.



(a) On 상태
(a) On state



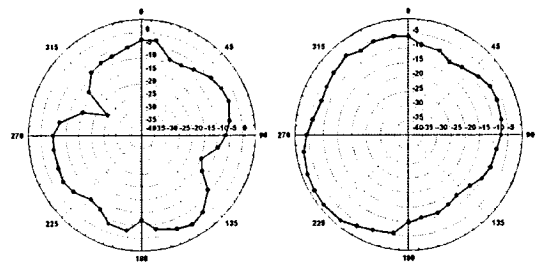
(b) Off 상태
(b) Off state

그림 4. 제안된 안테나의 S-파라미터 예측 및 측정 결과

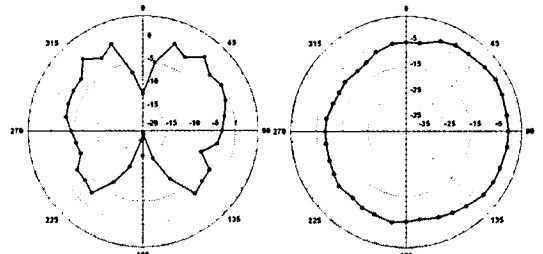
Fig. 4. Simulated and measured S-parameter results.

터치를 사용한 결과, 영차 공진 안테나의 공진 주파수가 off 상태의 값인 4.92 GHz에서 on 상태의 공진 주파수인 2.96 GHz로 감소한 것을 확인할 수 있었다. On 상태의 반사 손실은 25.02 dB, off 상태의 반사 손실은 18.46 dB로 측정되었다. On 및 off 상태의 공진 주파수는 등가회로 모델링과 식 (3)에서 계산된 공진 주파수인 4.87 GHz(on)/2.98 GHz(off)와 유사함을 확인할 수 있다.

그림 5는 측정된 방사 패턴을 보여준다. Off 상태의 방사 패턴은 일반적인 비섯 구조의 영차 공진 안테나의 방사 패턴과 같은 모양의 단극 안테나의 방사 패턴과 같다. 하지만 on 상태의 방사 패턴은 비대칭적인 가변 소자의 위치 때문에 빔 패턴이 60° 정도 기울어졌다. 안테나 최대 이득은 -1.6 dBi로 측정되었다. Off 상태에 비하여 on 상태에서는 공진



(a) E-평면(on 상태) yz 평면($\phi=90^\circ$)
(a) E-plane(on state) yz plane($\phi=90^\circ$)
(b) H-평면(on 상태) xz 평면($\phi=0^\circ$)
(b) H-plane(on state) xz plane($\phi=0^\circ$)

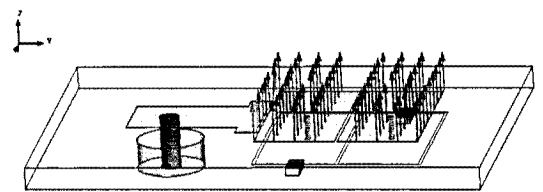


(c) E-평면(off 상태) xz 평면($\phi=0^\circ$)
(c) E-plane(off state) xz plane($\phi=0^\circ$)
(d) H-평면(off 상태) xy 평면($\theta=90^\circ$)
(d) H-plane(off state) xy plane($\theta=90^\circ$)

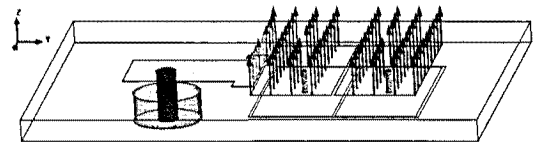
그림 5. 제안된 안테나의 방사 패턴 측정 결과

Fig. 5. Measured radiation patterns of the proposed antenna at on and off states.

주파수가 크게 낮아지기 때문에 이득 또한 다소 감소하는 경향이 있다. 또한 그림 6에서 보이는 바와



(a) On 상태(2.96 GHz)
(a) On state(2.96 GHz)



(b) Off 상태(4.92 GHz)
(b) Off state(4.92 GHz)

그림 6. 가변 소자의 상태에 따른 전계 분포

Fig. 6. Electric field distribution.

같이, EM 시뮬레이션을 통해 전계 분포가 가변 소자 on 상태와 off 상태 모두 동일 위상으로서 $n=0$ 인 모드에서 영차 공진으로 동작함을 알 수 있다.

제안된 안테나의 가변 소자 on/off 상태의 공진 주파수에서 전기적 크기는 각각 $0.06 \lambda_g \times 0.12 \lambda_g / 0.095 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$ 이다. 그리고 안테나의 전체 크기는 on 상태일 때는 $0.12 \lambda_g \times 0.12 \lambda_g$ 이고, off 상태일 때는 $0.19 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$ 이다.

V. 결 론

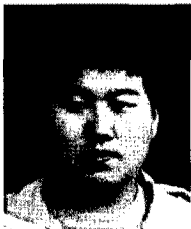
본 논문에서는 반파장 패치 안테나의 크기를 효과적으로 줄이며, 주파수 가변을 가능하게 하는 방법으로 접지 평면에 가변 소자를 사용하는 영차 공진 안테나를 제안하였다. 제안된 안테나의 가변 소자 on 상태 공진 주파수에서 전기적 크기는 $0.06 \lambda_g \times 0.12 \lambda_g$ 만큼 작다. 따라서 반파장 패치 안테나에 비해 94.24 %의 크기 감소 효과가 되었고, 또한 1:1.7의 주파수 가변을 이루어냈다.

참 고 문 헌

[1] A. Lai, T. Itoh, and C. Caloz, "Composite right/

left-handed transmission line metamaterials", *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sep. 2004.
 [2] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators", *Proc. Asia-Pacific Microwave Confe.*, Seoul, Korea, vol. 3, pp. 1588-1592, Nov. 2003.
 [3] A. Lai, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Infinite wavelength resonant antennas with monopolar radiation pattern based on periodic structures", *IEEE Trans. Antennas Proag.*, pp. 868-876, vol. 55, 2007.
 [4] 박재현, 류영호, 김동진, 추호성, 이정해, "메타물질 전송 선로를 이용한 소형 나선 구조 zeroth order resonance 안테나", 전자공학회논문지, 44(7) TC, pp. 626-631, 2007년 7월.
 [5] S. Baek, S. Lim, "Miniaturised zeroth-order antenna on spiral slotted ground plane", *Electron. Lett.*, vol. 45, issue 20, 2009.
 [6] J. Choi, S. Lim, "Frequency reconfigurable metamaterial resonant antenna", *Proc. Asia-Pacific Microwave Confe.*, Singapore, vol. 3, pp. 798-801, Dec. 2009.

장 영 수



2004년 3월~현재: 중앙대학교 전자전기공학부 학사과정
 [주 관심분야] Metamaterial, 소형 안테나, RF MEMS

임 성 준



2002년 2월: 연세대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
 2004년 2월: University of California Los Angeles 전기공학과 (공학석사)
 2006년 2월: University of California Los Angeles 전기공학과 (공학박사)

2006년~2007년: University of California, Irvine Post-Doc.
 2007년 3월~현재: 중앙대학교 전자전기공학부 조교수
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 및 안테나

최 재 혁



2009년 8월: 중앙대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2009년 3월~현재: 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
 [주 관심분야] Metamaterial, 재구성 안테나