논문 2013-50-9-2

주파수 재구성 가능한 방사 구조를 갖는 영차 공진 안테나 (Zeroth-Order Resonant Antenna with Frequency Reconfigurable Radiating Structures)

이 홍 민*

(Hongmin Lee[©])

요 약

본 논문에서는 주파수 재구성 기능이 가능한 방사 구조 갖는 co-planar waveguide (CPW) 급전 방식의 영차 공진 안테나를 제작하고 측정하였다. 제안된 안테나의 단위 셀은 직렬 metal-insulator-metal (MIM) 형태의 커패시터와 두개의 단락된 병렬 스텐더 인덕터로 구성되어 있다. 제안된 안테나는 두 개의 단위 셀을 갖는 composite right/left-handed (CRLH) 전송 선로에 근거하여 설계되었으며 선로의 끝단을 개방하여 선로의 병렬부에서 주된 전자파 에너지 방사가 이루어지도록 하였다. 안테나의 크기를 소형화시키는 동시에 다이오드 스위치 부착을 통하여 주파수 재구성 안테나를 구현하기 위하여 비아를 통하여 접지 면과 연결 되어지는 4개의 90° 접혀진 단락 스텐더 선로를 병렬 인덕터 구조로 사용하였다. 제안된 안테나의 영차 공진 주파수는 3.09 GHz이고 전체 크기는 $0.22\lambda_0 \times 0.16\lambda_0$ 이다. 제작된 안테나의 측정 결과 영차 공진 주파수 2.97 GHz에서 안테나의 최대 이득과 임피던스 대역폭은 각각 3.1 dBi와 56MHz를 나타내었으며, 삼중 대역에서 동작하는 주파수 재구성 안테나 시스템에 응용이 가능하다.

Abstract

In this paper, a co-planar waveguide(CPW) fed zeroth-order resonant(ZOR) antenna with frequency reconfigurable radiating structures is fabricated and measured. The unit cell of proposed antenna consists of a series metal-insulator-metal(MIM) capacitor and two shunt line inductors which are shorted through the via. The proposed antenna is designed based on a composite right/left-handed(CRLH) transmission line with two unit cells and it has open ended structure in order to radiate electromagnetic energy mainly on the shunt arm. In order to reduce the antenna size and to exhibit a frequency reconfigurable ability using diode switches four straight strips bent by 90 degrees are used as shunt inductors. The total size of fabricated antenna is $0.22\lambda_0 \times 0.16\lambda_0$ at zeroth-order resonant(ZOR) frequency. The measured maximum gain and bandwidth (VSWR ≤ 2) are 3.1 dBi and 56MHz at ZOR frequency of 2.97 GHz, respectively. This type of antenna can be applied to a frequency reconfigurable antenna system with triple bands.

Keywords: co-planar waveguide(CPW), Composite right/left-handed(CRLH), reconfigurable, zeroth-order resonant(ZOR) antenna.

I. 서 론

Composite right/left-handed (CRLH) 전송선로 구조

* 정회원, 경기대학교 전자공학과
(Dept. of Electronic Engineering, Kyonggi University)

© Corresponding Author(E-mail: hmlee@kyonggi.ac.kr)

※ 본 연구는 2012학년도 경기대학교 학술연구비 지원에 의하여 수행되었음

접수일자: 2013년4월25일, 수정완료일: 2013년8월26일

에서 발생하는 전파 상수가 영이 되는 영차공진 특성을 이용한 영차 공진(zeroth-order-resonant) 안테나는 무한파장의 특성을 나타내게 되므로 안테나의 소형화에 매우 유리한 장점을 가지고 있다. 그러나 이러한 영차 공진 안테나는 기존의 안테나에 비하여 안테나의 크기를 소형화시킬 수 있으나 소수의 단위 셀들로 구성되어진 영차 공진 안테나는 일반적으로 낮은 이득과 좁은 대역폭 특성을 나타낸다. 따라서 지난 수년간 영차 공진안테나에 대한 연구는 주로 안테나의 소형화 및 대역

폭을 개선하기 위한 연구가 주를 이루어 왔다^[1~3]. 그러나 최근에 무선 통신 시스템에서 다양한 서비스 송수신을 위해 재구성(reconfigurable) 안테나 기술이 요구되고 있다. 이러한 재구성 안테나는 필요에 따라서 안테나의 기본적인 특성들은 유지한 상태에서 안테나의 공진 주파수나 방사패턴 및 편파 등과 같은 안테나의 전기적인 특성을 바꿀 수 있다. 영차 공진 안테나의 소형화 특성을 이용하여 주파수재구성 안테나를 구현하는 방법으로는 슬롯이 있는 패치 안테나 소자를 사용하거나 안테나의 접지 평면에 슬롯을 부가하고 이들 슬롯에 pin 다이오드 또는 가변 칩 인덕터 등을 사용하여 안테나의 물리적인 길이를 조정하거나, CRLH 전송선로의 등가적인 병렬 인덕턴스 값을 조정하여 안테나의 공진 주파수를 변환시키는 방법 등이 사용되었다^[4]. 그러나 이러한 안테나들은 매우 낮은 이득을 나타내는 단점을 보인다. 본 논문에서는 영차 공진 안테나의 이득을 개선시키기는 동시에 주파수 재구성이 용이한 co-planar waveguide(CPW) 급전방식의 영차공진 안테나를 제안하였다. 제안된 안테나는 비아를 통하여 접지 면과 연결되어지는 두 개의 90° 접혀진 단락 스텔브 선로를 병렬 인덕터 방사 소자로 사용하며, 이러한 병렬 인덕터의 구조에 pin 다이오드와 같은 스위치를 사용하였을 경우에 효과적인 다중대역 주파수 재구성 안테나가 구현되어질 수 있음을 새롭게 제안하였다. 연구에서는 제안된 안테나의 등가회로를 제시하고 다이오드 스위치가 CRLH 전송선로의 병렬 안에 부착되어졌을 경우에 주파수 재구성안테나로 동작이 가능함을 보였으며, 안테나 설계는 CST 사의 MWS(Microwave Studio)를 사용하였다.

II. 안테나 구조의 설계

영차 공진 안테나는 그림 1에 나타난 바와 같이 메타물질 구조의 단위 셀들을 직렬 접속시켜 구성되어진 CRLH 전송 선로에 기반 하여 설계되어진다. 이러한 CRLH 전송 선로의 단위 셀에 대한 등가회로는 그림 1(b)에 나타난 바와 같이 right-handed(RH) 특성을 나타내는 직렬 인덕턴스(L_R)와 병렬 커패시턴스(C_R)와 left-handed(LH) 특성을 나타내는 직렬 커패시턴스(C_L)와 병렬 인덕턴스(L_L)로 구성되어진다. 일반적으로 직렬 커패시턴스는 metal-insulator-metal(MIM) 커패시터^[5] 또는 인터디지털 커패시터 구조로 구현되어

질 수 있다. MIM 커패시터 구조는 인터디지털 커패시터에 비해 단위 면적당 커패시턴스가 크기 때문에 소형화에 유리하며 인터디지털 커패시터 구조에서 나타나는 고조파 성분의 발생으로 인한 사용 대역폭 제한을 극복할 수 있다는 장점을 갖는다. 본 연구에서는 그림1(a)에 나타난 바와 같이 직렬 커패시터 (C_L)를 구현하기 위하여 MIM 커패시터를 사용하였으며, 스트립 선로와 via를 사용하여 병렬 인덕턴스(L_L)를 구현하였다. 기존의 연구에서는 단위 셀의 크기를 소형화시키기 위하여 칩 인덕터를 사용하거나 미엔더 선로 구조를 사용하여 병렬 인덕턴스 (L_L) 값을 증가시키는 방법이 적용되었다. 칩 인덕터를 사용하는 경우에는 칩 인덕터에서는 실제적으로 전자파 에너지 방사가 발생하지 못하므로 안테나가 낮은 이득 (0.69~1.39 dBi) 값을 나타내게 된다^[2]. 미엔더 선로 구조를 사용하는 경우에는 선로의 수평부에 흐르는 전류의 방향이 서로 역으로 형성되어진다. 따라서 이러한 구조를 사용하여 안테나를 설계하면 방사되어진 에너지가 원거리 장에서 서로 상쇄 효과를

(a) 제안된 CRLH 전송선로 단위 셀 구조

(a) Geometry of the proposed CRLH transmission line unit cell

(b) 단위 셀의 등가회로 모델

(b) Equivalent circuit model of unit cell

그림 1. 제안된 단위 셀의 구조와 등가회로 모델

Fig. 1. Geometry of the proposed unit cell and its equivalent circuit model.

일으켜 낮은 이득을 나타내는 단점이 있다.

연구에서는 안테나의 크기를 소형화시키는 동시에 이득을 높이기 위하여 비아를 통하여 접지 면과 연결되어지는 두 개의 90° 접혀진 단락 스텐브 선로를 병렬 인덕터의 구조로 사용하였다. 안테나의 설계는 두 개의 단위 셀을 사용하였으며 CRLH 전송 선로의 끝단을 개방하여 병렬부에서 주된 전력의 방사가 일어나도록 하였다. 제안된 단위 셀의 설계에는 $7\text{ mm} \times 4.5\text{ mm} \times 0.8\text{ mm}$ 크기의 MIM 커패시터 (C_L)와 10.8 mm 길이의 스트립 선로와 높이가 0.8 mm 인 단락 비아를 사용하여 병렬 스텐브(L_L)를 구성하였으며 사용된 병렬 스트립 선로의 폭과 비아의 지름은 각각 0.2 mm 이다. 제안된 단위 셀은 상대 유전율이 4.4이고 두께가 0.8 mm 인 FR-4 기판 위에 설계되어졌으며 단위 셀들의 길이 p 는 5 mm 로 이므로 이들을 주기적으로 배열시키어 구성된 CRLH 전송선로는 실효 균일 매질(Effective homogeneous medium)의 조건($\ll \lambda_g/4$)을 만족하고 있다. 그림1에 나타난 제안된 단위 셀의 물리적인 크기와 구조의 설계에는 분산 소자들의 구조에 근거하여 도출되어진 경험적인 수식들이 사용되었으며^[6], 이들 수식들을 사용하여 등가적으로 계산된 CRLH 전송선로 단위 셀의 등가 소자 값들은 $L_R = 1.4\text{ nH}$, $C_L = 1.5\text{ pF}$, $L_L = 4.5\text{ nH}$, $C_R = 0.6\text{ pF}$ 이다. CRLH 전송선로는 그림 1(a)에 나타난 단위 셀들을 직렬 접속시키어 구성되어질 수 있다. 제안된 단위 셀에 대한 등가 소자 값들을 이용하여 CRLH 전송 선로의 천이 각 주파수(ω_0)와 분산 곡선을 얻을 수 있다. 단위 셀의 크기가 $p(\ll \lambda_g/4)$ 인 셀들로 구성된 균일 CRLH 선로에 대한 전파상수 $\beta(\omega)$ 와 주파수에 대한 분산 관계식은 Bloch-Floquet 정리에 의하여 다음과 같이 표현된다^[7].

$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{(\omega^2 - \omega_{sc}^2)(\omega^2 - \omega_{sh}^2)}{\omega^2 \omega_R^2} \right] \quad (1)$$

$$\text{여기서, } \omega_{sc} = 1/(C_L L_R)^{1/2}, \omega_{sh} = 1/(C_R L_L)^{1/2}, \\ \omega_R = 1/(C_L L_R)^{1/2}, \omega_L = 1/(C_L L_L)^{1/2}.$$

평형 공진 조건(balanced resonance condition: $\omega_{sh} = \omega_{sc} = \omega_0$)에서 식 (1)은 전파상수 β 와 주파수 ω 에 대한 관계식으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\omega(\beta) = \sqrt{\omega_0^2 + \omega_R^2 \sin^2 \frac{p\beta}{2}} + \omega_R \sin \frac{p\beta}{2} \quad (2)$$

그림 2. 모의실험에 의한 단위 셀 구조의 분산 곡선

Fig. 2. Simulated dispersion diagram of the proposed unit cell structure.

식 (2)를 사용하여 제안된 구조에 대한 영차 공진주파수를 구할 수 있으며 이 식에서 천이 각 주파수 ω_0 는 다음과 같다.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt[4]{L_R C_R L_L C_L}} = \sqrt{\omega_R \omega_L} = \sqrt{\omega_{sc} \omega_{sh}} \quad (3)$$

등가회로 모델에서 제시되어진 단위 셀 길이 p 와 구조 변수 C_L, L_L, C_R, L_R 를 사용하여 영차 안테나를 설계하기 위한 CRLH 전송선로에 대한 모의실험을 통하여 얻어진 분산 곡선을 그림 2에 나타내었다. 제안된 단위 셀들로 구성되어진 CRLH 전송선로의 천이 주파수 f_0 는 3.09 GHz 이다.

균일한 CRLH 선로의 끝단을 개방하거나 단락시키면 공진기로 변환되어질 수 있으므로 공진형 안테나의 구현이 가능하다. 선로의 끝단이 개방된 구조의 경우 영차 공진 안테나의 주된 방사는 선로의 병렬 부에서 발생되며 반대로 끝단이 단락된 구조의 경우에는 직렬 부에서 안테나의 주된 방사가 이루어진다. 선로의 끝단이 개방된 구조의 경우 영차 공진 안테나의 영차공진주파수 ω_0^{open} 는 다음과 같다.

$$\omega_0^{open} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (4)$$

따라서 안테나의 공진 주파수는 병렬 커패시턴스 (C_R)과 병렬 인덕턴스(L_L)에 의하여 결정된다. 그림 3(a) 및 (b)에 두 개의 단위 셀로 구성된 CPW 급전 영차 공진 안테나의 구조 및 등가회로를 나타내었다. MIM 커패시터의 하단에 놓인 패치 평판 상의 전류 분

그림 3. 제안된 안테나의 구조 및 등가 회로
Fig. 3. Geometry of the proposed antenna and its equivalent circuit.

포는 병렬 스티브 선로 방향으로 집중되기 때문에 두 개의 MIM 커패시터(C_L)를 직렬로 접속시키기 위하여 첫 단의 커패시터 아래 평면 끝부분과 다음 단 커패시터의 상단 평면 사이를 두 개의 수직 비아를 사용하여 연결하였으며 각각의 커패시터 아래 평면 끝부분에 스트립선로를 사용하여 CPW 선로의 접지 면과 연결하였다. 인터디지트 커패시터 구조를 사용하는 경우와는 다르게 MIM 커패시터의 구조에서는 효과적인 에너지 방사가 이루어질 수 없으므로 본 논문에서는 CRLH 선로의 끝단을 개방시키어 병렬 부에서 안테나의 방사가 이루어지도록 설계하였다. 또한 안테나의 공진주파수를 낮추기 위하여 병렬부의 인덕턴스 값(L_L)을 최대한 증

(a) 입력 저항
(a) Input resistance

(b) 입력 리액턴스
(b) Input reactance

그림 4. g 값의 변화에 따른 제안된 안테나의 입력 임피던스

Fig. 4. Input impedance of the proposed antenna for various value of g .

가시켜야 하므로 그림 3(a)에 나타낸 바와 같이 두 개의 90° 접혀진 단락 스텐드 선로를 비아를 통하여 상단의 CPW 선로의 접지 면과 연결하였다.

안테나의 방사 효율을 높이기 위하여 안테나의 입력 단에서 임피던스 정합이 매우 중요하다. 일반적으로 안테나의 끝단이 개방되어진 구조를 갖는 영차 안테나의 방사 컨덕턴스의 값은 매우 낮은 값을 나타내므로 이러한 안테나를 50Ω 의 급전 점 입력 임피던스를 갖는 입력 단과 임피던스 정합시키기 위한 정합회로가 필요하다. 본 논문에서는 안테나의 입력 임피던스를 정합시키

(a) 반사 계수

(a) Reflection coefficient

(b) 입력 임피던스 궤적
(b) Input impedance loci.

그림 5. 제안된 안테나의 반사계수 및 입력 임피던스 모의실험 결과

Fig. 5. Simulated reflection coefficient and input impedance loci. of the proposed antenna.

기 위하여 CPW 급전선과 단위 셀 사이의 갭 커패시턴스 (C_g)를 형성시키었다. 2개의 단위 셀을 직렬 접속시켜 구성한 영차 공진 안테나의 전체 크기는 $0.22\lambda_0 \times 0.16\lambda_0 (22\text{ mm} \times 16\text{ mm})$ 이다. 여기서 λ_0 는 자유 공간에서 안테나의 공진주파수에 대한 파장이다.

그림 4에 급전선과 단위 셀 사이의 간격 g 값의 변화에 따른 제안된 안테나의 입력 임피던스 변화에 대한 모의실험 결과를 나타내었다. g 값이 증가함에 따라 제안된 영차 안테나의 공진주파수는 상향되어지며 각 공진 점에서 입력 저항 값은 점차 낮아지고 있다. 그림 4에 나타낸 바와 같이 안테나의 입력 저항 값이 최대인 점에서 입력 리액턴스 값은 거의 영이 된다. g 값이 0.4 mm 일 때 안테나의 입력임피던스는 대략 50Ω 으로 나타났다. 이 경우에 제안된 안테나의 영 차 공진 주파수는 3.09 GHz 가 된다. 그림 5(a)에 주파수 변화에 따른 제안된 안테나의 입력 반사계수 ($|S_{11}|$) 특성을 나타내었다. 두 개의 CRLH 단위 셀들로 이루어진 영 차 공진 주파수는 3.09 GHz 이다.

그림 5(b)에 주파수 변화에 따른 제안된 안테나의 입력 임피던스의 궤적을 스미스 도표에 나타내었다. 수행된 전자계 모의실험 결과에 의하면 제안된 안테나의 영차 공진 주파수 3.09 GHz 에서 안테나의 입력 임피던스 값은 $52.29 + j3.67\Omega$ 이며 임피던스 대역폭($\text{VSWR} \leq 2$)은 51 MHz 이다. 제안된 안테나의 영차 공진 특성을 확인하기 위하여 공진 주파수에서의 모의실험 되어진 안테나에 대한 전계 분포 성분과 표면 전류 분포를 그림 6에 나타내었다. 그림 6(a)에 나타낸 바와 같이 영차 공진 주파수인 3.09 GHz 에서 두 개의 MIM 커패시터를 구성하고 있는 상단 패치 위에서 전계가 대부분

(a) 전계 분포
(a) E-field distribution

(b) 표면 전류 분포
(b) surface current distribution

그림 6. 제안된 안테나의 전계 및 전류 분포 ($f = 3.09\text{ GHz}$)

Fig. 6. Simulated E-field and surface current distribution ($f = 3.09\text{ GHz}$).

동일한 크기의 전계 값을 나타내고 있으므로 영차 공진 특성을 확인 할 수 있다. 한편 그림 6(b)에 나타난 안테나 도체 상의 전류 분포는 비아를 통하여 접지 면과 연결 되어지는 두 개의 90° 접혀진 단락 병렬 스텔브 선로 위에 집중되어져 있으며 이들을 통하여 흐르는 전류에 의한 전자계 에너지 방사가 이루어지고 있음을 볼 수 있다.

III. 주파수 재구성 ZORA

그림 7은 제안된 안테나의 병렬 인덕터 암에 다이오드 스위치가 부착되어진 주파수 재구성안테나의 구조를 나타낸 것이다. 그림 5(b)에 나타난 바와 같이 제안된 안테나의 에너지 방사는 주로 4 개의 90° 접혀진 단락 병렬 스텔브 선로에 의하여 이루어지므로 이 들 방사 소자 위에 부착된 다이오드 스위치들을 ON/OFF 제어 하면 주파수 재구성 안테나를 구현할 수 있다.

그림 7. 병렬 인덕터 암에 다이오드 스위치가 부착되어진 영차공진 안테나의 구조

Fig. 7. Geometry of a ZORA with diode switches in the shunt inductive arms.

표 1. 스위치 동작 상태에 따른 안테나 특성 비교

Table 1. Comparison of antenna characteristics for switching conditions.

형태	공진주파수 [GHz]	최대이득 [dBi]	스위치 상태			
			SW1	SW2	SW3	SW4
Type 1	3.09	3.1	ON	ON	ON	ON
Type 2	1.81	0.5	ON	ON	OFF	OFF
Type 3	2.53	2.4	ON	OFF	OFF	ON

(a) Type 1 (xz-평면)

(a) Type 1 (xz-plane)

(b) Type 1 (xz-평면)

(b) Type 1 (xz-plane)

(c) Type 2 (xz-평면)

(c) Type 2 (xz-plane)

(d) Type 2 (yz-평면)
(d) Type 2 (yz-plane)

(e) Type 3 (yz-평면)
(e) Type 3 (yz-plane)

(f) Type 3 yz-평면
(f) Type 3 yz-plane

그림 8. 스위치 on/off에 따른 안테나의 방사패턴 비교 (모의실험 값)

Fig. 8. Comparison of the simulated radiation pattern of the antenna when the switches are on/off state.

표 1에 대표적인 3가지 상태의 다이오드 스위치를 ON/OFF에 따른 안테나의 특성에 대한 모의실험 결과를 나타내었다. 스위치가 모두 ON 상태인 경우(Type 1)에 비하여 안테나의 병렬 스텐드 선로 상의 스위치들이 일부가 OFF되었을 경우(Type 2, Type 3)에는 안테나의 공진 주파수가 하향되어진다. 이는 스위치 OFF 상태에 의하여 병렬 인덕턴스(L_L) 값이 증가하기 때문이다. 또한 표 1에 나타난 다이오드 스위치들의 ON 또는 OFF 상태에 따른 안테나의 방사 패턴을 그림 8에 나타내었다.

Type 1인 경우에 제안된 안테나의 방사패턴은 수평 방향으로 놓인 다이폴안테나와 같은 방사 패턴을 나타내었으나 Type 2의 경우에는 전방향성(omni-directional) 방사패턴을 나타내고 있으므로 안테나 빔 패턴 재구성 안테나로 동작시킬 수 있다. Type 3의 경우에는 다소 경사되어진 다이폴안테나와 같은 방사 패턴을 나타내었으며 이는 안테나의 방사부가 불평형 구조를 갖음에 기인한다. 이러한 방사 패턴은 각각의 90° 접혀진 단락 병렬 스텐드 선로들을 소형안테나로 간주하면 이들의 배열에 따른 빔 패턴의 결과로 볼 수 있다. 이 들 빔 패턴 형성의 원리를 살펴 보기위하여 그림 9에 90° 접혀진 단락 병렬 스텐드 선로 상의 전류 성분을 수평부 전류(I_H)와 수직부 전류(I_V) 성분으로 구분하여 나타내었다.

안테나 방사 소자를 포함하고 있는 평면(xy-평면) 상에서 수평부 전류(I_H) 성분은 크기는 동일하며 서로 반대 위상을 갖으며 수직부 전류(I_V) 성분은 크기는 동일하며 서로 동일한 위상을 갖고 있다.

그림 9. 병렬 스텐드 스트립 도체 상의 수직/수평 전류 성분

Fig. 9. Vertical/Horizontal currents on the shunt stub strip conductor.

III. 측정 결과

그림 10에 제작된 안테나의 사진 및 제작된 안테나의 모의실험 및 측정되어진 반사손실($|S_{11}|$) 값의 비교를 나타내었다. 안테나 반사손실의 모의실험에서는 실제 안테나제작에 사용된 FR-4 기판의 손실 탄젠트 값 ($\tan\delta = 0.025$)과 사용 기판의 copper 도전율 ($\sigma = 5.8 \times 10^7 [S/m]$)을 고려하였다. 측정 결과 제작된 안테나의 영차 공진 주파수는 2.97 GHz로 모의실험 결과에 비하여 92 MHz 하향되었으며 안테나의 대역폭(VSWR ≤ 2)은 56 MHz를 나타내었으며 제안된 안

<윗면>

<아랫면>

(a) 제작된 안테나 사진

(a) Photograph of the fabricated antenna

(b) 측정된 반사계수 ($|S_{11}|$)

(b) measured reflection coefficient $|S_{11}|$

그림 10. 제작된 안테나 사진 및 측정된 반사계수 $|S_{11}|$

Fig. 10. Photographs of the fabricated antenna and measured reflection coefficient $|S_{11}|$.

(a) xz-평면 ($\phi = 0^\circ$)

(a) xz-plane ($\phi = 0^\circ$)

(b) yz-평면 ($\phi = 90^\circ$)

(b) yz-plane ($\phi = 90^\circ$)

(c) xy-평면 ($\theta = 90^\circ$)

(c) xy-plane ($\theta = 90^\circ$)

그림 11. 제작된 안테나의 모의실험 및 측정된 방사패턴 비교 ($f = 2.97$ GHz)

Fig. 11. Comparison of simulated and measured radiation patterns for the fabricated antenna at 2.97 GHz.

테나의 -1차 및 +1차 공진주파수는 각각 1.2 GHz 및 4.6 GHz로 나타났다. 영차 공진주파수 2.97 GHz에서 제안된 안테나의 방사 패턴에 대한 모의실험 및 측정값에 대한 비교를 그림 11에 나타내었다. xy 평면과 yz 평면에서는 y축 방향으로 다소 이득이 감소하고 있으며 xz 평면에서는 거의 전 방향성 방사 패턴을 나타내었다. 제안된 안테나의 모의실험 결과 최대이득은 3.1 dBi이며 효율은 85 %를 나타내었으나 실제로 제작된 안테나의 측정 결과에서는 최대 이득은 3.1 dBi이며 효율은 75 %를 나타내고 있으므로 모의실험 결과에 비해 안테나의 이득과 효율이 다소 감소된 결과를 보였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 CPW 급전 방식을 이용한 소형 영차 공진 안테나를 설계 및 제작하였다. 제안된 안테나는 직렬 MIM 커패시터와 4 개의 90° 접혀진 단락 병렬 스텐드 선로 구조의 인덕터로 구성되어 있으며 수직 비아를 통하여 접지 면과 단락되었다. 특히 제안된 안테나의 병렬 스텐드 선로에 다이오드 스위치를 부착시켜 이들 스위치를 제어하면 3중 대역에서 동작하는 주파수 재구성 안테나를 구현할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 제안된 안테나의 소형화 구현과 동시에 안테나의 이득과 효율을 개선하기 위하여 미앤더 선로 구조 대신에 선형 스텐드 선로 구조를 사용하였으며 단위 셀과 급전선로 사이의 갭 커패시터를 부가하여 안테나의 입력 임피던스 정합을 시켰다. 제작된 안테나는 비유전율이 4.4이고 두께가 0.8mm FR-4 기판 위에 설계/제작되었다. 측정 결과 제작된 안테나는 영차 공진 주파수 2.97 GHz에서 최대이득 3.07 dBi 효율 75 %를 나타내었다. 이러한 결과는 선행 연구에 비하여 영차 공진 안테나의 단점인 낮은 이득과 효율을 향상시킨 결과를 보였으며 안테나의 크기도 $0.22\lambda_0 \times 0.16\lambda_0$ 로 컴팩트한 형태로 구현되어졌다.

REFERENCES

- [1] 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 and Propag.*, vol. 55, pp. 868-876, March 2007.
- [2] T. Jang, J. Choi, and S. Lim, "Compact coplanar waveguide(CPW)-fed zeroth-order resonant

antennas with extended bandwidth and high efficiency on vialess single layer," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 59, pp. 363-372 Feb. 2011.

- [3] C. -P. Lai, S. -C. Chiu, H. -J. Li, and S. -Y. Chen, "Zeroth-order resonator antennas using inductor-loaded and capacitor-loaded CPWs," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 59, pp. 3448-3453, Sept. 2011.
- [4] 장영수, 최재혁, 임성준, "메타 물질을 이용하여 소형화와 주파수 가변이 가능한 영차 공진 안테나," 한국전자과학회논문지, 제21권 8호, pp. 900-904, 2010년 8월.
- [5] A. Rennings, T. Liebig, C. Caloz, and P. Waldow, "MIM CRLH series mode zeroth order resonant antenna (ZORA) implemented in LTCC technology," *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Bangkok, pp. 1-4, Dec. 2007.
- [6] I. Bahl, *Lumped elements for RF and microwave circuits*, Artech House Publishers, pp. 25-28, 2003.
- [7] C. Caloz, and T. Itoh, "Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications", John Wiley & Sons, 2006.

저 자 소 개

이 홍 민(정 회원)-교신저자
1972년 연세대학교 전기공학과 학사졸업.
1974년 연세대학교 전자공학과 석사졸업.
1990년 연세대학교 전자공학과 박사졸업.

1991년~현재 경기대학교 전자공학과 교수.

<주관심분야 : 안테나 설계 및 해석, RF 수동소자, Metamaterial>