이중 대역 주파수 가변 1/8차 소형 기판집적형 도파관 안테나

Dual-Band Frequency Reconfigurable Small Eighth-Mode
Substrate-Integrated Waveguide Antenna

강 현 성 · 임 성 준

Hyunseong Kang · Sungjoon Lim

요 약

새로운 주파수 가변 이중 대역 안테나를 제안한다. 기존의 기판집적형 도파관(SIW: Substrate-Integrated Waveguide)에 비하여 1/8 크기를 갖는, 전기적으로 작은 1/8차 기판집적형 도파관(EMSIW: Eighth-Mode Substrate-Integrated Waveguide) 공진기 구조를 이용하여 전기적으로 작은 크기의 안테나를 설계하였다. 설계한 EMSIW 안테나 표면에 상보적 분할 링 공진기(CSRR: Complementary Split Ring Resonator) 구조를 추가적으로 탑재하여 이중 대역에서 동작할 수 있게 하였다. EMSIW와 CSRR 구조는 각각 1.575 GHz(GPS), 2.4 GHz 대역(WLAN) 주파수 대역을 만족시킬 수 있어 이중 공진 특성을 만족하였다. 기본적으로 CSRR은 대역폭이 좁기 때문에 Varactor 다이오드를 탑재시켜 주파수를 2.4 GHz에서 2.5 GHz까지 연속적으로 가변할 수 있게 하였다. 그에 따라 WLAN 표준에서 사용하고 있는 채널 선택 기능 또한 구현할 수 있다. Varactor 다이오드에 따라 EMSIW의 공진은 독립적으로 고정되어 GPS 주파수 수신을 안정적으로 유지할 수 있도록 설계하였다. 결과적으로 DC 바이어스 전압을 11.4 V에서 30 V로 변경함에 따라 GPS 대역 주파수는 고정되어 있고, WLAN 대역의 공진 주파수가 2.38 GHz에서 2.5 GHz까지 연속적으로 변화한다. 시뮬레이션, 측정값 사이에 반사 손실, 방사 패턴 특성이 잘 일치함을 관찰할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we propose a new frequency reconfigurable dual-band antenna. By using an electronically compact eighth-mode substrate-integrated-waveguide(EMSIW) resonator, we have designed a compact antenna, which performs dual-band movement by additionally loading a complementary split ring resonator(CSRR) structure. The EMSIW and CSRR structures are designed to satisfy the bandwidths of 1.575 GHz(GPS) and 2.4 GHz(WLAN), respectively. We load the CSRR with a varactor diode to allow a narrow bandwidth and to enable the resonance frequency to continuously vary from 2.4 GHz to 2.5 GHz. Thus, we realize a channel selection function that is used in the WLAN standards. Irrespective of how a varactor diode moves, the EMSIW independently resonates so that the antenna maintains a fixed frequency of the GPS bandwidth even at different voltages. Consequently, as the DC bias voltage changes from 11.4 V to 30 V, the resonance frequency of the WLAN bandwidth continuously changes between 2.38 GHz and 2.5 GHz, when the DC bias voltage changes from 11.4 V to 30 V. We observe that the simulated and the measured S-parameter values and radiation patterns are in good agreement with each other.

Key words: Frequency Reconfigurable Antenna, Dual-Band Antenna, Complementary Split Ring Resonator(CSRR), Substrate Integrated Waveguide, Electrically Small Antenna

「이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임(2012R1A1A2040160).」
중앙대학교 전자전기공학부(School of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University)

• Manuscript received August 23, 2013 ; Revised November 5, 2013 ; Accepted November 27, 2013. (ID No. 20130823-06S)

• Corresponding Author : Sungjoon Lim (e-mail: sungjoon@cau.ac.kr)

I. 서 론

최근 무선 통신의 이용이 활발해지면서 다양한 주파수 스펙트럼이 사용되고 있다. 그에 따라 여러 주파수 표준을 만족시킬 수 있는 이중 대역 특성 또는 주파수 가변 특성의 소자들이 개발되고 있다^{[1]~[8]}. 특히 두 가지 대역을 항상 만족시키는 이중 대역 특성과는 달리 주파수 가변 특성은 주파수 대역을 변경할 수 있어 동시에 여러 통신은 불가능한 반면, 변경되는 주파수 대역 간에 간섭이 줄어드는 장점을 갖고 있다^{[4]~[8]}.

현재 출시되고 있는 여러 모바일 기기들에 기본적으로 탑재되고, 빈번히 사용되는 주파수 대역은 GPS를 위한 1.575 GHz 대역과 WiFi를 사용할 수 있는 WLAN 2.4 GHz 대역이다. GPS(Global Positioning System)는 1970년대 미국에서 군사 목적의 항해 시스템을 고안하며 개발되었다^[9]. GPS는 위성을 기반으로 하여 지구상에서 유저의 위치 좌표를 전송해 주는 시스템이다. 초기 개발 목적과는 달리 GPS의 범용성을 인지하여 일반 시민들에게도 공개되어, 최근 전자기기의 발전에 힘입어 많은 사람들에게 보급되고 있다. 그에 따라 많은 GPS 안테나들이 개발되어지고 있다^{[10]~[13]}. GPS는 위성통신을 기반으로 이루어지기 때문에 CP(Circular Polarization) 안테나를 사용하게 된다^{[10],[11]}. 하지만 공간상의 제약이 있는 기기에서는 LP(Linear Polarization)를 갖는 안테나도 GPS 안테나로써 사용이 가능하고^{[12],[13]}, 반사 성분이 많은 도시 환경에서는 CP와 LP의 차이가 크지 않다는 논문 결과도 발표되었다^[14].

2.4 GHz 대역 WLAN(Wireless Local Area Network)은 ISM(Industrial Scientific Medical) 대역의 하나로써 규제 없이 누구나 사용할 수 있는 대역이다. 이 또한 최근 전자기기의 발전으로 인해 널리 보급되었다. WLAN은 IEEE 802.11 표준에 의거하여 22 MHz의 대역폭을 갖는 14개의 채널로 분할하여 사용된다^[15]. 그에 따라 여러 유저가 같은 주파수 대역을 사용하여 생기는 간섭 현상을 줄일 수 있다. 표준에는 주파수 규정뿐만 아니라, 인접 채널에 대한 스펙트럼 파워의 감쇠율도 규정되어 있다. 하지만 이 기술을 완벽히 구현하기 위해 이를 만족시키는 필터가 여러 개 필요하게 되고, 그에 따라 모바일 기기에 많은 공

간이 요구된다.

1.575 GHz의 상대적으로 긴 파장을 갖는 GPS 주파수 대역을 커버하기 위하여 상당한 물리적 공간이 필요하다. 이를 줄이기 위하여 전기적으로 작은 크기를 갖는 1/8차 기판집적형 도파관(EMSIW: Eighth-Mode Substrate-Integrated Waveguide) 공진기 구조를 채택하였다. EMSIW는 기존의 SIW 구조 내부에 자계 벽이 생성되는 특성으로 인하여 소형화될 수 있었다. SIW를 자계 벽을 따라 잘려진 EMSIW는 SIW에 비해 1/8의 크기만을 갖고 있음에도 불구하고 비슷한 공진 주파수를 갖는다. 상보적 분할 링 공진기(CSRR: Complementary Split Ring Resonator)는 2.4 GHz 대역을 커버하기 위한 안테나 구조로 채택되었다. CSRR은 두 개의 슬롯 링으로 이루어져 있어 전도체 위에 쉽게 식각하여 만들 수 있는 공진기이다. 두 개의 슬롯 링은 서로 커플링을 일으켜 음의 유전율과 투자율을 구현하여 CRLH(Composite Right-Left Hand) 특성을 나타내기도 한다^[16]. 또한, 좁은 대역폭, 높은 Q factor 값을 갖는 특성이 있어 필터로써도 많이 활용되었다^{[17],[18]}. 특히 기존의 많은 CSRR이 SIW와의 결합이 용이하기 때문에 많은 논문들이 발표되었다^{[19],[20]}.

GPS 대역(1.575 GHz band)를 고정시키면서 WLAN 대역(2.4 GHz band)를 모두 커버하기 위하여 WLAN 대역에 주파수 가변 기능을 추가해야 한다. Varactor 다이오드는 전압의 변화에 따라 내부의 커패시턴스를 변화시킬 수 있다. 이런 특성으로 주파수 가변에 많이 사용된다. 본 논문에서는 5 MHz 간격으로 연속적인 주파수 튜닝을 이뤄내야 하기 때문에, Varactor 다이오드를 이용하여 연속적인 주파수 변화를 구현할 수 있다.

본 논문에서는 EMSIW 구조에 CSRR 구조를 추가함으로써 2가지의 주파수 대역을 커버할 수 있는 이중 대역 안테나를 제안하였다. EMSIW 구조를 이용함으로써 1.575 GHz의 주파수 대역에서 전기적으로 작은 사이즈를 갖게 되었다. 또한, 간단한 식각을 통하여 구현할 수 있는 CSRR 구조와 Varactor 다이오드를 사용하여 WLAN 대역의 채널별로 선택할 수 있는 특성을 구현하였다. 특히 WLAN 대역의 주파수 변화에도 불구하고, GPS 대역의 주파수 특성은 변하지 않아 안정적인 GPS 신호 수신에 가능하도록 설계하였다.

II. 안테나 설계

2-1 1/8차 기판 집적형 도파관

SIW는 도파관 캐비티를 평면 기판에 구현한 구조이다. 따라서 SIW 캐비티는 도파관 캐비티와 유사한 특성을 갖는다. 가로와 세로 폭이 각각 W, L 인 도파관의 TE₁₁₀ 모드의 E, H-field를 다음과 같이 수식적으로 나타낼 수 있다^[21].

$$E_z = E_0 \sin \frac{\pi y}{W} \sin \frac{\pi x}{L} \quad (1)$$

$$H_y = -\frac{j\beta E_0}{k\eta} \sin \frac{\pi y}{W} \cos \frac{\pi x}{L} \quad (2)$$

$$H_x = \frac{j\pi E_0}{k\eta W} \cos \frac{\pi y}{W} \sin \frac{\pi x}{L} \quad (3)$$

β, k, η 는 각각 위상 상수, 파상수, 고유 임피던스를 나타낸다.

위 식에 의거하여 필드 분포를 확인한 결과, H-field가 SIW 가운데를 중심으로 회전하는 듯한 모양의 분포를 보인다. 그림 2는 H-field의 모의 실험 결과를 보여주고 있다. 그로 인해 수직하게 SIW를 반절로 잘라 HMSIW 구조를 만들었을 때 잘린 면에서 H-field는 모두 잘린 면에 수직하게 분포하게 되고, 이는 마치 자계 벽처럼 보이게 된다. 이 자계 벽 주위의 E-field는 image theory에 의해 동위상의 필드가 반대편에 존재하는 것처럼 보이게 된다. 따라서 image theory에 의하여 반절만 남은 HMSIW(Half-Mode SIW) 구조는 기존의 SIW의 절반 크기를 갖지만, 공진 주파수를 그대로 유지할 수 있다. 이와 마찬가지로 HMSIW를 한 번 더 반절로 잘라 QMSIW(Quarter-Mode SIW)를 구현할 수 있고, 그에 따른 성능은 기존의 SIW와 크게 다르지 않다. 본 논문에서는 이를 발전시킨 EMSIW 구조를 기반으로 안테나 설계를 진행하였다. 기존의 SIW보다 1/4 크기를 갖고 있는 QMSIW 구조를 대각선으로 한 번 더 잘라 이등변 삼각형 모양의 구조를 구현할 수 있다. 이 역시 자계 벽으로 인하여 SIW, HMSIW, QMSIW와 비슷한 주파수에서 공진을 일으키고, 그 크기는 기존의

그림 1. E-field 분포에 대한 모의실험 결과. (a) SIW, (b) HMSIW, (c) QMSIW, (d) EMSIW

그림 1. Simulated results of electric field distribution. (a) SIW, (b) HMSIW, (c) QMSIW, and (d) EMSIW.

그림 2. H-field 분포에 대한 모의실험 결과. (a) SIW, (b) HMSIW, (c) QMSIW, (d) EMSIW

Fig. 2. Simulated results of magnetic field distribution. (a) SIW, (b) HMSIW, (c) QMSIW, and (d) EMSIW.

SIW에 비하여 1/8 크기를 갖고 있다. 이는 기존의 SIW로 구현할 수 있었던 구조들에 비하여 굉장히 작은 크기임을 알 수 있다. 그림 1은 SIW, HMSIW, QMSIW, EMSIW의 전기 분포를 나타내고 있다. 동축 급전의 위치에 따라

그림 3. EMSIW 안테나의 (a) 구성도와 (b) 반사 손실
Fig. 3. (a) Configuration of the EMSIW antenna and (b) return loss of the EMSIW antenna.

약간의 필드 변화가 있지만 모두 유사한 패턴을 갖고 있다.

EMSIW의 공진 주파수를 결정하기 위하여 SIW의 공진 주파수 결정 식인 식 (4)를 이용한다.

$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (4)$$

ϵ 와 μ 는 각각 SIW 구조 내부의 유전율과 투자율을 나타낸다.

W_{eff} 와 L_{eff} 는 실질적인 SIW의 가로와 세로 폭을 의미한다. 이렇게 설계된 EMSIW 구조는 구조적으로 생성되어 있는 2개의 개방면이 존재한다. 이 개방된 면은 EMSIW의 윗면과 접지면 사이가 마치 슬롯과 같이 동작하여 이 두 개의 슬롯에서 방사를 일으켜 기존의 SIW와는 다르게 안테나로써 작동할 수 있게 된다. 안테나의 급전을 위해

그림 4. 제안된 안테나의 전체 구성도. (a) 윗면, (b) 뒷면(단위: mm)

Fig. 4. Illustration of the proposed antenna. (a) top plane and (b) bottom plane(unit: mm).

여 마이크로스트립 라인 급전을 이용하였다. 코액셜 프로브를 사용하여 급전을 할 수 있었지만, 안테나 윗 면에 CSRR이 식각되기 때문에 급전 위치에 대한 자유도가 떨어지게 된다. 또한, 마이크로스트립 라인은 다른 회로와 호환성이 좋고 제작이 용이하다는 장점이 있다. 그림 3에서 볼 수 있듯이, 2개의 개방면 중 EMSIW의 OB'면으로 마이크로스트립 라인을 이용하여 급전을 하였고, 갭과 추가적인 스텝을 사용하여 매칭을 할 수 있었다. 그로 인해 EMSIW 구조로 1.575 GHz의 GPS 주파수 대역을 만족시키는 안테나를 설계할 수 있었다. 그림 4는 제안된 안테나의 모습을 보여주고 있다.

2-2 주파수 가변이 가능한 CSRR을 이용한 채널 선택 기능

2.4 GHz 대역 WLAN 표준에서는 채널 선택 기능을 통하여 사용자들의 통신 환경을 향상시켜줄 수 있다. 이 기능은 같은 공간에서 WLAN을 사용하는 유저에게 각각 채널을 분할 할당해 주어 사용자 간의 간섭 신호를 줄이는 방법이다. 그 채널은 각각 22 MHz의 대역폭을 갖고, 각 채널은 5 MHz 간격을 가지고 있다. 2.4 GHz 대역에서 연속적으로 채널을 변화시키기 위하여 가변 CSRR을 버랙터 다이오드와 결합하여 설계를 진행하였다. CSRR의 높은 Q값으로 인해 좁은 22 MHz 대역폭을 구현할 수 있었다. 또한, CSRR은 전기적으로 작은 크기를 갖기 때문

그림 5. (a) 0.3 pF의 커패시터를 설치한 CSRR이 탑재된 EMSIW 모델, (b) 0.3 pF의 커패시터의 유무에 따른 CSRR 탑재 EMSIW의 모의실험 반사 손실

Fig. 5. (a) Illustration of the CSRR-loaded EMSIW with 0.3 pF capacitor, (b) the simulated return losses of the CSRR-loaded EMSIW with and without a 0.3 pF capacitor.

에 EMSIW의 작동에 영향을 주지 않고 독립적으로 작동할 수 있다. 설계 및 제작에 용이할 수 있도록 원형 CSRR 보다는 사각형의 CSRR을 사용하여 공간의 활용도를 높이고 제작에 있어 오차를 줄일 수 있었다.

그림 3(b)에서 보여지듯이 EMSIW만이 존재할 때 약 1.66 GHz에서 공진을 일으키도록 설계를 하였다. 설계된 EMSIW에 CSRR을 식각함으로써 2.5 GHz 대역에서 한 개의 공진을 추가로 생성할 수 있었다. CSRR이 추가되면서 구조적 perturbation에 의해 EMSIW의 공진 주파수는 약간 낮아져 약 1.575 GHz에서 공진이 발생하게 되었다. 그림 5는 EMSIW-CSRR에 대한 반사 손실과 CSRR에 커

패시터를 추가하였을 경우를 비교한 모의실험 결과이다. 붉은 점선 그래프는 CSRR이 탑재된 EMSIW안테나의 반사 손실 값이다. 이 결과는 매칭은 고려되지 않았다. 그림 5(b)에서 EMSIW-CSRR 모델의 CSRR에 0.3 pF의 커패시터를 설치하여 그 결과는 갈색 실선으로 표시하였다. 그 결과를 확인한 결과, CSRR에 해당하는 주파수가 3.05 GHz에서 2.74 GHz로 낮아졌지만, 첫 번째 공진 주파수는 그대로 유지되었다. 커패시터를 탑재함에 따라 두 개의 공진 주파수가 독립적임을 확인하였다.

2-3 버랙터 다이오드 모델링과 바이어스 네트워크 설계

CSRR의 주파수 가변을 위하여 CSRR 구조의 바깥 링 가운데에 버랙터 다이오드를 탑재하였다. 버랙터 다이오드를 바깥 링에 위치시킴으로써 CSRR의 겹에서 오는 자체 커패시턴스에 추가적인 가변 값인 C_v 를 병렬로 연결해주는 것과 같은 효과를 볼 수 있다. 따라서 전체 커패시턴스의 증가로 공진 주파수가 낮아졌다. 바깥 링의 가운데 부분은 전계가 가장 강해 버랙터 다이오드의 영향이 최대화되며, 필드 특성이 대칭적으로 분포하여 안테나로 동작할 때 패턴 예측이 쉬워진다. 우리가 사용한 버랙터 다이오드는 Skyworks에서 제공하는 SMV-1430 Varactor 모델을 이용하였다. 이 버랙터 다이오드의 등가 회로 모델은 직렬 저항-인덕터-커패시터(RLC)로 나타낼 수 있다. 그 중 가장 중요한 C_v 값은 바이어스 전압을 0 V에서 30 V까지 변화를 가했을 때 1.25 pF에서 0.3 pF까지의 변화 폭을 갖고 있다. 또한, 기생 성분 중 결정적인 성분인 R 과 L 값은 각각 0.5 Ohm, 0.7 nH로써 모델링하여 EM 시뮬레이션에 반영을 하였다. Varactor 다이오드($V_f=30$ V일 때, 0.3 pF)를 설치하여 커패시턴스 값이 증가된 CSRR의 공진 주파수는 2.5 GHz로 낮아졌다.

다음 단계로, 버랙터 다이오드의 바이어스 전압을 조정하기 위하여 바이어스 네트워크를 설계하였다. 전기적으로 작은 안테나의 바이어스 네트워크 설계는 방사 성능에 영향을 미치기 때문에 매우 중요하다. 그림 6에서 보여주듯이 바이어스 네트워크는 버랙터 다이오드의 양극단을 DC적으로 분리시키기 위하여 CSRR의 바깥 링 중앙에 슬롯을 추가하였다. 추가된 슬롯은 일정 크기의 구

그림 6. 제안된 안테나의 튜닝 소자인 Varactor 다이오드와 그에 따른 바이어스 네트워크 회로의 구조적 위치($R_v=0.5 \Omega$, $C_v=0.3 \sim 1.25 \text{ pF}$, $L_v=0.7 \text{ nH}$)

Fig. 6. Varactor diode modeling with bias network circuit of the proposed antenna($R_v=0.5 \Omega$, $C_v=0.3 \sim 1.25 \text{ pF}$, $L_v=0.7 \text{ nH}$).

리 패드를 생성하였고, 이 패드를 통하여 (-) 전압이 가해진다. 하지만 CSRR이 슬롯 구조체이기 때문에 추가된 패드 주위의 슬롯이 CSRR의 공진에 큰 영향을 끼치게 된다. 따라서 CSRR의 공진에 슬롯의 영향을 최소화하기 위하여 큰 용량의 51 pF 커패시터(C1608C0G510, Eleparts, Inc.)를 슬롯의 양 옆에 부착시켰다. 51 pF의 capacitor는 해당 주파수인 2.4 GHz 대역에서 단락된 것과 비슷한 임피던스 값을 갖고 있어, 슬롯이 CSRR에 미치는 영향을 최소화할 수 있었다. 접지면에는 인덕터(CI-B1608-101K, Eleparts, Inc.)와 저항(R1005G, Any Vendor, Inc.)을 시리스로 연결시켜 각각 RF choke(RFC)와 전류 제한 저항(CLR)으로써 작동한다. 하지만 안테나로써 동작하는 EMSIW의 위면 구조에 변화를 줄 경우, 성능 변화가 발생하여 접지면에 인덕터와 저항을 추가적으로 설치하고, 그 끝을 위면의 구리 패드와 은 비아를 통하여 연결시켰다. 그림 6에서 볼 수 있듯이 DC (+)는 안테나 위면에 가해지게 되고, DC (-)는 접지면의 격리된 바이어스 회로 끝단에 부착된 도선으로부터 인가된다. 따라서 추가적 공간 없이도 벡터 다이오드의 양단의 DC 전압을 조정할 수 있게 설

그림 7. 제안된 CSRR이 탑재된 EMSIW 주파수 가변 안테나의 제작된 prototype

Fig. 7. Picture of the proposed frequency reconfigurable CSRR-loaded EMSIW prototype.

그림 8. Varactor 다이오드가 0.31~0.46 pF(측정 환경에서는 30~11.4 V)로 변화함에 따라 변경되는 모의실험, 측정 반사 손실 결과 비교

그림 8. Simulated and measured return losses at different capacitance(0.31~0.46 pF for EM simulation which corresponds to 30~11.4 V for measurement).

계하였다.

III. 결 과

그림 7은 제안된 안테나의 실제 제작된 사진이다. 모든 제작 과정은 1.575 mm의 두께를 갖는 Rogers/Duroid 5880를 기반으로 이루어졌고, 기판의 특성은 유전율 2.2, 기판 손실률 0.0009의 특성을 갖는다. 안테나에 DC (+) 전압과 RF 신호를 함께 인가하기 위하여 Bias Tee(Gigalane, Inc)를 사용하였다. 그림 7(b)에서 볼 수 있듯이 아래면의 분리된 공간으로 DC (-) 전압을 인가해 준다. 그림 8은 제

안된 안테나의 측정된 반사 손실 값을 보여주고 있다. 그림 8은 GPS 대역 1.575 GHz와 2.4 GHz 대역의 반사 손실 특성이다. 1.575 GHz 대역에서 시뮬레이션 결과보다 주파수가 약간 이동했지만, 모든 경우에서 1.574 GHz에서 1.582 GHz까지 10 dB 조건을 만족시킨다. 목표 주파수 대역(1,575 MHz $\pm$ 1 MHz)에 대한 10 dB 대역폭 조건을 만족함을 확인했다. 또한, 버랙터 다이오드에 인가하는 전압의 변화에 따라 많이 변하지 않고 고정된 모습을 볼 수 있었다. 전압의 변화에 따른 2.4 GHz 대역의 변화는 다음과 같다. 전압을 11.4 V에서 30 V까지 변화시켰을 때, 즉 버랙터 다이오드의 커패시턴스 값이 0.47 pF에서 0.31 pF까지 변경되었을 때, 공진 주파수가 2.38 GHz에서 2.5 GHz까지 변화하는 것을 확인하였다. 전압의 변화를 통해 총 2.375 GHz에서 2.51 GHz까지의 10 dB 대역폭을 갖는

것을 확인하였다. 또한, 모든 공진 주파수에서 17 MHz이상의 10 dB 대역폭을 갖고 있었다. 그림 9는 제작된 안테나의 모의실험 및 측정 이득 패턴의 모습이다. 그림 9(a)는 1.575 GHz에서 EMSIW의 이득 패턴이고, (b), (c), (d), (e)는 바이어스 DC 전압에 따라 2.38 GHz, 2.42 GHz, 2.47 GHz, 2.5 GHz로 변화하는 CSRR의 이득 패턴을 나타내었다. 모든 측정된 주파수에서 이득 패턴은 시뮬레이션 결과와 상당히 유사한 결과를 보였다. 최대 이득 값은 1.575 GHz에서 약 0.11 dBi이고, 2.4 GHz 대역에서는 역 바이어스 전압인 V_f 이 24.5 V인 경우 -0.6 dBi로 측정되었다. 전압에 따라 최대 이득 값은 -0.6 dBi에서 -3 dBi로까지 약간씩 변경되었다. EMSIW 안테나로부터 방사되는 1.575 GHz의 최대 이득은 0.11 dBi이다. 기본적으로 낮은 주파수 때문에 방향성이 낮을 뿐더러 추가적으로 식각된

그림 9. x-z 평면에서의 모의실험 및 측정된 이득 패턴 결과. (a) 1.575 GHz, (b) 2.38 GHz(모의실험을 위한 $C_v=0.46$ pF, 측정을 위한 $V_f=11.4$ V), (c) 2.42 GHz($C_v=0.41$ pF, $V_f=17.2$ V), (d) 2.47 GHz($C_v=0.36$ pF, $V_f=24.5$ V), (e) 2.5 GHz($C_v=0.31$ pF, $V_f=30$ V)

그림 9. Simulated and measured gain patterns in x-z plane. (a) 1.575 GHz, (b) 2.38 GHz($C_v=0.46$ pF for simulation, $V_f=11.4$ V for measurement), (c) 2.42 GHz($C_v=0.41$ pF for simulation, $V_f=17.2$ V for measurement), (d) 2.47 GHz($C_v=0.36$ pF for simulation, $V_f=24.5$ V for measurement), and (e) 2.5 GHz($C_v=0.31$ pF for simulation, $V_f=30$ V for measurement).

CSRR로 인한 구조적 perturbation으로 인해 안테나의 효율이 낮아졌다. 또한, CSRR 구조는 기본적으로 높지 않은 이득을 갖는 구조이고, 제안된 안테나에서는 저항 성분이 포함되어 있는 Varactor 다이오드와 바이어스 회로를 사용하여 이득이 다소 줄어들었다. 실제 적용 시 추가적인 이득 값이 필요할 경우 RFIC 칩에 포함되어 있는 증폭기를 통하여 보상할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 EMSIW와 가변 가능한 CSRR을 이용하여 새로운 이중 대역 주파수 가변 안테나를 제안하였다. 제안된 안테나는 EMSIW 구조를 사용하였기 때문에 GPS 주파수 대역에서 상당히 작은 크기로 구현되었다. 또한, CSRR을 사용하여 2.4 GHz WLAN 대역을 만족하도록 설계되었다. 특히, 채널 선택기능이 요구되는 2.4 GHz 대역을 위해 연속적으로 공진 주파수를 가변할 수 있도록 설계하였다. 전기적으로 작은 EMSIW 공진기를 이용하여 낮은 주파수 대역인 1.575 GHz 대역(L_1)에서 공진할 수 있으며, CSRR 구조를 추가하여 높은 주파수 대역인 2.4 GHz 대역에서 공진하도록 하였다. 벡터 다이오드의 인가 전압을 11.4 V에서 30 V로 변화시킴에 따라 공진 주파수를 2.38~2.5 GHz로 가변할 수 있었다. 최대 이득 값은 1.575 GHz에선 0.11 dBi, 2.47 GHz에서는 -0.6 dBi로 관측되었다. 제안된 안테나는 휴대용 통신기기에서 GPS와 WIFI 대역을 동시에 지원하는 안테나로써 응용될 수 있다.

References

- [1] L. I. Basilio, R. L. Chen, J. T. Williams, and D. R. Jackson, "A new planar dual-band GPS antenna designed for reduced susceptibility to low-angle multipath", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 8, pp. 2358-2366, Aug. 2007.
- [2] Y. Ding, K. W. Leung, "On the dual-band DRA-slot hybrid antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 3, pp. 624-630, Mar. 2009.
- [3] R. K. Raj, M. Joseph, C. K. Aanandan, K. Vasudevan, and P. Mohanan, "A new compact microstrip-fed dual-band coplanar antenna for WLAN applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 12, pp. 3755-3762, Dec. 2006.
- [4] N. Behdad, K. Sarabandi, "A varactor tuned dual-band slot antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 1, pp. 401-408, Jan. 2006.
- [5] Z. H. Hu, C. T. P. Song, J. Kelly, P. S. Hall, and P. Gardner, "Wide tunable dual-band reconfigurable antenna", *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 22, pp. 1109-1110, Oct. 2009.
- [6] J. H. Lim, G. T. Back, Y. I. Ko, C. W. Song, and T. Y. Yun, "A reconfigurable PIFA using a switchable PIN-diode and a fine-tuning varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2404-2411, Jul. 2010.
- [7] N. Behdad, K. Sarabadi, "Dual-band reconfigurable antenna with a very wide tunability range", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 409-416, Feb. 2006.
- [8] S. Zhu, D. G. Holtby, K. L. Ford, and A. Tennant, "Compact low frequency varactor loaded tunable SRR antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 2301-2304, Apr. 2013.
- [9] B. W. Parkinson, J. J. Spilker, Jr., P. Axelrad, and P. Enge, "Global positioning system: Theory and applications", *Amer. Institute Astronautics Aeronautics*, vol. I, pp. 3-11, 1996, 3rd Ed.
- [10] W. I. Son, W. G. Lim, M. Q. Lee, S. B. Min, and J. W. Yu, "Design of compact quadruple inverted-F antenna with circular polarization for GPS receiver", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1503-1510, May 2010.
- [11] H. M. Chen, Y. K. Wang, Y. F. Lin, and S. C. Pan, "Microstrip-fed circularly polarized square-ring patch antenna for GPS application", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, pp. 1264-1267, Apr. 2009.
- [12] A. A. Serra, P. Nepa, G. Manara, and R. Massini, "A low-profile linearly polarized 3D PIFA for handheld

- GPS terminals", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1060-1066, Apr. 2010.
- [13] R. Li, B. Pan, J. Laskar, and M. M. Tentzeris, "A compact broadband planar antenna for GPS, DCS-1800, IMT-2000, and WLAN applications", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 25-27, 2007.
- [14] V. Pathak, S. Thornwall, M. Krier, and S. Rowson, "Mobile handset system performance comparison of a linearly polarized GPS internal antenna with a circularly polarized antenna", in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, 2003, vol. 3, pp. 666-669.
- [15] IEEE 802.11 standard: Wireless LANs [online]. <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.11.html>
- [16] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. G. García, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1451-1461, Apr. 2005.
- [17] F. Aznar, A. Velez, J. Bonache, and J. Menes, "Compact lowpass filters with very sharp transition bands based on open complementary split ring resonators", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 6, pp. 316-317, Mar. 2009.
- [18] J. Bonache, I. Hil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, "Novel microstrip bandpass filters based on complementary split-ring resonators", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 265-271, Jan. 2006.
- [19] L. S. Wu, X. L. Zhou, Q. F. Wei, and W. Y. Yin, "An extended doublet substrate integrated waveguide(SIW) bandpass filter with a complementary split ring resonator(CSRR)", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 777-779, Dec. 2009.
- [20] H. Zhang, Y. Q. Li, X. Chen, Y. Q. Fu, and N. C. Yuan, "Design of circular/dual-frequency linear polarization antennas based on the anisotropic complementary split ring resonator", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 3352-3355, Oct. 2009.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Ed. Hoboken, NJ: Wiley, Ch. 6.3, 2005.

강 현 성

2012년 2월: 중앙대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2012년 3월~현재: 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
 [주 관심분야] 소형 안테나, 재구성 안테나

임 성 준

2002년 2월: 연세대학교 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 부교수
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 및 안테나