

MZR을 이용한 2.4 GHz WiFi 대역 소형 단말기 안테나 설계

Design of Miniaturization Terminal Antenna for 2.4 GHz WiFi Band with MZR

이 영 훈*★

Young-Hun Lee*★

Abstract

In this paper, we implemented an on-board miniaturization antenna operating 2.4 GHz using MZR(Mu Zero Resonator). It must be operating under the constraint that the size of the small terminal PCB should be $78 \times 38 \times 0.8$ mm³ and the size of the system should be $63 \times 38 \times 0.8$ mm³ and the size of the radiating part should be $15 \times 38 \times 0.8$ mm³. The feeding structure uses a CPW structure for stable feeding and a feeding point at the upper left of the system board. A magnetic field coupling structure is used for coupling the feeding part and the antenna. The resonance frequency of the MZR is determined by the series inductance and capacitance of the cell, so the gap between the cells, the length of the cell, the length of the interdigital capacitor, and the spacing between the radiation part and the ground plane are analyzed. The antenna was designed and fabricated using the results. The total size of the antenna including the feed structure is $20.8 \times 9.0 \times 0.8$ mm³, and the electrical length is $0.1664 \lambda_0 \times 0.072 \lambda_0 \times 0.0064 \lambda_0$. The measurement result for 10 dB bandwidth, gain and directivity are 440 MHz(18.3%), 0.4405 dB, and 2.722 dB respectively. It is confirmed that the radiation pattern has omnidirectional characteristics and it can be applied to ultra small terminal antenna.

요 약

본 논문에서는 MZR을 사용하여 2.4GHz WiFi대역에서 동작하는 온 보드(on-board) 초소형 안테나를 구현하였다. 설계한 안테나는 소형 단말기 PCB의 크기가 $78 \times 38 \times 0.8$ mm³이며, 시스템의 크기는 $63 \times 38 \times 0.8$ mm³이고, 방사부의 크기는 $15 \times 38 \times 0.8$ mm³ 인 제한조건에서 동작하는 초소형 안테나를 구현하였다. 급전구조는 시스템 보드의 좌측 상단에 급전 점을 설정하고, 안정적인 급전을 위해 CPW구조를 사용하였고, 급전부와 안테나의 결합은 자계결합구조를 사용하였다. MZR의 공진주파수는 직렬 커패시터와 셀의 인덕턴스에 의해서 결정됨으로 셀 사이의 갭, 셀의 길이, 인터디지털(interdigital) 커패시터의 길이, 방사부와 접지면의 간격에 대하여 분석하였으며, 그 결과를 사용하여 안테나를 설계 제작하였다. 제작한 안테나는 급전구조를 포함한 안테나의 전체크기는 $20.8 \times 9.0 \times 0.8$ mm³이며, 전기적인 길이는 $0.1664 \lambda_0 \times 0.072 \lambda_0 \times 0.0064 \lambda_0$ 이다. 측정결과 10 dB 대역폭, 이득과 방향성은 각각 440 MHz(18.3%), 0.4405 dB, 2.722 dB이다. 방사패턴은 전 방향 특성을 가지고 있음을 확인하였으며, 초소형 단말기 안테나에 적용할 수 있음을 확인하였다.

Key words : MZR, ZOR, on-board, CRLH, EZR, metamaterial, miniaturization antenna

* School of Electronics Engineering, Kumoh National Institute of Technology

★ Corresponding author

E-mail : radiolee@kumoh.ac.kr, Tel : +82-54-478-7505

※ Acknowledgement

This paper was supported by the Professor Research Year Funds of Kumoh National Institute of Technology.

Manuscript received Jan. 29, 2019; revised Feb. 15, 2019; accepted Feb. 24, 2019.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

I. 서론

다양한 휴대용 무선기기를 사용함으로써 RF 특성의 개선을 위해 효율이 우수하면서 소형인 안테나가 필요하게 되었고, 그로 인하여 안테나 소형화 기술은 매력적이면서 현재도 꾸준한 연구가 진행되고 있다. 안테나 소형화에 관한 연구는 초고속 통신의 도입[1], 마이크로파 신호의 의료 응용[2], 원격 진료용 착용식 안테나(wearable antenna)[3], 인터넷 접속을 위한 단거리 통신[4] 등에서 중요한 연구 분야이다. 특히 시스템 설계자 측면에서 보면 소형 안테나 구조를 이용한 시스템 설계는 아주 좋은 생각이지만, 한편으로 안테나 설계자 입장에서 보면 안테나의 소형화, 넓은 동작 대역폭(BW) 및 단일 방사 특성 등을 포함한 모든 필수 기준을 충족시키는 것은 매우 어려운 상황이다. 이것은 안테나 크기와 방사 특성은 상호 보완적인 특성에 의한 이론적인 한계 때문이다. 이러한 제한요소의 원인은 주로 안테나의 품질 계수(Quality factor)에 의한 것이며, 선형 편파 안테나의 경우 대역폭은 안테나 크기에 반비례하는 특성에 의한 것이다. 따라서 안테나 크기를 줄임으로써 품질 계수가 증가하고 반면에 안테나의 대역폭이 감소하게 된다[5].

이러한 이론적인 문제점을 극복하기 위해, 최근에는 메타 물질 구조가 제안되었다[6]-[9]. NRI(Negative Refractive Index) 혹은 CRLH(Composite Right Left Handed) 전송선로라고 불리는 이들 구조는 직렬 커패시턴스와 병렬 인덕턴스를 전송선로와 안테나 방사부에 부가함으로써 구현할 수 있다. 이러한 방법으로 구현한 안테나는 기존의 전송선로에서 얻을 수 없는 후방파 전송(Backward wave propagation), 길이에 관계없이 공진하는 영 전송(Zero propagation) 특성을 이용함으로써 안테나 소형화, 공진특성 및 방사특성 등을 변경 및 개선할 수 있다. 따라서 안테나 공진점이 안테나 크기에 관계 없이 공진할 수 있고, 이 기술을 이용한 다양한 안테나가 제안되었고, 안테나의 소형화 구현에 적용되고 있다[10]-[12]. 그러나 이러한 안테나를 연구한 결과, 안테나의 중요한 특성인 낮은 이득과 효율, 좁은 대역폭 등에서 단점이 드러났으며[12], 이러한 단점을 극복하기 위해, 메타물질(metamaterial) 안테나에 반사기를 사용하여 안테나 특성 개선을 위한 노력을 하고 있다[13].

특히 안테나 소형화는 CRLH 메타물질(metamaterial)의 특성 중에서 무한과장을 갖는 ZOR(Zero order resonator)을 사용하고 있다. 이러한 개념을 사용하여 병렬 인덕턴스만을 사용하여 영차공진모드를 사용한 EZR(Epsilon Zero Resonator)과 직렬 커패시턴스만을 사용한 MZR(Mu Zero Resonator)을 사용하여 구현할 수 있다. 이러한 ZOR(Zero Order Resonator)은 공진주파수가 안테나의 크기에 영향을 받지 않으므로써 매우 작은 안테나 구현이 가능하고, 또한 접지면과 안테나 사이에 균일한 전계가 형성됨으로써 외부의 영향을 받지 않는 안테나 구현이 가능한 장점을 가지고 있어서 안테나의 방사패턴은 전방향 특성을 갖는다[13]-[17].

본 논문에서는 소형 단말기 PCB의 크기는 $78 \times 38 \times 0.8$ mm, 시스템의 크기는 $63 \times 38 \times 0.8$ mm, 방사부의 크기는 $15 \times 38 \times 0.8$ mm, 기판은 FR4를 사용하여 크기의 제한조건을 가진 2.4 GHz WiFi 대역에서 동작하는 온 보드(On-board) 초소형 안테나를 구현하였다. 급전구조는 시스템 보드의 좌측상단에 급전점을 설정하고, 시스템에 안정적인 급전을 위해 CPW구조를 사용하였고, 급전부와 안테나의 결합은 자계 결합구조를 사용하였다. MZR 구조에서 경계면 단락은 회로의 간단한 구현을 위해 스트립 선로를 사용하였다[13]. 이러한 제한조건을 고려하여 안테나를 설계하였으며, 이론의 타당성을 증명하기 위해 안테나를 제작하고 실험하였다.

논문 구성은 본론에서 MZR 단일셀 구성과 단위셀의 분석, 제한조건을 적용하여 소형 단말기에서 구현이 가능한 MZR 안테나 특성을 분석하여 2.45 GHz WiFi 대역에서 동작하는 초소형 온 보드(On-board) 안테나를 설계 및 제작하고, 실험을 통하여 본 논문의 객관성을 증명할 수 있도록 구성하였고, 마지막에서는 본 논문의 결론을 제시하였다.

II. 본론

1. MZR 단위셀

그림 1에서는 전송선로에 직렬 커패시터를 삽입한 MZR 단일셀의 전송선로 모델이며, 분포정수 회로소자를 집중정수 회로소자로 구현하면 그림 1과 같이 표현하며, 경계 조건을 적용하면 그림 1의 분산은[13]

$$\cos(\beta d) = \cos(\theta) + \left(\frac{1}{2\omega C_0 Z_0}\right) \sin(\theta) \quad (1)$$

와 같이 유도할 수 있다. 여기서 θ 는 전송선로의 전기적인 길이이며, $\theta = \omega \sqrt{L_R C_0} d$ 이다.

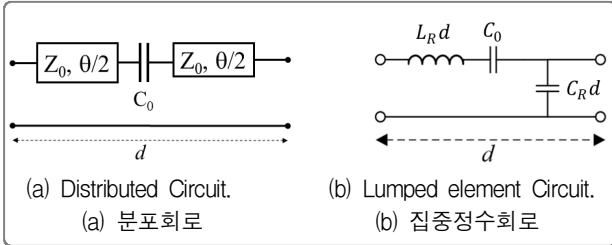


Fig. 1. Transmission Model of MZR Unit Cell.

그림 1. MZR 단일 셀의 전송선로 모델

여기서 직렬 인덕터의 크기를 무한하다고 가정하면, 단일 셀의 길이가 매우 작은($\theta \ll 1$) 것으로 가정하면 식 (1)은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\cos(\beta d) = 1 - \frac{1}{2} \left(\omega^2 L_R C_R d^2 - \frac{C_R d}{C_0} \right) \quad (2)$$

여기서 C_0 는 직렬부하 커패시터이고, C_R , L_R 은 전송선로의 단위길이당 커패시터와 인덕터이고, β 는 전파상수이고, Z_0 는 전송선로의 특성임피던스이다. 셀의 크기가 무한히 작다고 가정함으로써 MZR의 전파상수는 다음과 같다[12], [13], [16], [17], [18].

$$\beta_{MNG} = \omega \sqrt{\left[L_R - \frac{1}{\omega^2 C_0 d} \right] C_R} \quad (3)$$

식 (3)을 분석하면 임의의 주파수에서 전파상수가 영의 값을 가질 수 있음을 직관적으로 알 수 있다. 즉 직렬로 삽입한 C_0 와 전송선로의 직렬 인덕턴스를 조합함으로써 전파상수가 영인 공진 조건을 얻을 수 있으며, 이를 영차공진(Zeroth Order Resonance)이라 한다. 따라서 MZR 전송선로 공진이 발생하는 조건은 다음과 같이 표현할 수 있다 [12], [13].

$$\beta_{MNG} d = \frac{n\pi}{N} : n = 0, 1, 2, 3, 4 \dots (N-1) \quad (4)$$

여기서 N은 셀의 개수이며, 따라서 정모드(positive mode)에서 공진기의 공진점을 구할 수 있다.

MZR 공진주파수는 일반 전송선로의 종단을 개방, 또는 단락조건을 이용한다[14]. 우선 전송선로의 종단이 개방되면 입력임피던스는

$$\begin{aligned} Z_{in} &= -jZ_0 \cot(\beta d^{\beta \rightarrow 0}) \\ &= -jZ_0 \frac{1}{\beta d} = j \sqrt{\frac{Z}{Y}} \left(\frac{1}{-j \sqrt{ZY}} \right) \frac{1}{N} = \frac{1}{NY} \end{aligned} \quad (5)$$

이고, 단락된 조건에서 입력 임피던스는

$$\begin{aligned} Z_{in} &= jZ_0 \tan(\beta d^{\beta \rightarrow 0}) \\ &= jZ_0 \beta d = j \sqrt{\frac{Z}{Y}} (-j \sqrt{ZY}) N = NZ \end{aligned} \quad (6)$$

이다. 이 조건을 그림 1에서 제시한 집중소자를 적용하면 (5)-(6)은 다음과 같이 유도된다.

부하 개방조건일 때 입력 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega N C_R} \quad (7)$$

이고, 부하 단락 조건일 때 입력 임피던스는

$$Z_{in} = j\omega N L_H + \frac{N}{j\omega C_0} \quad (8)$$

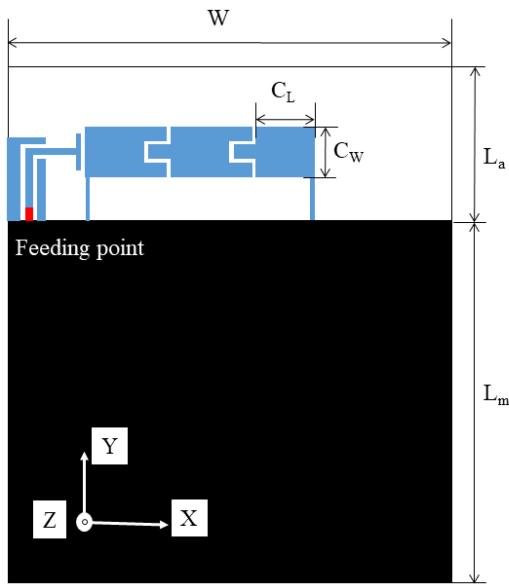
이 된다. MZR 공진주파수는 (8)을 사용하여 구하면

$$\omega_{MZR} = \omega_M = \frac{1}{\sqrt{L_R C_0}} \quad (9)$$

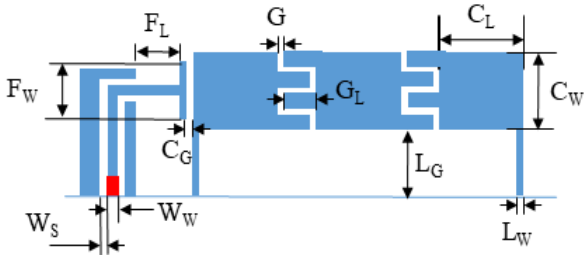
이다. 따라서 영차공진인 경우에 공진주파수는 공진기의 길이와 무관함을 확인할 수 있다[13], [17], [18].

2. 2개의 MZR을 사용한 소형 안테나 특성

그림 2(a)에서 시스템 영역 크기는 $W=38$ mm, L_m 은 63 mm, 방사부 크기인 L_a 는 15 mm이며, PCB 기판은 상대 유전율이 4.4, 두께가 0.8 mm인 제한조건에서 2.45 GHz WiFi 대역에서 공진하는 소형 안테나를 구현하였다. 그림 2(b)에서 안테나 구조는 2개의 MZR 셀을 사용하였으며, 급전은 일반적으로 정합(matching)을 위해 급전선은 $0.25\lambda_g$ 를 사용하고 있으나 본 단말기의 제한조건으로 인하여 CPW의 크기는 11 mm, $F_L=2.5$ mm로 설정하고 분석하였다. MZR 셀 구현을 위한 방사부의 양면 단락은 스트립선로를 사용하였으며, 선로 폭 L_w 은 0.1 mm로 설정하였다.



(a) Proposed miniaturization antenna structure diagram.
(a) 제안한 소형 안테나 구조도

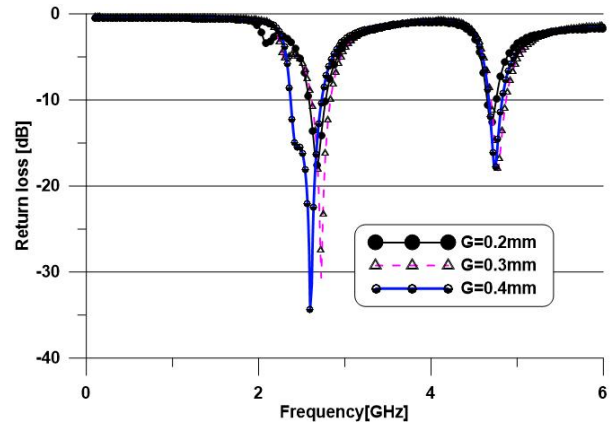


(b) Radiating structure diagram for proposed miniaturization antenna.
(b) 제안한 소형 안테나의 방사부의 구조도

Fig. 2. Proposed antenna with 2 MZR cells.
그림 2. 2개의 MZR 셀을 갖는 안테나

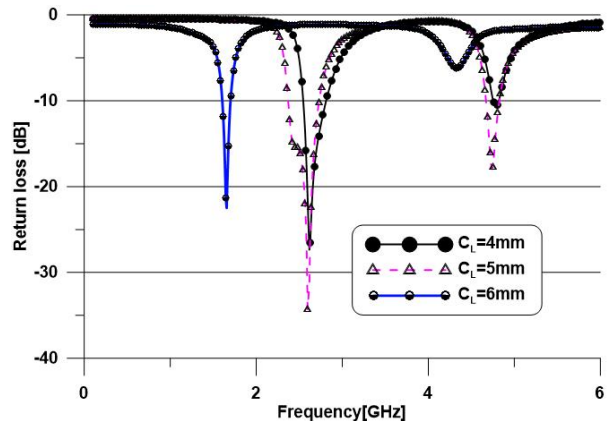
식(9)에 의하면 MZR의 공진주파수는 직렬 커패시터 C_0 와 셀의 인덕턴스 L_R 에 의해서 결정됨을 알 수 있다. 즉 직렬 커패시터는 셀의 폭과 인터디지털의 구조에 의해서 형성되며, 인덕턴스는 선로의 폭과 길이에 의해서 결정됨으로 안테나 소형화 설계를 위해 위의 두 개의 조건에 의해 공진주파수를 결정된다. 따라서 본 논문에서는 직렬 커패시터와 직렬 인덕턴스의 변화를 가져올 수 있는 셀 사이의 갭, 셀의 길이, 인터 디지털(interdigital) 커패시터의 길이, 방사부와 접지면의 간격에 대하여 분석하였으며, 분석의 결과는 그림 3과 같다. 그림 3(a)는 C_W 는 5 mm, L_G 는 8 mm, C_L 은 2 mm, G_L 은 2 mm일 때 셀 사이 간격의 변화에 따른 반사손실을 나타내고 있다. 셀 간격 G 가 0.2 mm, 0.3 mm, 0.4 mm일 때 각각 최대 반사손실이 발생하는 공진주파수가 2.6865 GHz, 2.7261 GHz, 2.6072 GHz로

감소하였으며, 또한 반사손실이 개선 되었으며, 이것은 커패시턴스를 형성하는 간격이 증가함으로써 C_0 가 감소함을 의미한다.



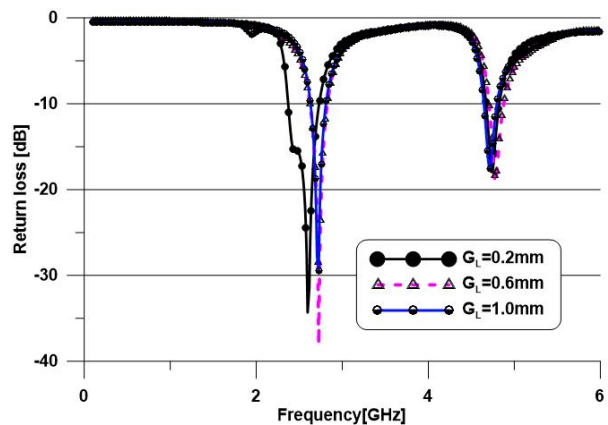
(a) Simulated return loss characteristics for varying distances of gap between cells.

(a) 셀 사이 간격의 변화에 의한 반사손실 특성



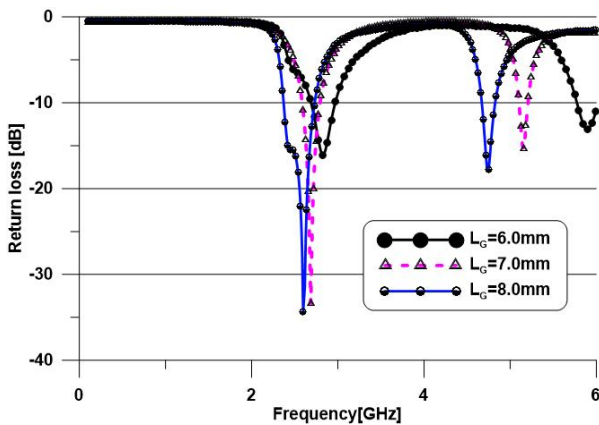
(b) Simulated return loss characteristics for varying lengths of cell.

(b) 셀의 길이 변화에 따른 반사손실 특성



(c) Simulated return loss characteristics for varying lengths of interdigital.

(c) 인터디지털(interdigital) 길이 변화에 따른 반사손실 특성



(d) Simulated return loss characteristics for varying lengths between ground plane and radiator.

(d) 접지면과 방사부의 간격에 따른 반사손실 특성

Fig. 3. Simulated return loss characteristics for MZR cell structures.

그림 3. 셀의 구조에 따른 반사손실 특성

그림 3(b)는 그림 3(a)의 조건에서 G 를 0.4 mm로 설정하고, 셀의 길이 C_L 을 4 mm, 5 mm, 6 mm로 변화시켰을 때 각각 최대 반사손실이 발생하는 공진주파수가 2.6171 GHz, 2.6072 GHz, 1.6559 GHz로 감소하였고, 또한 반사손실과 대역폭이 변화됨을 확인할 수 있으며, 이것은 셀의 길이가 증가함으로 L_R 이 증가로 인한 결과이다. 그림 3(c)는 그림 3(a)의 조건에서 G 를 0.4 mm로 설정하고, 인터디지털(interdigital)의 길이 G_L 을 0.2 mm, 0.6 mm, 1 mm로 변화시켰을 때 각각 최대 반사손실이 발생하는 공진주파수가 2.6072 GHz, 2.7221 GHz, 2.7162 GHz로 증가하였다. 이것은 인터디지털(interdigital)의 길이가 증가함으로써 생성되는 인덕턴스와 커패시터의 상쇄로 인하여 공진주파수의 변화가 크게 변화하지 않았다. 그림 3(d)는 그림 3(a)의 조건에서 G 를 0.4mm로 설정하고, 접지면과 방사부의 간격 길이 L_G 를 6 mm, 7 mm, 8 mm로 변화시켰을 때 각각 최대 반사손실이 발생하는 공진주파수가 2.8252 GHz, 2.6865 GHz, 2.6072 GHz로 감소하였으며, 반사손실과 대역폭 변화를 가져왔다. 이것은 접지면과 방사부의 길이가 증가함으로써 급전선의 길이가 증가함으로 입력 임피던스가 변화됨으로써 공진주파수가 변화하였다. 그림 3의 결과로부터 유추할 수 있는 것은 C_0 , L_R 에 따라서 안테나의 공진주파수가 변화하는 결과를 얻었다. 따라서 공진기의 폭과 인터디지털(interdigital)

에 의해서 커패시턴스와 인덕턴스가 결정되고, 이로 인하여 안테나의 공진주파수를 결정할 수 있다.

3. 초소형 안테나 설계 제작 및 실험

앞에서 본 논문에서 제안한 2개의 MZR 셀로 형성한 안테나 셀 구조에서 갭과 셀의 길이, 인터디지털(interdigital) 길이, 방사부와 접지면 사이의 길이에 따른 안테나의 중요한 특성인 공진주파수, 반사손실 특성 및 정합(matching)의 개선 정도에 대하여 분석하였다.

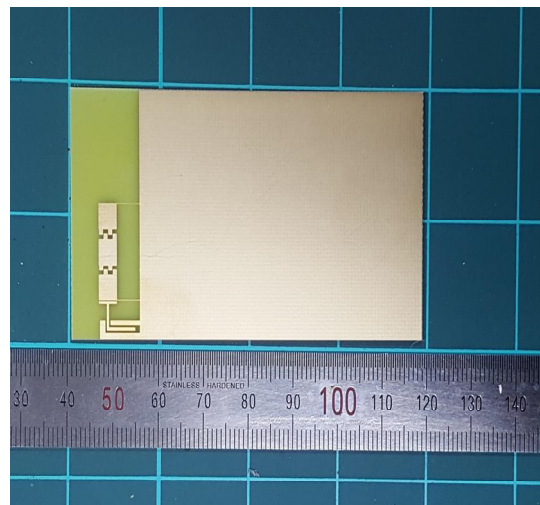


Fig. 4. Photograph of the proposed antenna.

그림 4. 제작한 안테나 사진

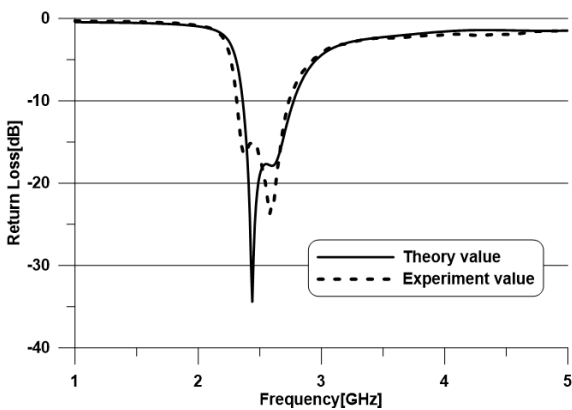
Table 1. Design parameters of the proposed antenna.

표 1. 제안한 안테나의 설계값(unit : mm)

Parameters	Quantity	Parameters	Quantity
C_L	4.0	L_W	0.1
C_W	4.0	F_L	2.5
G	0.6	C_G	0.1
G_L	0.8	F_W	4.0
L_G	5.0	W_S	0.3
W_W	0.5		

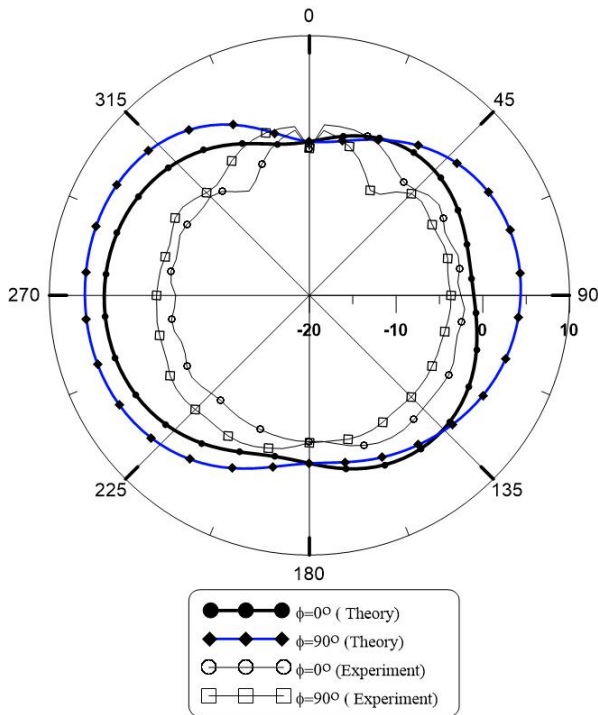
이들에 대한 분석 자료를 활용하여 단말기의 크기는 78×38×0.8 mm³, 시스템의 크기는 63×38×0.8 mm³, 방사부의 크기는 15×38×0.8 mm³, 기판은 두께가 0.8 mm인 FR4를 사용하는 조건에서 2.4GHz WiFi대역에서 동작하는 MZR을 사용하여 온 보드(On-board) 초소형 안테나를 구현하였다. 급전 구조는 시스템

보드의 좌측상단에 설정하여 안테나를 설계 제작 하였으며, 제작한 안테나는 그림 4와 같다. 급전구조를 포함한 안테나의 전체크기는 $20.8 \times 9.0 \times 0.8 \text{ mm}^3$ 이며, 전기적인 길이로 환산하면 $0.1664\lambda_0 \times 0.072\lambda_0 \times 0.0064\lambda_0$ 이다. 그림 4는 본 논문에서 제안한 이론을 기반으로 하여 제작한 안테나이다. 표 1은 그림 2(b)에서 제시한 설계 파라미터에 대한 값이다. 급전부의 임피던스는 50Ω 로 설정하였으며, CPW의 임피던스가 시스템의 입력임피던스와 같도록 설계하였다.



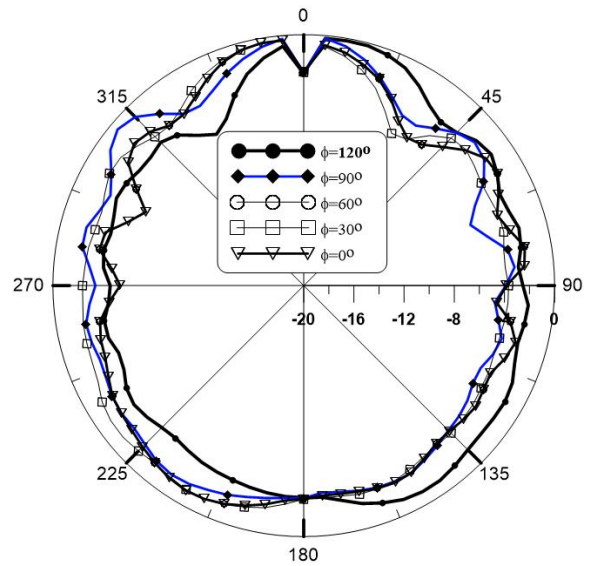
(a)

(a) Return loss measurement value of the proposed antenna.
(a) 제작한 안테나의 반사손실 측정값



(b) Comparison between theory value and experiment value at $\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$.

(b) $\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$ 에서 이론값과 실험값의 비교



(c) Measurement values of radiation pattern at $\phi = 0^\circ \sim 120^\circ$.

(c) $\phi = 0^\circ \sim 120^\circ$ 에서 방사패턴의 측정값

Fig. 5. Measurement values of return loss and radiation pattern of the proposed antenna.

그림 5. 제안한 안테나의 반사손실과 방사 패턴의 측정값

Table 2. Comparisons for theory and measurement results of the proposed antenna.

표 2. 제안한 안테나의 이론값과 실험값 특성 비교

Item	Theory value	Experiment value
Band width	2.3595~2.7757 GHz 0.4162 GHz(17.3 %)	2.3116~2.7521 GHz 0.4405 GHz(18.3 %)
Gain	5.9197 dB	0.377802 dB
Directivity	3.8992 dB	2.72213 dB

제작한 안테나 특성은 구미에 있는 구미전자정보기술원에서 측정하였으며, Rohde & Schwarz 회로망 분석기(모델명 : ZVA40)와 방사패턴 측정기(모델명 : OTA)를 사용하여 제작한 안테나의 반사손실과 방사특성을 각각 측정하였으며, 측정결과는 그림 5와 같으며, 표 2에서 안테나 측정항목에 대한 이론값과 실험값을 제시하였다.

그림 5(a)는 제작한 안테나의 반사손실 측정값이며, 그림 5(b)는 2.4GHz에서 방사패턴 측정값이며, 각각 이론값과 실험값을 비교하였다. 그림 5(a)의 반사손실 결과로부터 공진점은 이론값과 실험값은 동일함을 확인하였다. 실험결과 10 dB 대역폭과 이득은 각각 440.05 MHz(18.3 %), 0.4405 dB이다. 그림 5(b)는 방위각이 0° 와 90° 에서 이론값과 실험값이며, 그림 5(c)는 방위각이 0° 에서 120° 까지 변화를 주었을 때 방사패턴이다. 분석결과 제작한

안테나의 이론값과 실험값의 오차는 2.4GHz에서 대역폭, 이득과 방향성은 30 MHz, 5.6 dB, 1.1dB로 나타났다. 특히 대역폭과 방향성은 오차가 적었지만 반면에 이득에서는 많은 오차가 발생하였다. 이것의 오차의 원인은 시뮬레이션에서 케이블 손실을 고려하지 않았으나 측정에서는 케이블 손실이 포함된 점과 안테나 제작상의 오차 및 측정오차에 기인한 것으로 추정된다. 즉 측정을 위해 동축케이블이 약 80 mm가 소요됨으로 케이블 및 실험측정에 의한 오차로 인한 결과이다.

방사패턴은 전 방향 특성을 나타내고 있으며, 전 방향 특성이 후방향 특성보다 약 5dB 정도 특성이 우수한 것으로 측정되었다. 따라서 본 논문에서 제시한 MZR 2개 셀을 사용한 초소형 단말기 안테나에 적용할 수 있음을 확인할 수 있었다.

III. 결론

본 논문에서는 소형 단말기 PCB의 크기는 $78 \times 38 \times 0.8$ mm, 시스템의 크기는 $63 \times 38 \times 0.8$ mm, 방사부의 크기는 $15 \times 38 \times 0.8$ mm, 기판은 FR4를 사용하였으며, 이러한 제한조건에서 2.4GHz WiFi 대역에서 동작하는 MZR을 사용하여 온 보드(On-board) 초소형 안테나를 구현하였다. 급전구조는 시스템 보드의 좌측상단에 급전점을 설정하고, 시스템에 안정적인 급전을 위해 CPW구조를 사용하였고, 급전부와 안테나의 결합은 자계 결합구조를 사용하였다. MZR 구조에서 경계면 단락은 회로를 간단한 구현을 위해 스트립선로를 사용하였다[13]. 이러한 제한조건을 고려하여 안테나를 설계하였으며, 이론의 객관성을 입증을 위해 안테나를 제작하여 실험하였다.

MZR의 공진주파수는 직렬 커패시터 C_0 와 셀의 인덕턴스 L_R 에 의해서 결정됨을 알 수 있다. 즉 직렬 커패시터는 셀의 폭과 인터디지털의 구조에 의해서 형성되며, 인덕턴스는 선로의 폭과 길이에 의해서 결정됨으로 이 조건을 사용하여 공진주파수를 결정하는 것이 타당함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 직렬 커패시터와 직렬 인덕턴스의 변화를 가져올 수 있는 셀 사이의 갭, 셀의 길이, 인터디지털(interdigital) 커패시터의 길이, 방사부와 접지면의 간격에 대하여 분석하였으며, 그 결과를 사용하여 안테나를 설계하였다.

제작한 안테나 실험은 반사손실과 방사패턴을 측

정하였으며, 10 dB 대역폭과 이득은 각각 440.05 MHz(18.3 %), 0.4405 dB이다. 이론값과 실험값 사이의 오차는 2.4 GHz에서 대역폭, 이득과 방향성은 각각 30 MHz, 5.6 dB, 1.1 dB로 나타났다. 특히 대역폭과 방향성은 오차가 적었지만 반면에 이득에서는 많은 오차가 발생하였다. 이것의 오차는 시뮬레이션과 측정과의 오차에 의한 것으로 추측된다. 즉 측정을 위해 동축케이블이 약 80 mm가 소요됨으로 케이블 및 실험측정에 의한 것이며, 방사패턴은 대체적으로 전방향 특성을 나타내었으며, 전방향 특성이 후방향 특성보다 약 5dB 정도 특성이 우수한 것으로 측정되었다. 따라서 본 논문에서 구현한 MZR 2개 셀을 사용한 초소형 단말기 안테나 구현이 용이함을 확인할 수 있었다.

References

- [1] Z.-C. Hao, M. He, K. Fan, and G. Luo, "A planar broadband antenna for the E-band gigabyte wireless communication," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 3, pp. 1369-1373, 2017. DOI: 10.1109/TAP.2017.2653768
- [2] M. T. Ghasr, M. J. Horst, M. R. Dvorsky, and R. Zoughi, "Wideband microwave camera for real-time 3-D imaging," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 1, pp. 258-268, 2017. DOI: 10.1109/TAP.2016.2630598
- [3] H. Xiaomu, S. Yan, and G. A. E. Vandenbosch, "Wearable button antenna for dual-band WLAN applications with combined on and offbody radiation patterns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 3, pp. 1384-1387, 2017. DOI: 10.1109/TAP.2017.2653768
- [4] D. E. Brocker, Z. H. Jiang, M. D. Gregory, and D. H. Werner, "Miniaturized dual-band folded patch antenna with independent band control utilizing an interdigitated slot loading," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 1, pp. 380-384, 2017. DOI: 10.1109/TAP.2016.2627025
- [5] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 672-676, 1996.

DOI: 10.1109/8.496253

[6] G. V. Eleftheriades and M. A. Antoniades, "Antenna applications of negative-refractive-index transmission-line (NRI-TL) structures," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 1, no. 1, pp. 12–22, 2007. DOI: 10.1049/iet-map:20050345

[7] Y. Dong and T. Itoh, "Metamaterial-based antennas," *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2271–2285, 2012. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2187631

[8] R. W. Ziolkowski, P. Jin, and C.-C. Lin, "Metamaterial-inspired engineering of antennas," *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 10, pp. 1720–1731, 2011. DOI: 10.1109/JPROC.2010.2091610

[9] C. Caloz, T. Itoh, and A. Rennings, "CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 50, no. 5, pp. 25–39, 2008. DOI: 10.1109/MAP.2008.4674709

[10] K. Saurav, D. Sarkar, and K. V. Srivastava, "CRLH unit-cell loaded multiband printed dipole antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 852–855, 2014.

DOI: 10.1109/LAWP.2014.2320918

[11] E. Forati, G. W. Hanson, and D. F. Sievenpiper, "An Epsilon-near-zero total-internal-reflection metamaterial antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 5, pp. 1909–1916, 2015. DOI: 10.1109/TAP.2015.2405559

[12] M. Li, K. M. Luk, L. Ge, and K. Zhang, "Miniaturization of magnetolectric dipole antenna by using metamaterial loading," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 11, pp. 4914–4918, 2016. DOI: 10.1109/TAP.2016.2599176

[13] J.-H. Park, Y.-H. Ryu, and J.-H. Lee, "Mu-zero resonance antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 6, pp. 1865–1875, 2010.

[14] K. Wei, Z. Zhang, Z. Feng, and M. F. Iskander, "A MNG-TL loop antenna array with horizontally polarized omnidirectional patterns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2702–2710, 2012. DOI: 10.1109/TAP.2012.2194643

[15] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley,

2005.

[16] L. M. Si et al., "A uniplanar triple-band dipole antenna using complementary capacitively loaded loop," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 743–746, 2015.

DOI: 10.1109/LAWP.2015.2396907

[17] Young-Hun, Lee "Dual-Band Monopole Antenna Design with Mu-Negative Metamaterial Unit Cell," *Journal of Institute of Korean Electrical and Electronic Engineers*, Vol. 21, No. 3, pp. 219–226, 2017. DOI: 10.7471/ikeee.2017.21.3.219

[18] Young-Hun, Lee, "Tri-Band Folded Monopole Antenna Design with MNG Single Cell Metamaterial Loading," *Journal of Institute of Korean Electrical and Electronic Engineers*, Vol. 22, No. 1, pp. 127–135, 2018.

BIOGRAPHY

Young Hun Lee (Member)



1986 : BS Degree in Electronic

Engineering, Kwangwoon University

1988 : MS degree in Electronic

Engineering, Yonsei University

1995 : Ph.D degree in Electronic

Engineering, Yonsei University

1995.3~2002.2 : Associate Professor, Dept. of Radio Engineering, Honam University

2002~Present : Professor, School of Electronic

Engineering, Kumoh National Institute of Technology

2016.1~2017.1 : Visiting Scholar Professor, Dept. of

Electrical and Computer Engineering, Duke University