



저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#) 

工學碩士 學位請求論文

자성체를 이용한 안테나의 소형화에 관한 연구

A Study on Miniaturization of Antenna Using
Magnetic Material

指導教授 閔 庚 植



2009年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

韓 承 穆

韓 承 穆

電 波 工 學 科

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

2009年 2月



委 員 : 工 學 博 士 閔 庚 植



委 員 : 工 學 博 士 崔 在 薰



委 員 長 : 工 學 博 士 尹 恰 重



本 論 文 은 韓 承 穆 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 哥 .

목 차

Abstract	iii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 유전체와 자성체를 이용한 안테나 소형화를 위한 연구 5	
2.1 단일 기판 Magneto-dielectric material	5
2.1.1 샘플 안테나	5
2.1.2 단일 기판 Magneto-dielectric material의 특성	7
2.2 이중 기판 Magneto-dielectric material	9
2.3 자성체 기판을 이용한 Magneto-dielectric material	11
2.4 Summary	14
제 3 장 자성체를 이용한 안테나 소형화를 위한 연구	15
3.1 사각 기둥 자성체를 이용한 Magneto-dielectric material ..	15
3.1.1 샘플 안테나의 특성	15
3.1.2 사각 기둥 자성체를 이용한 Magneto-deilectric material	18
3.2 원형 실린더 자성체를 이용한 Magneto-dielectric material	21
3.3 저주파수에서 동작하는 안테나의 변곡점 경향 파악	25
3.4 고주파수에서 동작하는 안테나의 변곡점 경향 파악	30
3.5 Summary	40
제 4 장 R, L 칩 소자를 이용한 안테나 소형화에 관한 연구 ..	41
4.1 연구 목표 및 내용	41

4.2 R, L 칩을 가지는 휴대폰 내장형 FM 라디오 안테나의 설계	43
4.2.1 안테나 설계	43
4.2.2 실험 및 토의	54
4.3 스테브-미앤더로 구성된 안테나의 설계	59
4.4 Summary	69
제 5 장 결 론	71
참고문헌	73
발표논문	75



Abstract

This thesis describes several methods for miniaturization and wide band effects of antenna. Two examples of the proposed methods are magneto-dielectric material and R and L chip components matching. First, in case of magneto-dielectric material, single and double layer substrates are considered. Single layer magneto-dielectric substrate is material which has permittivity and permeability together. And double layer magneto-dielectric substrate is material which has permittivity and permeability each other. In order to confirm a miniaturization rate and wide band effect, sample antenna is redesigned because magnetic substrate operates well at 1 GHz frequency band. Especially, in case of structure using magnetic substrate and air gap, magnetic pole and cylinder are considered to confirm miniaturization ability. In case of magnetic pole, the parameter is number of pole. And in case of magnetic cylinder, in order to find optimistic value, the thickness and inside diameter of cylinder is studied. So alteration tendency of optimistic resonance frequency is confirmed in according to thickness and inside diameter of magnetic cylinder pole. At the last R and L chip components matching method is used for design of internal FM radio antenna. This has advantage for miniaturization but gain is not good.

The magneto-dielectric material and R and L chip components matching methods are proposed in this thesis. These are very helpful to miniaturize antenna size. Due to the these

merits of proposed methods, it is expected magneto-dielectric material could be applied in the wireless communication system.



제 1 장 서 론

무선통신 시스템이 발전함에 따라 휴대폰, RFID(Radio Frequency Identification) 시스템, 노트북, PDA 등과 같은 제품의 사용량이 급속히 증가하고 있으며, 소비자들은 소형화되고 고집적된 기기들을 원하고 있다. 이러한 요구에 상응하여 무선통신을 위한 송수신단의 회로 또한 집적화되고 있으며, 전파의 송수신을 위한 필수 요소인 안테나 또한 소형화가 요구된다.

안테나 소형화 기법은 크게 두 종류로 나뉜다. 첫 번째는 일반적으로 가장 많이 사용되고 있는 안테나 방사체의 형태를 변형하는 방법이다. 그 대표적이 예로 미앤더, 스파이럴, 프랙탈, Hilbert, PIFA(Planar Inverted F Antenna) 등이 있으며, 현재까지 많은 연구들이 진행되어져 왔다[1][2][3]. 그리고 두 번째 안테나 소형화 기법으로 사용되는 것은 안테나의 설계에 사용하는 기판의 성분과 구조를 변형시켜서 전자기적 현상의 변화를 꾀하는 방법으로 마이크로스트립 안테나와 PIFA 등에 적용할 수 있다. 이러한 방법이 적용된 대표적인 예로 Metamaterial과 Magneto-Dielectric material을 들 수 있다. Magneto-dielectric material과 같은 복합 매질을 안테나 설계에 적용하면, 동일한 안테나 크기에 대한 관내과장이 더 짧아지기 때문에 안테나의 크기가 줄어들 수 있으며, 복합 매질 내의 유전율과 투자율을 적절히 조절하게 되면 대역폭이 증가하여 광대역 특성을 얻을 수 있다. 이로 인해 소형 집적화된 무선 통신 기기 내에 소형, 광대역화 된 안테나를 적용할 수 있게 된다.

Magneto-dielectric material에 대해 설명하기 전에 안테나의 크기를 소형화시키는 전통적인 방법으로 고유전율의 기판을 사용하는 방법이 있으나 안테나의 효율이 낮아지고 대역폭이 좁아지는 등의 부작용이 있다. 반면, 투자율이 높은 기판을 사용하였을 경우는 이

러한 문제가 나타나지 않으면서도 동일하게 안테나를 소형화 시킬 수 있다[4][5]. Magneto-dielectric material에서 ϵ_r 과 μ_r 은 다음과 같다.

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j \tan \delta) \quad (1.1)$$

$$\mu_r = \mu' - j\mu'' = \mu'(1 - j \tan \delta') \quad (1.2)$$

여기서 $\tan \delta$ 와 $\tan \delta'$ 은 유전체 손실 탄젠트와 자성체 손실 탄젠트이다. Magneto-dielectric material은 도체 성분과 페라이트 성분으로 구성되어있기 때문에 유전체의 유전율을 쉽게 바꿔줄 수 있다. 하지만 도체 성분과 페라이트 성분의 존재 때문에 자성체 손실이 크다. 일반적으로 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는 자유공간에서의 파장인 λ 대신에 ϵ_r, μ_r 의해 직접적으로 정해지는 관내 파장 λ_g 에 의해 결정된다.



$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1.3)$$

식 (1.3)에서 $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ 은 소형화 지수 또는 굴절 지수라 한다. n 이 커질수록 안테나의 크기는 작아진다. 전통적인 방법에서는 안테나의 소형화를 위해 굴절율을 높이기 위해서 유전체($\mu_r = 1$)의 유전율(ϵ_r)은 매우 높아져야 한다. 하지만 Magneto-dielectric material 기판의 경우에는 동일한 n 값을 얻기 위해 ϵ_r 과 μ_r 을 동시에 변화시킬 수 있기 때문에 그 값이 매우 안정적이다. 그림 1.1은 일반적인 유전체 기판과 Magneto-dielectric material 기판을 서로 비교하여 나타낸 것이다. η 은 유전체 기판의 고유 임피던스이며, η_0 은 자유공간에서의 고유 임피던스를 나타낸다.

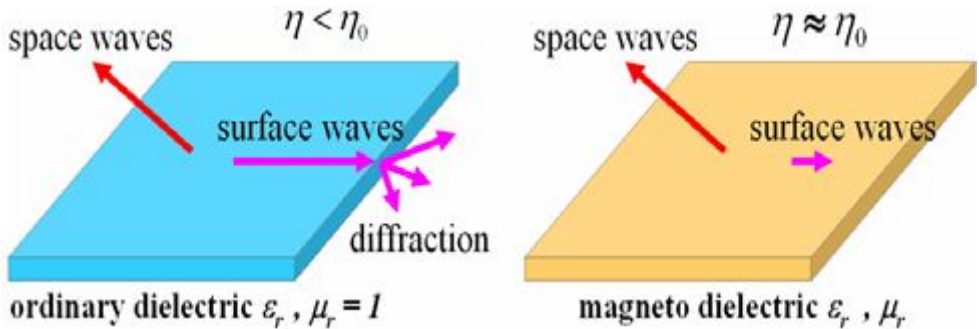


그림 1. 1 두가지 기판의 비교

Fig. 1. 1 Comparison between two kinds of substrate.

$$\eta = \eta_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} \quad (1.4)$$

식(1.4)에서 ϵ_r 과 μ_r 의 비율이 1이 되면 기판의 고유 임피던스와 자유공간 임피던스가 같아지기 때문에 표면파가 사라지게 되고 결과적으로 안테나의 효율이 증가하게 된다. 따라서 Magneto-dielectric material을 사용하여 유전율과 투자율을 적절히 조절하게 되면 안테나의 소형화 및 광대역화를 이룰 수 있게 된다.

따라서 본 논문에서는 참고문헌의 안테나 모델[6]에 Magneto-dielectric material을 적용하여 안테나의 소형화 및 광대역화의 가능성을 살펴보겠다. 먼저 Magneto-dielectric material을 구현함에 있어 단일 기판 내에 유전율과 투자율이 함께 존재하는 경우, 그리고 유전체와 자성체가 두 개의 층으로 이루어진 경우를 살펴보겠다. 이때 유전율과 투자율의 값은 안테나 효율의 증가를 위해 비율이 1이 되게 하였다. 다음으로 안테나의 급전부에 자성체를 위치시켜 전

류의 흐름과 자장의 세기를 증가시켜 안테나의 대역폭 및 이득을 증가시키는 방법에 대해서 살펴보겠다. 마지막으로 **Magneto-dielectric material**을 이용한 방법은 아니지만 FM 라디오 주파수를 수신하기 위한 휴대폰 내장형 안테나를 설계하기 위해 R, L 칩 소자를 직접적으로 이용한 방법에 대해 살펴보겠다.



제 2 장 유전체와 자성체를 이용한 안테나 소형화에 관한 연구

2.1 단일 기판 Magneto-dielectric material

2. 1. 1 샘플 안테나

먼저 Magneto-dielectric material 방법을 적용하여 안테나의 소형화 및 광대역화 할 수 있다는 것을 증명하기 위해 하나의 패치 안테나를 샘플로 제시하여 그 특성을 살펴보겠다. 아래 그림 2. 1은 FR4 유전체 기판과 공기층을 이용하여 설계한 샘플 안테나의 구조이다.

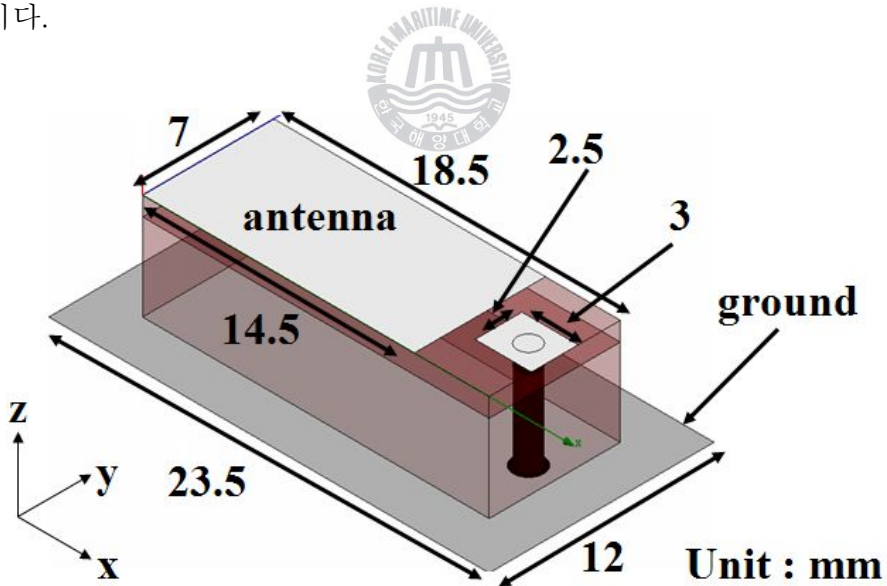


그림 2. 1 샘플 안테나의 구조

Fig. 2. 1 Structure of sample antenna.

FR4 유전체 기판 위에 안테나가 위치하고, FR4 기판과 그라운드 판 사이에 공기층이 존재한다. 급전핀의 지름은 1.2 mm이며 안테나의 급전부 중심으로 연결된다. 급전핀으로 유입된 전류가 안테나의 방사부로 유도되어 전파를 방사시키는 구조로 설계된 것이다. FR4 기판과 그라운드 판 사이에 삽입된 공기층은 안테나의 대역폭을 늘리기 위한 수단이다[7]. 아래 그림 2.2는 샘플 안테나의 계산된 반사손실 특성을 나타낸다.

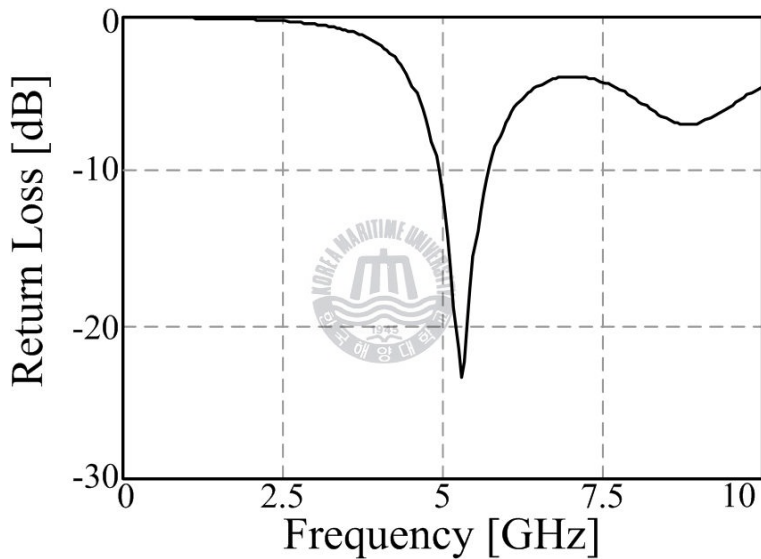


그림 2. 2 샘플 안테나의 계산된 반사손실 특성

Fig. 2. 2 Calculated return loss of sample antenna.

샘플 안테나의 공진 주파수는 5.35 GHz이고, 이 때 반사계수는 -23.32 dB로 나타났다. 대역폭은 -10 dB 이하를 기준으로 하였을 때 0.8 GHz이다. 안테나의 임피던스와 이득은 공진 주파수에서 각각 $46.26 + j5.41$ Ω 와 3.16 dB로 나타났다.

2. 1. 2 단일 기판 Magneto-dielectric material의 특성

다음으로 단일 기판에 Magneto-dielectric material을 적용하였을 때 샘플 안테나와 비교하여 봄으로써 소형화 및 광대역화 능력에 대해 살펴보겠다. 안테나의 구조는 위의 샘플 안테나와 동일하며 안테나의 크기 또한 동일하다. FR4 기판과 공기층 대신에 단일한 Magneto-dielectric material 기판을 사용하였다. 단일 Magneto-dielectric material 기판은 유전율과 투자율을 함께 갖고 있다. 이 때 유전율과 투자율의 값은 유전체 손실과 자성체 손실을 0으로 두어 유전율 및 투자율의 허수부는 존재하지 않는 것으로 하였다. 단일 기판 Magneto-dielectric material의 소형화 및 광대역화 효과를 확인하기 위해 유전율과 투자율을 1부터 10까지 변화시켰다. 그림 2. 3은 반사손실 특성이다.



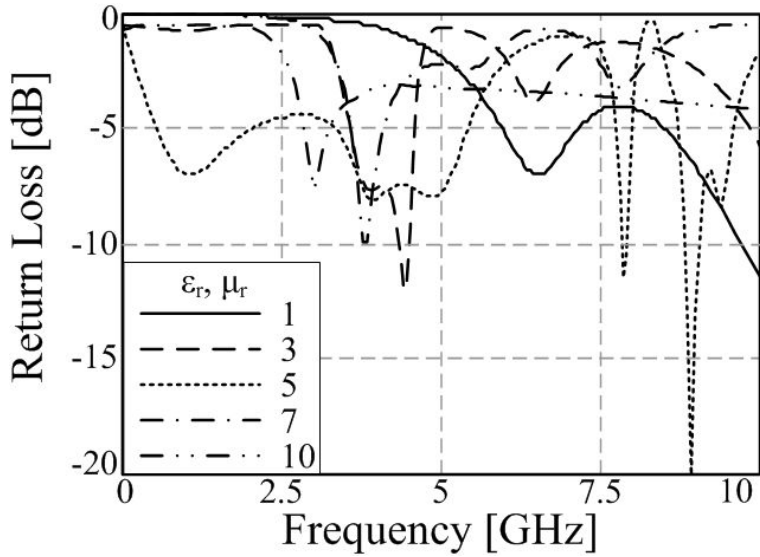


그림 2. 3 단일 Magneto-dielectric material 기판의 반사손실 특성
 Fig. 2. 3 Return loss of single layer Magneto-dielectric material substrate.

비록 단일 Magneto-dielectric material 기판을 사용하여 안테나를 설계하게 되면 안테나의 크기를 줄일 수 있지만, 반사손실 특성과 대역폭, 임피던스, 이득 특성이 좋지 않다. -10 dB 이하 기준의 대역폭은 낮은 효율 때문에 거의 존재하지 않는다. 최대 이득과 최소 이득은 -0.53 dB, -19.31 dB로써 매우 차이가 많이 난다. 임피던스 또한 $39.41 - j43.53 \Omega$ 로 정합이 되지 않는다. 특히 유전율과 투자율이 5, 7, 10 일 때, 안테나는 자체 패턴을 가지는 자체 안테나로 동작한다. 단일 기판에 유전율과 투자율이 함께 존재하기 때문에 임피던스 부정합이 발생하여 안테나의 효율이 떨어졌다. 이로 인해 안테나의 크기는 소형화 될 수 있었지만 다른 특성들이 나빠졌다.

2.2 이중 기판 Magneto-dielectric material

단일 기판에 이어서 이중 Magneto-dielectric material 기판에 대해서 살펴보겠다. 마찬가지로 안테나의 구조와 크기는 샘플 안테나와 동일하다. 단, 유전체는 샘플 안테나와 같이 안테나의 바로 아래에 위치하며, 대역폭 증가를 위한 공기층 대신에 자성체가 들어가서 이중 기판을 이룬다. 유전체와 자성체 기판의 두께가 안테나 소형화 및 광대역화에 미치는 영향을 확인하기 위해 유전체 기판의 두께(d)를 0 mm에서 5 mm까지 변화시켰다. 이때 유전율과 투자율의 비율이 1이 되게 하고, 투자율이 너무 커지게 되면 안테나가 자체 안테나와 같이 동작하기 때문에 유전율과 투자율이 각각 5가 되게 설정하였다. 이때에도 단일기판의 경우와 마찬가지로 유전율과 투자율의 값은 유전체 손실과 자성체 손실을 0으로 두어 유전율 및 투자율의 허수부는 존재하지 않는 것으로 하였다. 그림 2. 4는 반사 손실 특성을 나타낸 것이다.

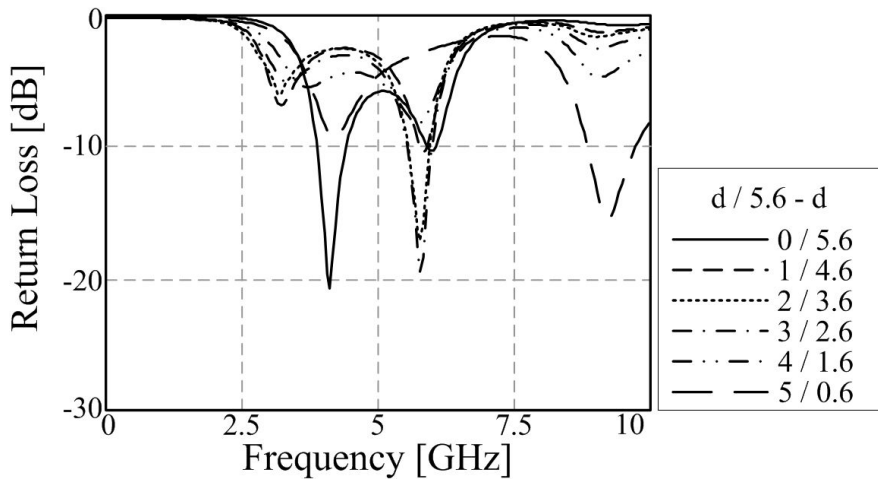


그림 2. 4 이중 Magneto-dielectric material 기판의 반사손실 특성($\epsilon_r, \mu_r = 5$)

Fig. 2. 4 Return loss of double layer Magneto-dielectric material substrate($\epsilon_r, \mu_r = 5$).

반사손실 특성을 살펴보면 자성체 층의 삽입으로 인해 투자율이 추가되었기 때문에 샘플 안테나 보다 더 낮은 주파수에서 공진한다. 그림 2. 4에서 유전체 기판의 두께가 점점 더 두꺼워 질수록 안테나 공진 주파수는 점점 더 고주파수 대로 이동하며, 이중 공진 특성이 점점 더 나빠진다. 그 이유는 자성체의 크기가 점점 줄어들기 때문에 투자율에 의한 분산효과의 세기가 점점 약해지기 때문이다. 그림 2. 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 안테나의 낮은 효율로 인해 -10 dB 이하 기준의 대역폭은 존재하지 않는다. 유전체 기판의 두께 d 가 1 mm 일 때, 3.25 GHz에서 공진하며 이때 반사계수와 임피던스는 -6.64 dB와 $16.44 + j21.19$ Ω 으로 임피던스 부정합이 발생하고 있는 것을 확인할 수 있다. 최대 그리고 최소 이득은 각각 2.51 dB와 -0.1 dB로 나타났다.

2.3 자성체 기판을 이용한 Magneto-dielectric material

마지막으로 유전체 기판과 공기층을 사용하여 설계한 샘플 안테나와는 반대로 공기층과 자성체 기판을 사용한 안테나의 경우에 대해서 살펴봄으로써 자성체가 가지는 소형화 및 광대역화 특성에 대해 살펴보겠다. 마찬가지로 안테나의 구조와 크기는 샘플 안테나와 동일하다. 단 자성체를 이용한 안테나의 경우는 공기층위에 안테나를 위치시키고 공기층과 그라운드 판 사이에 자성체 기판이 위치한다. 이 때 투자율이 너무 높아지면 안테나가 자체 안테나와 같이 동작하는 경향이 있기 때문에 자성체 기판의 투자율을 5로 설정하였다. 마찬가지로 투자율의 자성체 손실을 0로 하여 투자율의 허수부는 존재하지 않는다. 그리고 투자율의 안테나 소형화 및 광대역화 능력에 대해 살펴보기 위해 공기층의 두께(h)를 0 mm에서 5 mm까지 변화시켰다. 그림 2. 5는 공기층의 두께(h)에 따른 반사손실 특성을 나타낸다.

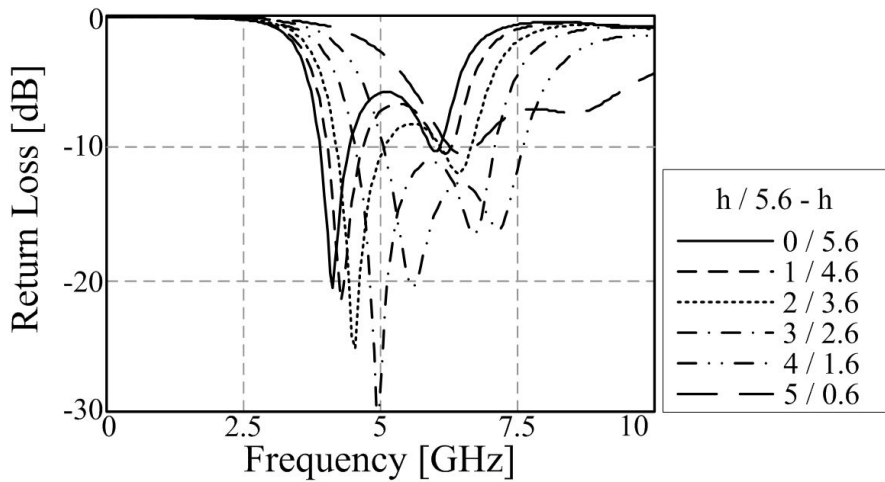


그림 2. 5 공기층과 자성체 기판을 이용한 Magneto-dielectric material 기판의 반사손실 특성($\mu_r = 5$)

Fig. 2. 5 Return loss of Magneto-dielectric material with air gap and magnetic substrate($\mu_r = 5$).

투자율의 분산 효과가 유전율보다 더 강하기 때문에 자성체 기판을 사용한 안테나의 공진 주파수가 샘플 안테나의 공진 주파수보다 더 낮게 나타나고, 분산 효과로 인해 이중 공진 특성이 더 강하게 나타난다. 특히 공기층의 두께(h)가 3 mm가 되었을 때 안테나의 공진 주파수는 4.95 GHz이며 이때 반사계수는 -30.98 dB로 나타났으며, 대역폭은 2.5 GHz 대역폭이 매우 늘어났다. 이는 투자율의 강한 분산 효과로 인해 이중 공진 특성 및 반사손실 특성이 강해졌기 때문이다. 공진 주파수에서의 임피던스와 최대 이득은 각각 47.41 +0.94 Ω 과 2.35 dB로 나타났다. 표 2. 1에 각각의 Magneto-dielectric material 구조에 특성을 나열하였다.

표 2. 1. 각각의 Magneto-dielectric material 구조에 따른 특성
 Table 2. 1. Characteristics of each Magneto-dielectric material structure.

Structure	Return loss	Impedance	Bandwidth (-10 dB below)	Gain
FR4 + Air	-23.32 dB @ 5.3 GHz	46.26 + j5.41 Ω	0.8 GHz	3.16 dB
High Dielectric($\epsilon_r = 10$) + Air	-7.73 dB @ 4.54 GHz	26.06 + j22.02 Ω		-1.17 dB
Magneto-dielectric (ϵ_r & $\mu_r=3$)	-12.04 dB @ 4.45 GHz	39.41 - j43.53 Ω	0.3 GHz	-0.53 dB
Magneto-dielectric ($\epsilon_r, \mu_r=5, d=1$)	-6.64 dB @ 3.25 GHz	16.44 + j13.57 Ω	X	2.51 dB
Air(h = 3) + magnetic substrate($\mu_r=5$)	-30.98 dB @ 4.95 GHz	47.41 + j0.94 Ω	2.5 GHz	2.35 dB

2.4 Summary

2 장에서는 Magneto-dielectric material 기판을 사용하여 패치 안테나의 크기를 줄이고 대역폭을 넓히는 설계를 하였다. 적층과 혼합된 Magneto-dielectric material 기판을 이용하여 그 특성들을 살펴보았다. 단일과 이중 Magneto-dielectric material 기판($\epsilon_r, \mu_r = 5$)의 경우, 안테나의 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다. 유전율로 인한 낮은 효율 때문에 반면에 대역폭과 임피던스 그리고 이득의 특성은 좋지않다. 하지만 자성체 기판($\epsilon_r = 1, \mu_r = 5$)과 공기층($\epsilon_r, \mu_r = 1$)을 사용한 Magneto-dielectric material의 경우에는 안테나 소형화율은 앞의 두 가지 경우보다는 다소 떨어지지만 안테나의 크기를 작게 할 수 있었고, 대역폭과 임피던스 그리고 이득 특성이 우수하다. 샘플 안테나의 특성과 비교하여 살펴보면 자성체 기판과 공기층을 사용한 Magneto-dielectric material 기판을 이용한 안테나의 크기가 5 % 줄어들었으며, 대역폭은 샘플 안테나에 비해 312.5 % 까지 넓어졌다. 임피던스와 최대 이득은 기준 안테나와 비슷한 $47.41 + j0.94 \Omega$ 과 2.35 dB로 나타났다.

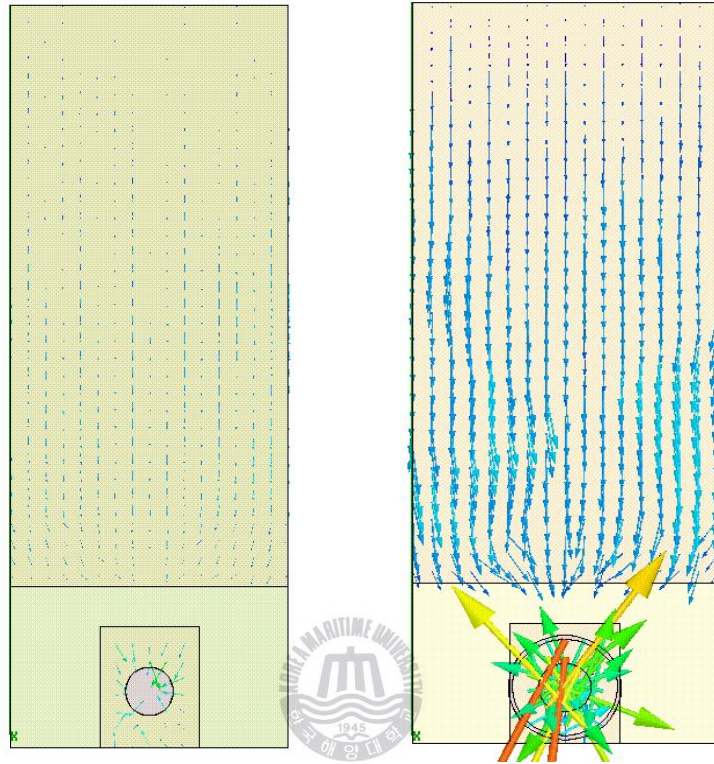
비유전율이 10인 고유전율 기판을 샘플 안테나의 FR4 기판 대신에 적용하였을 때 안테나의 특성을 살펴보면, 반사손실은 4.54 GHz에서 -7.73 dB, 공진 주파수에서의 임피던스와 이득은 각각 $26.06 + j22.02 \Omega$, -1.17 dB로 나타났다. 이는 고유전율로 기판을 사용하였기 때문에 안테나 효율 저하가 발생하여 유전율이 비교적 낮은 FR4기판을 사용한 안테나와 자성체와 공기층을 사용한 안테나보다 비록 소형화율은 다소 우수한 특성을 보이지만 안테나 임피던스와 대역폭, 이득 특성 면에서는 매우 좋지 않는 특성을 보였다.

제 3 장 자성체를 이용한 안테나 소형화에 관한 연구

3.1 사각 기둥 자성체를 이용한 Magneto-dielectric material

3. 1. 1 샘플 안테나의 특성

2 장에서 유전체와 자성체를 이용하여 안테나를 소형화 할 수 있다는 사실을 알았다. 특히 자성체 기판과 공기층을 사용한 경우 안테나를 소형화 할 수 있을 뿐 만 아니라 대역폭, 이득 특성 또한 우수했다. 이러한 이유로 자성체의 안테나 소형화 효과에 대해 더 자세히 살펴보도록 하겠다. 샘플 안테나는 유전체와 공기층을 이용하여 안테나를 소형화한 모델로써 이를 자성체를 이용한 소형화와 비교하겠다. 급전핀 주위에 자성체를 사용하여 자장의 세기를 더욱 강하게 하면 전류의 세기가 강해지기 때문에 페러데이의 법칙에 의하여 유도 전류의 세기 또한 증가하여 안테나의 방사체에 더 많은 전류가 유도된다. 이로 인해 안테나를 소형화할 수 있는 것이다. 아래 그림 3. 1은 급전핀 주위에 삽입된 자성체에 의해 유도 전류가 강해져서 방사체에 더 많은 전류가 유입되는 것을 보여주고 있다.



[유전체를 이용한 안테나]

[자성체를 이용한 안테나]

그림 3. 1 유전체와 자성체를 이용한 안테나의 전류분포

Fig. 3. 1 Electric current of antenna using dielectric and magnetic substrate

다음으로 자성체는 1 GHz 대의 주파수에서 안테나의 동작 특성이 잘 나타나기 때문에 2 장에서 샘플이 되었던 안테나의 전체 크기를 비례적으로 크게 하여 1 GHz 주파수대에서 동작하도록 재 설계하여 샘플로 삼겠다. 샘플 안테나의 구조는 아래 그림 3. 2와 같다.

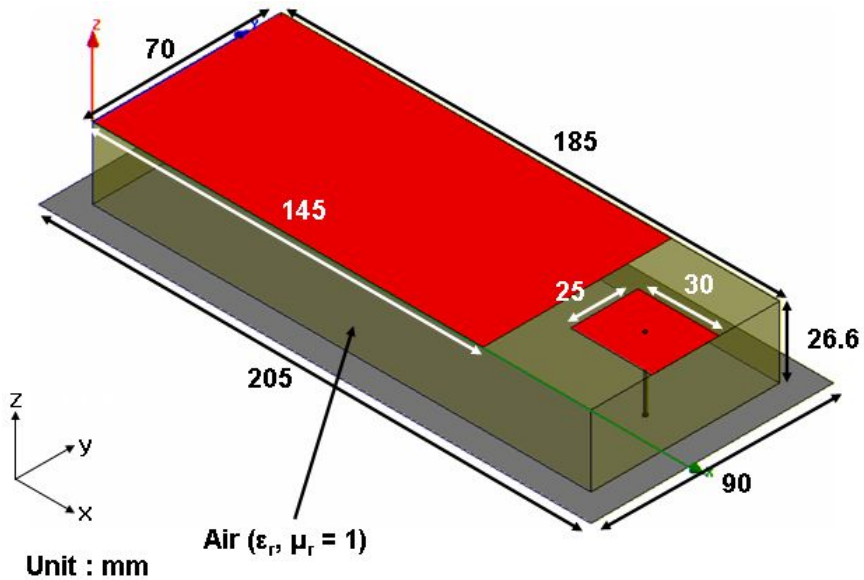


그림 3. 2 샘플 안테나의 구조 (0.92 GHz)

Fig. 3. 2 Structure of sample antenna (0.92 GHz)

안테나와 그라운드 판 사이에 공기층이 존재한다. 마찬가지로 급전핀의 지름은 1.2 mm이며 안테나의 급전부 중심으로 연결된다. 아래 그림 3. 3은 샘플 안테나의 계산된 반사손실 특성을 나타낸다. 샘플 안테나는 0.92 GHz에서 공진하며 반사계수는 -20.09 dB이다. -10 dB 이하 대역폭은 320 MHz이고 공진 주파수에서의 임피던스와 이득은 각각 $41 - j2 \Omega$, -6.04 dB이다.

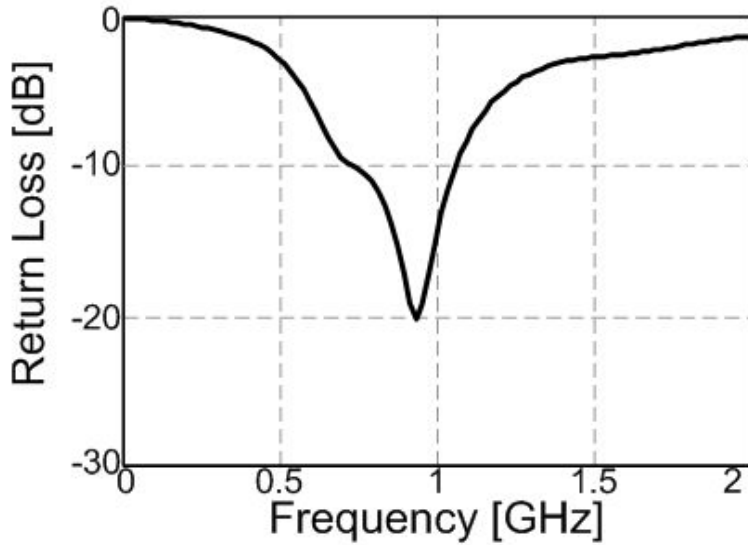


그림 3. 3 기준 안테나의 계산된 반사손실 특성

Fig. 3. 3 Calculated return loss of reference antenna.

3. 1. 2 사각 기둥 자성체를 이용한 Magneto-dielectric material의 특성

다음으로 급전판과 그라운드 판 사이에 사각 기둥 형태의 자성체를 위치시켰다. 3. 1. 1절에서 설명하였듯이 급전판을 통해 유입되는 전류 흐름의 세기를 더 강하게 하여 급전판과 방사체에 흐르는 전류의 양과 자장의 세기를 증가시켜 주기 위함이다. 아래 그림 3. 4는 급전판과 그라운드 판 사이에 사각 자성체 기둥을 삽입하였을 때 그 개수에 따른 자성체의 위치를 나타낸 것이다. 사각 자성체 기둥의 개수가 늘어남에 따라 안테나 크기 소형화에 어떤 영향을 주는지 알아보겠다. 이때 삽입된 사각 자성체 기둥의 비투자율(μ_r)은 10이며 자성체 손실 탄젠트는 0으로 하였다. 그리고 크기는 가로, 세로 $5 \times 5 \text{ mm}^2$, 높이 26.6 mm이다.

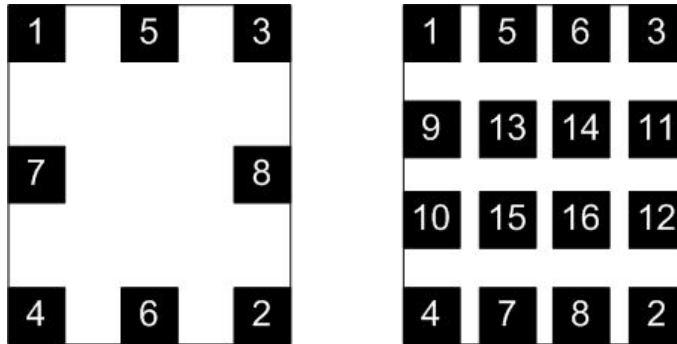


그림 3. 4 자성체 기둥의 개수에 따른 위치

Fig. 3. 4 Position about number of magnetic pole.

아래 그림 3. 5는 기준 안테나의 급전부에 사각 자성체 기둥을 삽입하였을 때 그 개수에 따른 반사손실 특성을 나타낸 그림이다.

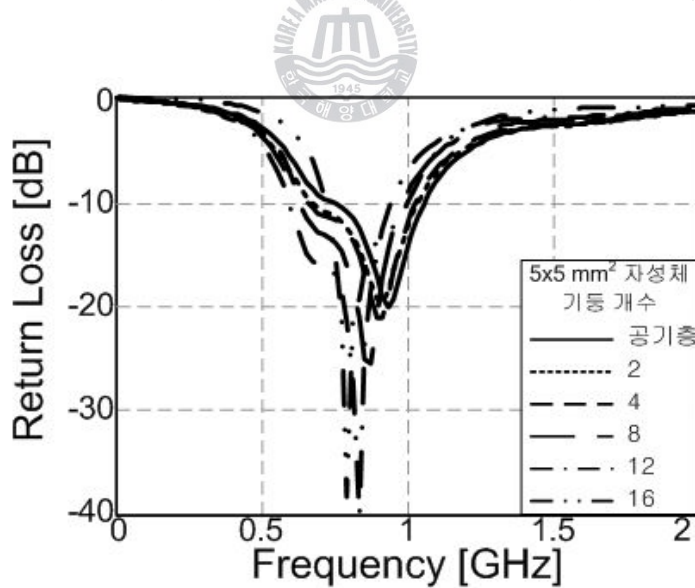


그림 3. 5 자성체 기둥 개수에 따른 반사손실 특성

Fig. 3. 5 Return loss about number of magnetic pole.

아래 표 3. 1은 사각 기둥 자성체의 개수에 따른 안테나의 특성을 나타낸다. 표에서 확인할 수 있듯이 자성체 기둥의 개수가 증가할수록 안테나의 공진 주파수는 저주파수 대로 이동하며, 이득이 점차 적으로 증가한다. 개수가 증가할수록 대역폭은 좁아지지만 기준 안테나와 비교하였을 때 그리 큰 차이를 보이지는 않는다. 이는 자성체 기둥의 개수가 증가하게 되면 급전핀 주변의 투자율 밀도가 증가하여 전류의 소실을 줄이기 때문이라고 생각된다. 결과적으로 사각 자성체 기둥을 급전부에 삽입 하게 되면 안테나의 크기를 줄일 수 있으며 샘플 안테나와 비교하였을 때, 최대 16 %의 소형화율을 보였다.

표 3. 1. 자성체 기둥 개수에 따른 안테나의 특성

Table 3. 1. Characteristics of antenna about number of magnetic pole.

자성체 개수	기준 안테나	2	4	8	12	16
공진 주파수 (GHz)	0.94	0.92	0.92	0.88	0.84	0.82
대역폭 (MHz)	320	380	360	360	360	280
임피던스(Ω)	$41 - j2$	$41 - j0$	$42 + j1$	$45 + j1$	$50 + j1$	$50 - j1$
이득(dB)	-6.04	-5.83	-4.79	-5.14	-4.9	-3.31

3. 2 원형 실린더 자성체를 이용한 Magneto-dielectric material

앞 절에서 사각 기둥 자성체를 이용한 안테나의 소형화에 대해 살펴보았다. 하지만 사각 자성체 기둥을 삽입하였을 때는 기둥들의 틈사이로 전류의 소실이 발생하여 소형화율이 그리 크지 않다는 것을 알 수 있었다. 때문에 이번 절에서는 급전핀에 흐르는 전류의 소실을 막고 자장의 형성에 도움을 주기 위해 비투자율이 10인 원형의 실린더 형태로 생긴 자성체를 급전부에 삽입하겠다. 아래 그림 3. 6은 원형 실린더형 자성체를 삽입한 안테나의 구조이다. 그리고 원형 실린더형 자성체가 안테나 소형화에 미치는 영향을 알아보기 위한 파라미터로써, 'r'(급전핀에서 자성체 실린더 안쪽까지의 내경)과 't'(자성체 실린더의 두께) 변화에 따른 안테나의 반사손실 특성을 살펴보겠다. 그림 3. 7과 8, 그리고 표 3. 2와 3에 'r'과 't'의 변화에 따른 안테나 특성 변화에 대해 나타내었다.

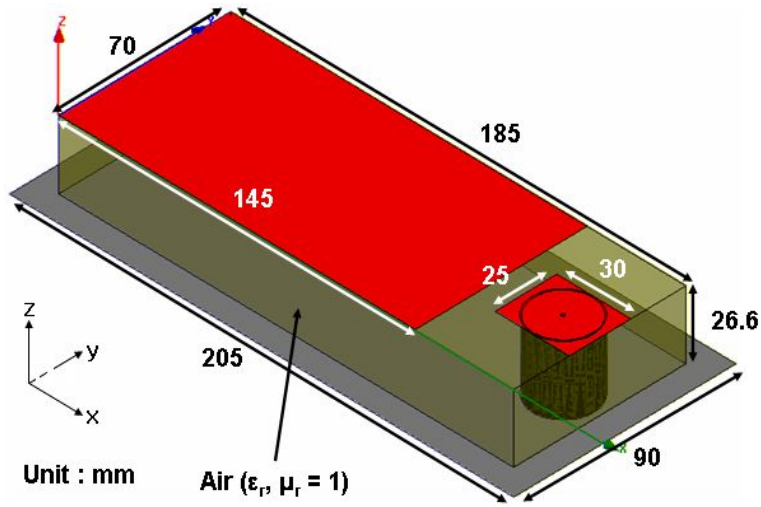


그림 3. 6 실린더형 자성체를 삽입한 안테나의 구조

Fig. 3. 6 Structure of antenna inserted magnetic like a cylinder

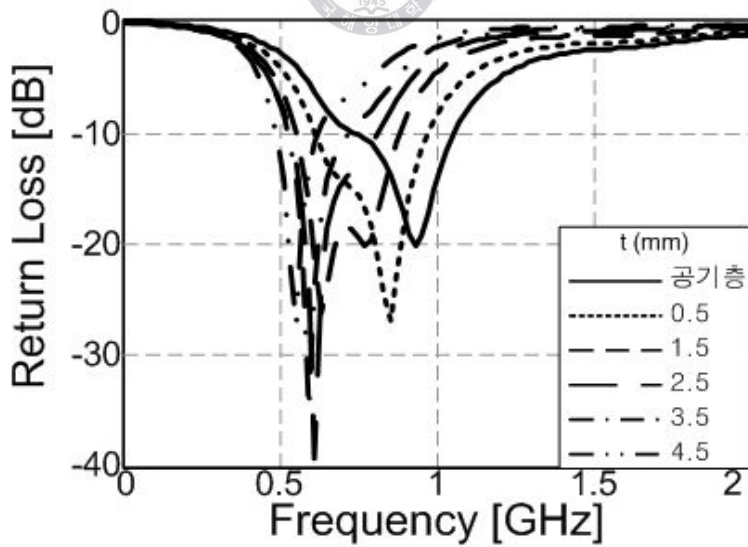


그림 3. 7 반사손실 특성 (t 변화)

Fig. 3. 7 Return loss(t variation)

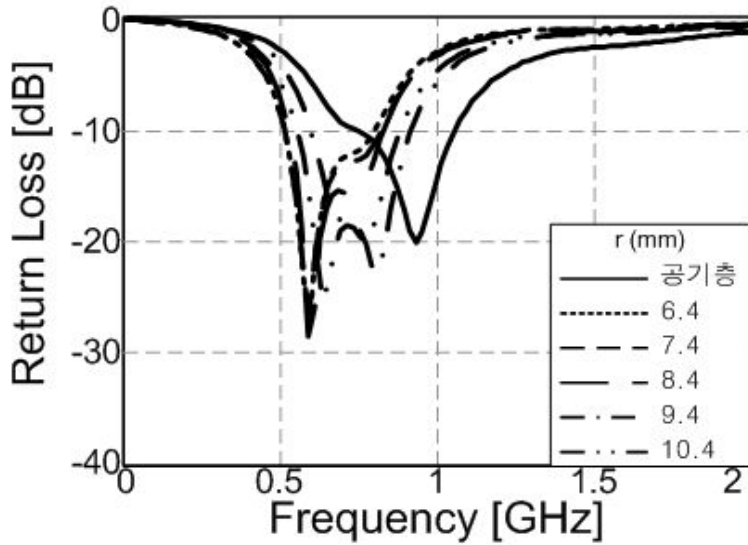


그림 3. 8 반사손실 특성 (r 변화)

Fig. 3. 8 Return loss(r variation)

표 3. 2. 자성체 실린더의 두께(t)에 따른 안테나의 특성

Table 3. 2. Characteristics of antenna about thickness(t) of magnetic cylinder.

실린더형 자성체 두께(mm)	기준 안테나	0.5	1.5	2.5	3.5	4.5
공진 주파수 (GHz)	0.86	0.64	0.62	0.62	0.6	0.56
대역폭(MHz)	360	340	340	290	200	140
임피던스(Ω)	41 - j2	46 - j1	53 - j4	51 + j0	50 - j2	47 + j3
이득(dB)	-6.04	-5.89	-2.15	-4.92	-4.18	-6.91

표 3. 3. 자성체 실린더의 간격(r)에 따른 안테나의 특성

Table 3. 3. Characteristics of antenna about inside diameter(r) of magnetic cylinder.

실린더형 자성체 간격(mm)	기준 안테나	10.4	9.4	8.4	7.4	6.4
공진 주파수 (GHz)	0.86	0.64	0.82	0.6	0.6	0.6
대역폭(MHz)	360	340	320	320	320	280
임피던스(Ω)	41 - j2	53 - j4	56 + j4	48 - j0	48 + j4	48 + j3
이득(dB)	-6.04	-2.15	-4.48	0.24	-4.84	-4.5

먼저 그림 3. 7과 표 3. 2에서 보면 자성체 실린더의 두께가 두꺼워지면 공진 주파수는 저주파수 대로 이동을 하게 되지만 대역폭 및 이득 특성 또한 점점 나빠진다. 때문에 이번에는 자성체 실린더의 내경의 변화에 따른 전류 유실 감소 효과에 대해 알아보기 위해, 자성체 실린더의 두께를 소형화, 대역폭, 이득 특성이 종합적으로 양호한 2.5 mm로 고정하고 자성체 실린더와 급전핀 간의 간격 'r'을 10.4 mm에서 6.4 mm까지 변화 시켰다. 그 결과 간격의 변화에 따른 안테나 크기는 거의 변화가 없지만 대역폭과 이득 특성이 점점 나빠진다. 결국 자성체 실린더를 급전부에 삽입할 경우 자성체 실린더의 두께가 두꺼워 질수록 그리고 자성체 실린더의 내경이 짧아질수록 안테나의 크기를 소형화시킬 수 있었으며 샘플 안테나와 비교하였을 때, 최대 41 %의 소형화율을 보였으며, 대역폭과 이득 특성은 샘플 안테나와 비슷하게 나타났다.

그리고 반사손실 특성을 살펴보면 두께가 2.5 mm, 내경이 8.4 mm 일 때, 안테나의 최적 공진 주파수의 위치(이하 변곡점)가 발생

하는 것을 확인할 수 있다. 이에 따라 비투자율의 값을 각각 다르게 적용하여, 두께와 내경의 변화에 따른 변곡점을 확인하고 그 경향을 파악할 수 있다면, 일반적인 편급전 안테나의 소형화에 쉽게 적용할 수 있을 것이라고 사료된다.

3. 3 저주파수에서 동작하는 안테나의 변곡점 경향 파악

저주파수(0.92 GHz)에서 동작하는 안테나의 급전부에 비투자율이 각각 10, 50, 100, 500인 자성체 실린더를 급전부에 삽입하여 그 두께와 내경에 따른 변곡점의 변화 경향을 확인하였다. 아래 그림 3. 9 ~ 12는 비투자율 각각 10, 50, 100, 500일 때 자성체 기둥의 두께와 내경의 변화에 따른 변곡점을 주파수에 따라 나타낸 것이다.

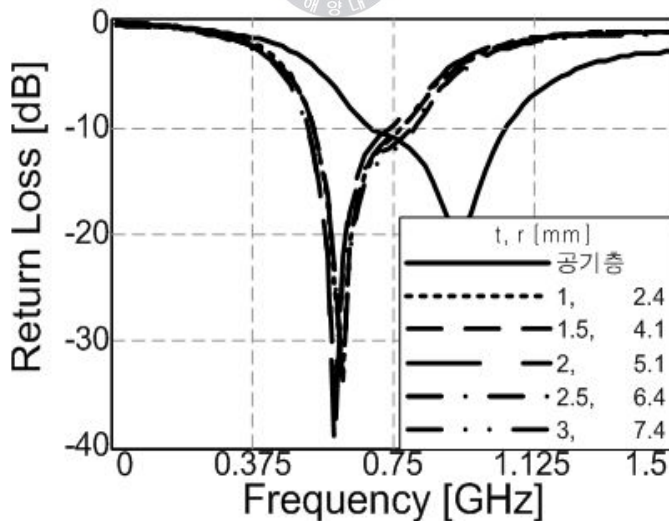


그림 3. 9 변곡점의 변화 ($\mu_r = 10$)

Fig. 3. 9 Variation of inflection point ($\mu_r = 10$)

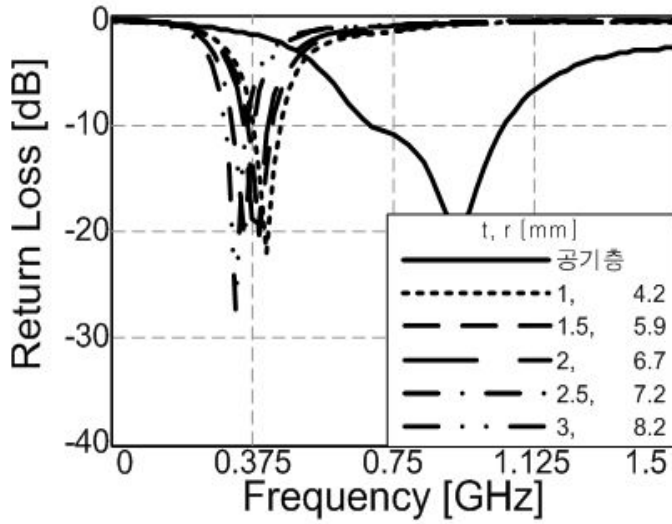


그림 3. 10 변곡점의 변화 ($\mu_r = 50$)

Fig. 3. 10 Variation of inflection point ($\mu_r = 50$)

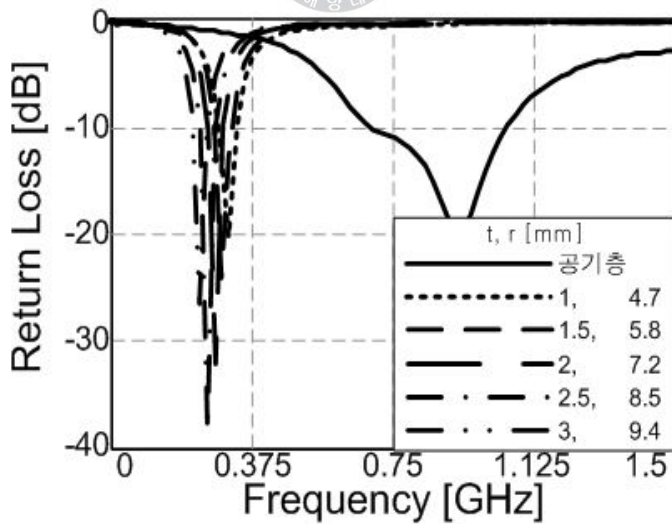


그림 3. 11 변곡점의 변화 ($\mu_r = 100$)

Fig. 3. 11 Variation of inflection point ($\mu_r = 100$)

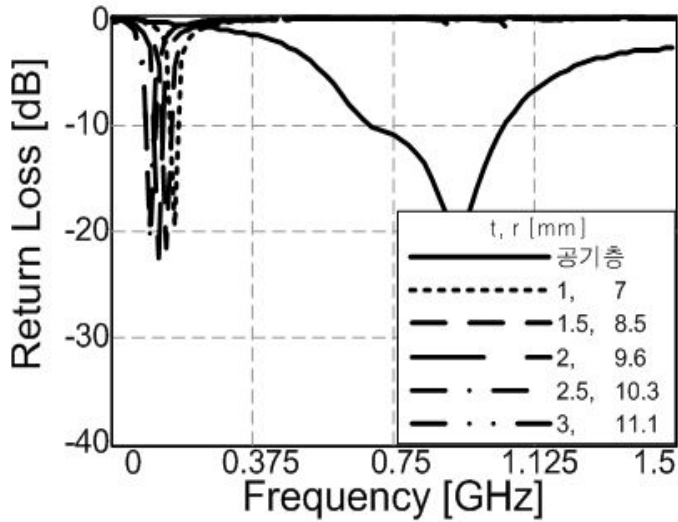


그림 3. 12 변곡점의 변화 ($\mu_r = 500$)

Fig. 3. 12 Variation of inflection point ($\mu_r = 500$)

그림 3. 9에서 확인 할 수 있듯이 비투자율이 10일 때는 변곡점이 두께가 두꺼워짐에 따라 일정한 주파수대에서 나타나는 것을 확인할 수 있지만, 비투자율이 50, 100, 500일 때는 두께가 점점 두꺼워짐에 따라서 변곡점이 나타나는 주파수가 점점 저주파수대로 이동하면서 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 자성체 실린더의 두께가 두꺼워질수록 그리고 자성체 실린더의 비투자율이 커질수록 자성체의 비투자율의 영향으로 관내파장이 짧아지기 때문이다. 아래 그림 3. 13과 14에 자성체 실린더의 두께에 따른 변곡점의 변화 경향과 이득의 변화에 대해 알기 쉽게 나타내었다.

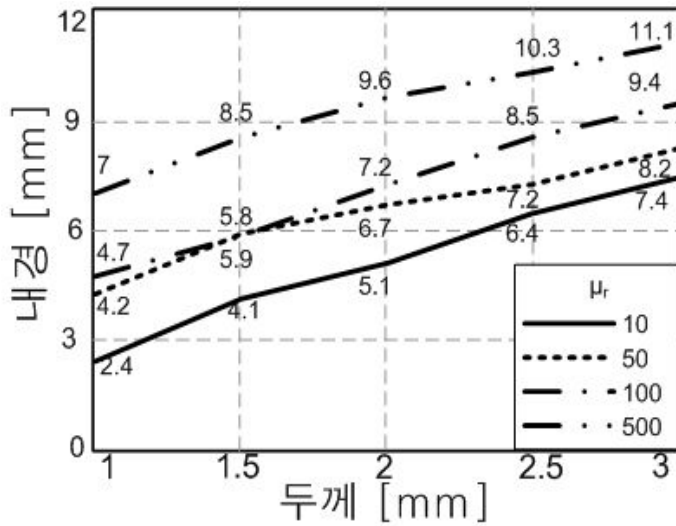


그림 3. 13 변곡점의 변화 경향 (두께 변화)

Fig. 3. 13 Variation tendency of inflection point (t variation)

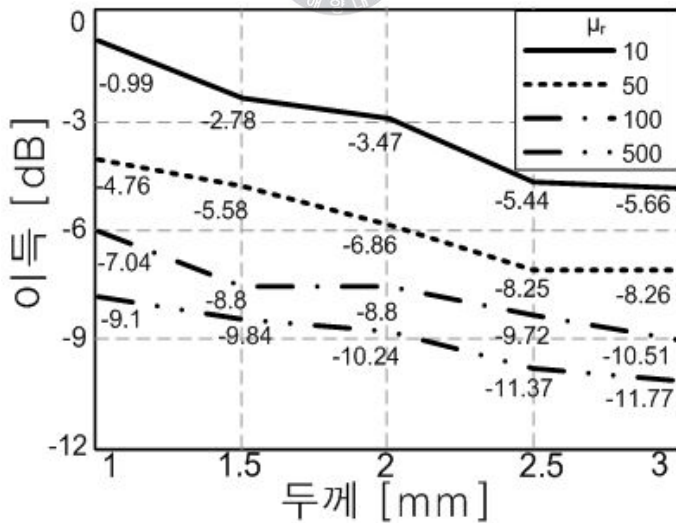


그림 3. 14 이득의 변화 경향 (두께 변화)

Fig. 3. 14 Variation tendency of gain (t variation)

그림 3. 13에서 알 수 있듯이 비투자율의 값이 일정할 때, 두께가 두꺼워질수록 변곡점이 발생하는 내경이 비례적으로 증가하고 있는 것을 확인할 수 있으며, 비투자율이 증가할수록 내경의 증가폭이 점점 더 커지는 것을 확인할 수 있다. 두께가 두꺼워질수록 이득이 점점 나빠지는 이유는 자성체의 크기가 커지면서 자성이 강해지기 때문에 안테나의 관내파장이 짧아져서 공진주파수가 저주파대로 이동하게 되고 이로 인해 안테나의 효율이 저하되기 때문이다. 두께가 일정할 때 비투자율에 따른 안테나의 소형화율은 아래 그림 3. 15와 같고 비투자율이 10, 50, 100, 500일 때 최대 소형화율은 각각 9, 46, 60, 78 %이다.

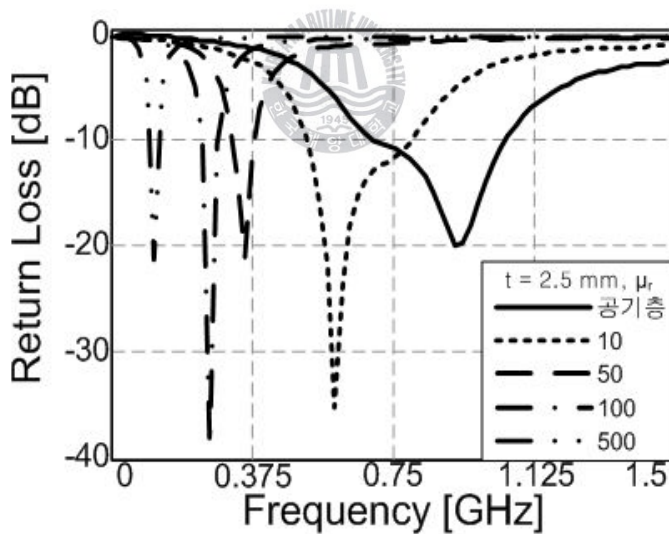


그림 3. 15 소형화율 ($t = 2.5 \text{ mm}$, μ_r 변화)

Fig. 3. 15 Miniaturization rate ($t = 2.5 \text{ mm}$, μ_r variation)

3. 4 고주파수에서 동작하는 안테나의 변곡점 경향 파악

3. 3절에서는 저주파수(0.92 GHz)에서 동작하는 안테나의 급전부에 자성체 실린더를 삽입하였을 때, 그 두께와 내경의 변화에 따른 변곡점의 변화 경향에 대해 살펴보았다. 이러한 변곡점의 변화 경향을 일반적인 편급전 안테나에 적용하기 위해서는 그 경향의 일반성이 확인되어야 한다. 따라서 3. 4절에서는 고주파수(7 GHz)에서 동작하는 안테나의 급전부에 자성체 실린더를 삽입하여 두께와 내경의 변화에 따른 변곡점 발생의 유무와 그 경향에 대해 확인하겠다. 아래 그림 3. 16은 7 GHz에서 동작하는 샘플 안테나의 모습이며, 반사손실 특성은 그림 3. 17과 같으며 7 GHz에서 임피던스와 이득은 $41 - j43 \Omega$, 4.48 dB이다.

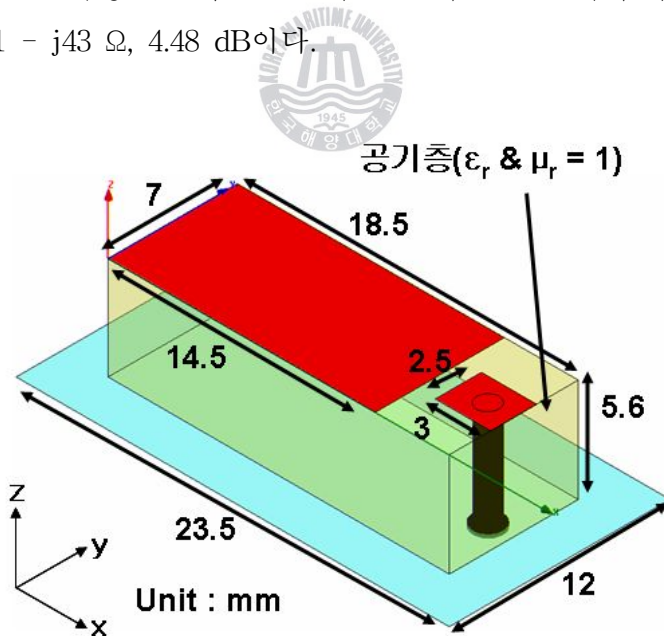


그림 3. 16 샘플 안테나의 구조 (7 GHz)

Fig. 3. 16 Structure of sample antenna (7 GHz)

위의 7 GHz에서 동작하는 안테나에 자성체 실린더를 삽입하였을 때 변곡점의 발생 유무를 확인하기 위하여, 급전부에 비투자율이 10인 자성체 실린더를 삽입하여 그 두께와 내경의 변화에 따른 반사손실 특성을 아래 그림 3. 17과 18에 나타내었으며 대역폭 및 임피던스, 이득 특성을 표 3. 4와 3. 5에 나타내었다.

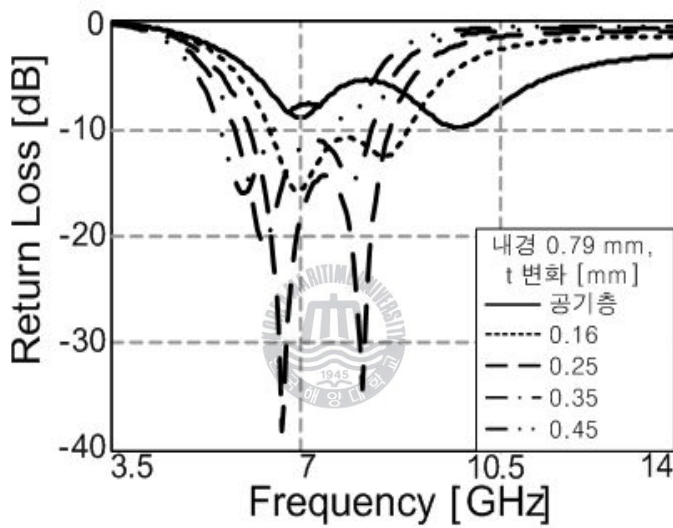


그림 3. 17 반사손실 특성 (t 변화)

Fig. 3. 17 Return loss(t variation)

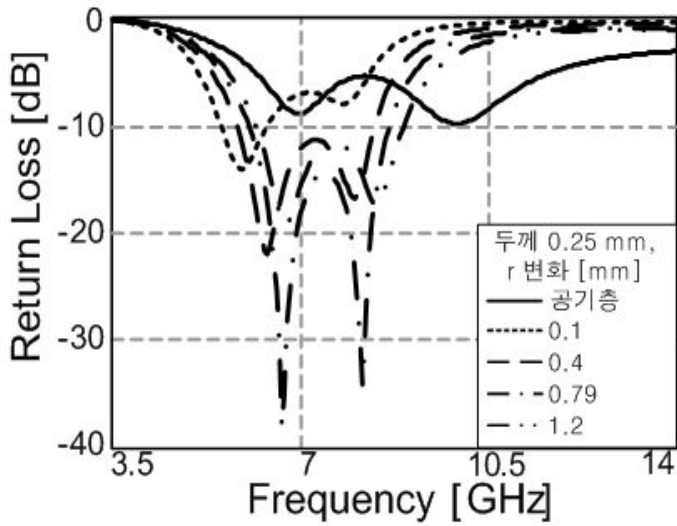


그림 3. 18 반사손실 특성 (r 변화)

Fig. 3. 18 Return loss(r variation)

표 3. 4. 자성체 실린더의 두께(t)에 따른 안테나의 특성

Table 3. 4. Characteristics of antenna about thickness(t) of magnetic cylinder.

실린더형 자성 체 두께(mm)	기준 안테나	0.1	0.16	0.2	0.25
공진 주파수 (GHz)	7	7.05	6.84	6.85	6.65
대역폭(GHz)	X	0.65	2.85	2.65	2.65
임피던스(Ω)	$41 - j43$	$47 + j27$	$50 - j19$	$52 - j9$	$50 - j1$
이득(dB)	4.48	5.42	5.66	5.12	4.84

표 3. 5. 자성체 실린더의 내경(r)에 따른 안테나의 특성

Table 3. 5. Characteristics of antenna about inside diameter(r) of magnetic cylinder.

실린더형 자성체 간격(mm)	기준 안테나	0.4	0.49	0.7	0.79
공진 주파수 (GHz)	7	6.65	6.85	6.95	6.84
대역폭(MHz)	X	2.65	2.7	2.6	2.85
임피던스(Ω)	41 - j43	50 - j5	51 - j11	50 - j17	50 - j19
이득(dB)	4.48	5.41	5.52	5.51	5.66

먼저 그림 3. 17과 18 그리고 표 3. 4와 3. 5에서 보면 자성체 실린더의 두께가 두꺼워 질수록 그리고 자성체 실린더의 내경이 짧아질수록 안테나의 크기를 소형화시킬 수 있었으며 샘플 안테나와 비교하였을 때, 최대 5 %의 소형화율을 보였으며 이득 특성은 샘플 안테나와 비슷하게 나타났고 대역폭은 임피던스 매칭으로 인해 오히려 더 좋게 나타났다.

그리고 반사손실 특성을 살펴보면 두께가 0.25 mm, 내경이 0.79 mm 일 때, 변곡점이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 저주파수(0.92 GHz)에서 동작하는 안테나와 마찬가지로 각 비투자율에서 자성체 실린더의 두께와 내경에 따른 변곡점의 변화 경향을 확인하여 그 경향이 동일하게 나타난다면 변곡점의 변화 경향에 대한 일반성이 확인되기 때문에 일반적인 편급전 안테나의 소형화에 쉽게 이용할 수 있을 것이다.

다음으로 고주파수(7 GHz)에서 동작하는 안테나의 급전부에 비투자율이 각각 10, 50, 100, 500인 자성체 실린더를 급전부에 삽입

하여 그 두께와 내경에 따른 변곡점의 변화 경향을 확인하였다. 아래 그림 3. 19 ~ 22는 비투자율 각각 10, 50, 100, 500일 때 자성체 기둥의 두께와 내경의 변화에 따른 변곡점을 주파수에 따라 나타낸 것이다.

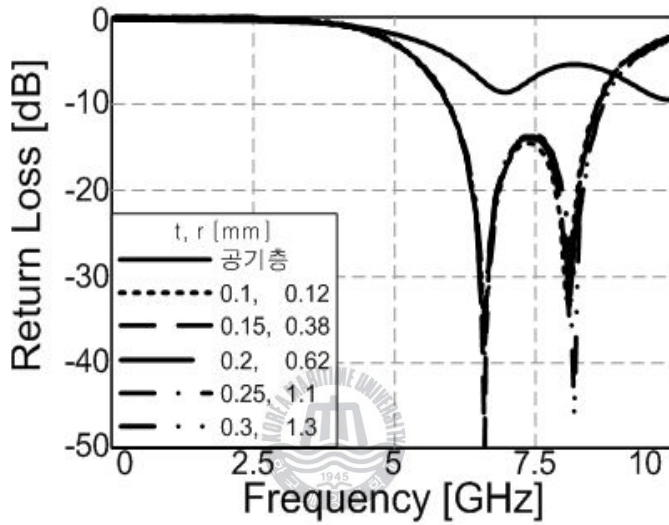


그림 3. 19 변곡점의 변화 ($\mu_r = 10$)

Fig. 3. 19 Variation of inflection point ($\mu_r = 10$)

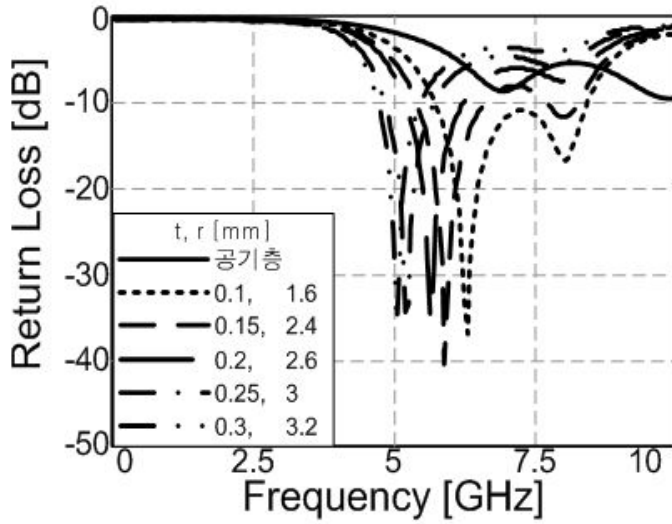


그림 3. 20 변곡점의 변화 ($\mu_r = 50$)

Fig. 3. 20 Variation of inflection point ($\mu_r = 50$)

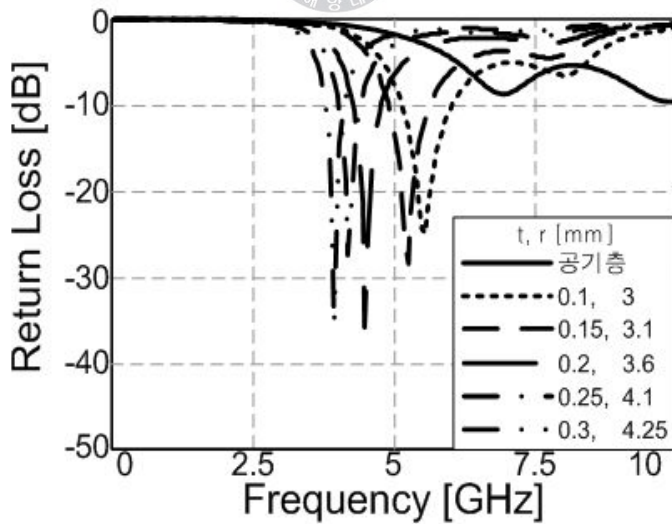


그림 3. 21 변곡점의 변화 ($\mu_r = 100$)

Fig. 3. 21 Variation of inflection point ($\mu_r = 100$)

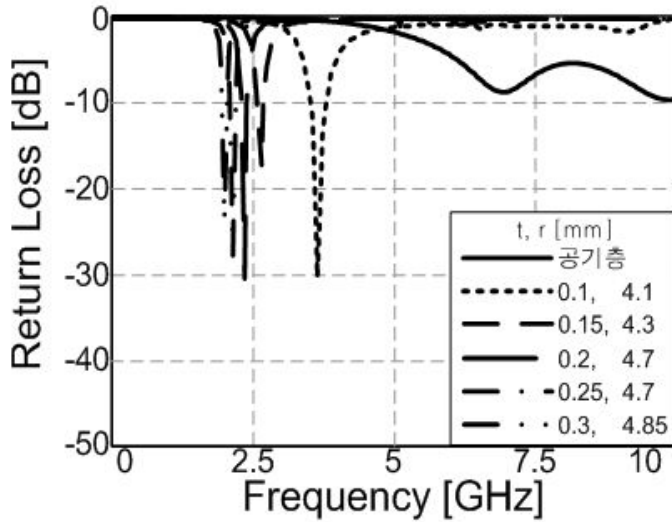


그림 3. 22 변곡점의 변화 ($\mu_r = 500$)

Fig. 3. 22 Variation of inflection point ($\mu_r = 500$)

그림 3. 19에서 확인 할 수 있듯이 비투자율이 10일 때는 저주파수(0.92 GHz)에서 동작하는 안테나와 마찬가지로 변곡점이 두께가 두꺼워짐에 따라 일정한 주파수대에서 나타나는 것을 확인할 수 있지만, 비투자율이 50, 100, 500일 때는 두께가 점점 두꺼워짐에 따라서 변곡점이 나타나는 주파수가 점점 저주파수대로 이동하면서 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 자성체 실린더의 두께가 두꺼워질수록 그리고 자성체 실린더의 비투자율이 커질수록 자성체의 비투자율의 영향으로 관내과장이 짧아지기 때문이다. 아래 그림 3. 23과 24에 자성체 실린더의 두께에 따른 변곡점의 변화 경향과 이득의 변화에 대해 알기 쉽게 나타내었다.

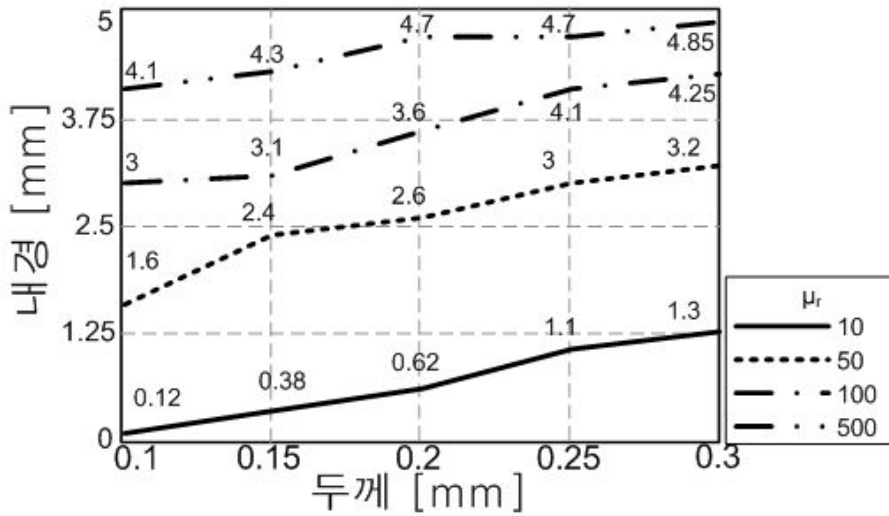


그림 3. 23 변곡점의 변화 경향 (두께 변화)

Fig. 3. 23 Variation tendency of inflection point (t variation)

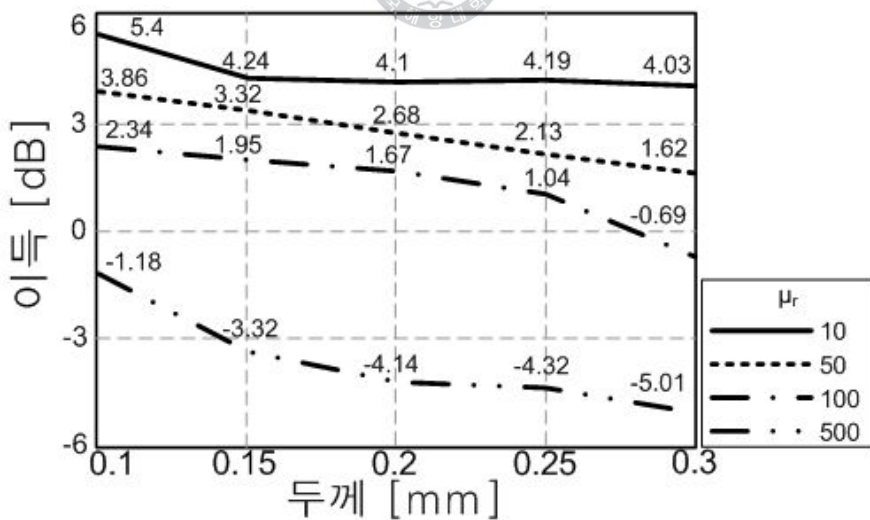


그림 3. 24 이득의 변화 경향 (두께 변화)

Fig. 3. 24 Variation tendency of gain (t variation)

그림 3. 23에서 알 수 있듯이 저주파수(0.92 GHz)에서 동작하는 안테나와 마찬가지로 비투자율의 값이 일정할 때, 두께가 두꺼워질수록 변곡점이 발생하는 내경이 비례적으로 증가하고 있는 것을 확인할 수 있으며, 마찬가지로 비투자율이 증가할수록 내경의 증가 폭이 점점 더 커지는 것을 확인할 수 있다. 역시 두께가 두꺼워질수록 이득이 점점 나빠지는 것을 확인할 수 있다. 두께가 일정할 때 비투자율에 따른 안테나의 소형화율은 아래 그림 3. 25와 같고 비투자율이 10, 50, 100, 500일 때 최대 소형화율은 각각 6, 28, 46, 72 %이다.

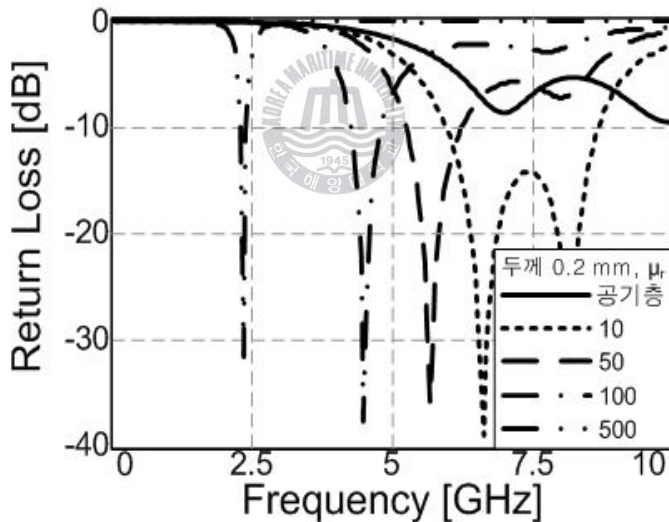


그림 3. 25 소형화율 ($t = 0.2 \text{ mm}$, μ_r 변화)

Fig. 3. 25 Miniaturization rate ($t = 0.2 \text{ mm}$, μ_r variation)

위에서 살펴본 바와 같이 자성체 실린더의 두께가 두꺼워질수록 자성체 자체 자성이 강해지기 때문에 이득이 감소하고 있는데,

이는 자성체 손실이 증가하기 때문이 아니라 관내과장이 짧아져서 안테나가 소형화되기 때문에 효율이 저하되어 나타나는 현상이다. 왜냐하면 시뮬레이션 시에 자성체의 손실을 '0'으로 고정시켰기 때문이다. 만약에 자성체 손실이 존재하게 된다면 안테나 소형화율은 더 커지지만 이득은 감소하며, 자성체 손실이 커질수록 소형화율은 점점 커지지만, 효율이 점점 감소하여 반사손실 특성 및 이득은 점점 나빠지게 된다. 아래 그림 3. 26은 자성체 실린더의 비투자율이 10, 두께가 0.2 mm일 때, 자성체 손실에 의한 안테나 반사손실 특성이다. 그리고 이득은 자성체 손실이 0일 때는 4.1 dB이고, 자성체 손실이 0.01, 0.1, 0.5, 1로 증가하면서 3.94 dB, 3.52 dB, 0.7 dB, -1 dB로 점점 나빠지는 것을 확인 할 수 있다.

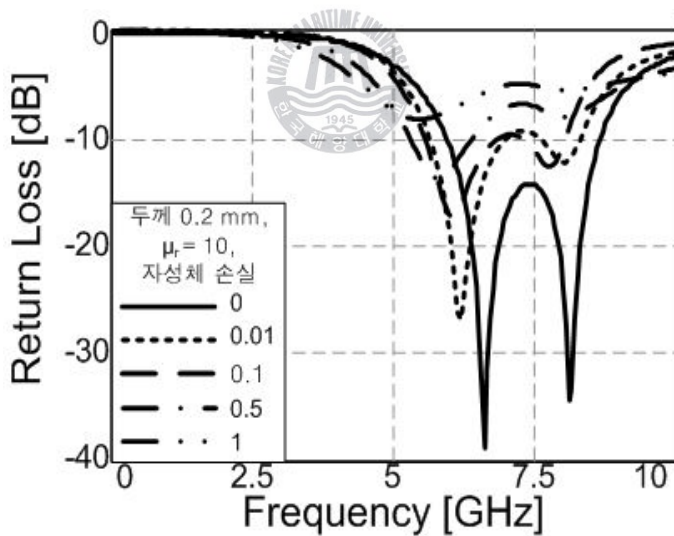


그림 3. 26 반사손실 특성 (자성체 손실 변화)
 Fig. 3. 26 Return loss (Magnetic loss variation)

지금까지 살펴 본 것과 같이 편급전 안테나의 경우 급전판에

자성체 실린더를 삽입하면 다소 이득의 저하가 발생하지만 안테나를 소형화 할 수 있다는 사실을 확인하였고, 자성체 실린더의 두께와 내경을 조절하면 쉽게 소형화할 수 있을 것으로 사료된다.

3. 5 Summary

3 장에서는 자성체를 이용한 안테나의 소형화에 대해 살펴보았다. 자성체를 이용한 안테나의 특성을 좀 더 확실하게 알아보기 위해 샘플 안테나를 0.92 GHz에서 동작하도록 재설계하였으며 자성체의 손실 탄젠트는 0으로 고정시켰다. 이를 이용하여 급전판에 사각 자성체를 삽입하였다. 사각 자성체의 개수가 증가할수록 안테나의 크기를 더욱 더 작게 할 수 있으며, 최대 16 %의 소형화율을 보였다. 그리고 급전판의 아래에 자성체 실린더를 삽입하면 그 두께와 내경의 변화에 따라 최적 공진 주파수의 위치 즉, 변곡점이 발생하며 그 변화 경향을 저주파수(0.92 GHz)와 고주파수(7 GHz)에서 동작하는 샘플 안테나에서 확인해 보았다. 자성체 실린더의 두께가 두꺼워질수록 변곡점이 발생하는 내경이 비례적으로 증가하고, 관내과장이 짧아짐으로써 안테나가 소형화된다. 그리고 비투자율이 증가할수록 두께에 따른 내경의 증가 폭이 점점 커짐을 확인하였다. 결과적으로 자성체 실린더의 두께가 두꺼워질수록, 그리고 비투자율이 증가할수록 관내과장이 짧아져서 안테나의 크기를 소형화할 수 있었으며 비투자율이 10일 때 최대 9 %, 비투자율이 500일 때 최대 78 %의 소형화율을 보였다. 소형화로 인한 효율의 하락으로 다소 이득이 감소하는 경향이 있지만, 비투자율이 크게 증가하지만 않는다면 이득의 감소폭이 크지 않아서 안테나로써 역할을 수행할 수 있을 것으로 사료된다.

제 4 장 R, L 칩 소자를 이용한 안테나 소형화 에 관한 연구

4. 1 연구 목표 및 내용

전 세계적으로 최근 휴대전화 소지자의 수가 급진적인 증가 추세를 보이며, 이와 동반한 이동통신 분야도 하루가 다르게 발전하고 있다. 이와 더불어 다양한 정보 콘텐츠의 제공과 실시간 동영상 제공 등이 필요하게 되었다. 이는 기술적으로는 초고속의 데이터전송과 다수의 이용자에게 정보를 제공할 수 있는 대용량의 정보전송을 해결해야 함을 의미한다. 또한 디지털 제품의 슬림화 추세에 맞추어 휴대전화도 GPS, MP3, 카메라, 멀티미디어 전송, 블루투스, 위성·지상파 DMB 등의 기능을 모두 포함하고 있는 슬림형 제품들이 출시되고 있다[8][9]. 슬림 휴대폰을 선호하는 이유는 디자인이 깔끔하고 휴대하기 쉽기 때문이다. 제품은 슬림화 되면서도 기능은 더 우수한 휴대전화를 개발하기 위해서 각 서비스를 지원하는 칩이나 모듈의 개발도 반도체 기술의 발전에 힘입어 온칩(On-chip)화 되고 있는 실정이다. 하지만 휴대전화에서 사용자가 원하는 대용량의 정보 전송을 위해서는 전송 역할을 담당하는 안테나의 개발이 중요하다. 셀룰러, PCS, GPS, 위성 DMB 등의 서비스를 지원하는 휴대폰의 안테나는 이미 인테나(내장형 안테나)가 개발되어 제품이 출시되고 있으며, 각 통신사업체마다 그 판매 수가 날이 급증하고 있다. 하지만 지상파 DMB와 FM 라디오를 수신하기 위한 내장형 안테나의 개발은 아직 미미한 수준이다. 지상파 DMB와 FM 라디오의 서비스를 지원하는 안테나는 주파수가 VHF 대역에서 동작하는 것으로 지상파 DMB 서비스의 경우 현재까지 개발된 휴대폰 기술은 대부분 휴대폰 외부로 별개의 안테나가 빠져 나오도록 설계되어 있으

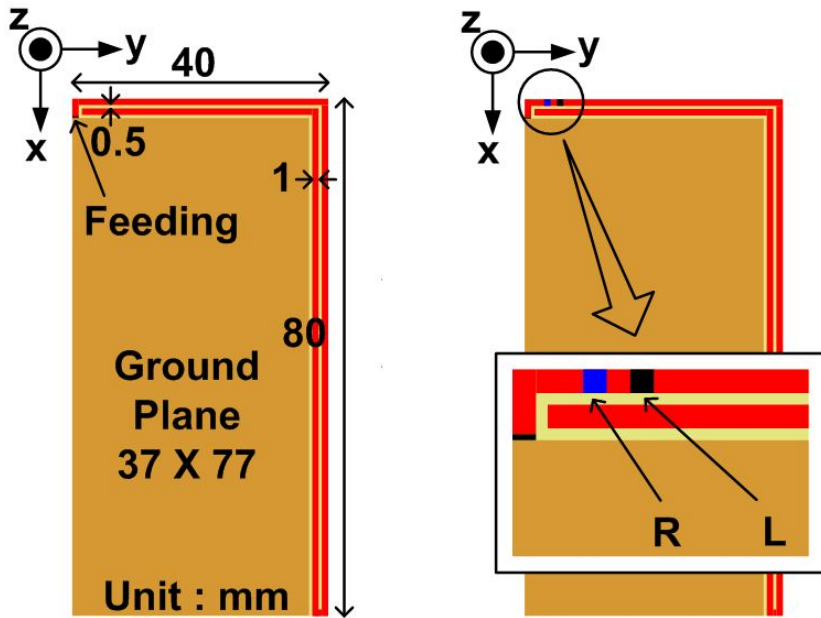
며, FM 라디오는 이어폰을 안테나로 활용하여 서비스되고 있는 실정이다. 사용자의 대용량 멀티미디어 서비스 제공과 휴대폰 제품의 슬림화 동향에 견주어 보면 지상파 DMB와 FM 라디오 서비스는 휴대폰 내장형 안테나의 개발이 시급하나 저주파수로 인해 개발이 매우 어려운 실정이다[10][11]. 지상파 DMB용 안테나는 통신업체 뿐만 아니라 안테나 개발 업체들이 내장형 안테나를 개발하기 위해 주력하고 있으나, 특히 FM 라디오 안테나의 경우는 지상파 DMB 서비스 보다 주파수가 더 낮아 개발을 꺼려하는 것이 사실이다. 안테나는 기본적으로 제공하고자 하는 서비스의 주파수의 파장에 맞추어 동작하기 때문에 FM 라디오인 경우는 실제 파장에 대해 안테나의 크기가 크기 때문에 소형화, 내장형이 힘든 게 현실이다. 본 연구에서는 단말기 내장형으로 적합한 소형 안테나를 설계하는 것을 목표로 한다.



4. 2 R, L 칩을 가지는 휴대폰 내장형 FM 라디오 안테나의 설계

4. 2. 1 안테나 설계

일반적으로 보급되어 사용하고 있는 휴대 전화의 평균 크기를 고려하여 40 x 80 mm로 안테나 설계하였으며, 그 구조를 그림 4. 1(a)에 보였다. 그림 4. 1(a)에 제안된 안테나 모델은 좌측 상단에서 급전이 이루어지며, 1 mm의 마이크로스트립 선로를 유전체 가장자리에 ‘ㄱ’의 형태로 배치하였으며, 0.5 mm의 간격을 가지고 다시 급전점으로 되돌아가는 구조를 고려하였다. 이는 FM 라디오 주파수가 88 ~ 108 MHz로 매우 낮으므로, 마이크로스트립 선로를 가장자리에 둠으로써 선형안테나와 같은 효과를 나타내기 위한 것이다. 그리고 나머지 도체는 안테나의 그라운드로써 사용하였다. 이 안테나는 두개의 선로가 나란히 배치되어 있어, 안테나가 동작할 때 안테나로써 동작하는 마이크로스트립 선로간 용량성 특성을 가지게 되어 임피던스 부정합이 발생하였다.



(a) 초기 모델

(b) R, L 칩 매칭된 모델

(a) fundamental

(b) R-L matched

그림 4. 1. 초기 안테나와 칩으로 정합된 안테나의 구조

Fig. 4. 1 Structure of fundamental & matched antenna using chip.

이 때 안테나의 임피던스 값은 $2.4 - j230$ 이었다. 이 안테나는 임피던스 허수부가 (-)값을 가지므로 용량성 특성이 큰 것을 알 수 있다. 이를 해결하기 위해 안테나의 크기를 늘리지 않으면서 임피던스 정합을 할 수 있는 방법으로 R, L 칩을 이용하여 안테나를 50Ω 으로 정합하는 방법을 선택하였다. R 성분은 안테나 임피던스의 실수부를 50Ω 으로 이동시켜주며, L 성분은 임피던스 허수부 값을 0으로 이동시키는 역할을 한다. 따라서 그림 4. 1(a)에 제시된 안테나의 임피던스 정합을 위해 그림 4. 1(b)와 같은 방법으로 임피던스 정합을 하였다. 정합을 위해 사용된 R 소자의 값은 48Ω , L 소자는 215 nH 이다.

그림 4. 2와 4. 3은 기본 안테나 모델과 R-L 칩 소자를 이용하여 정합한 안테나의 반사손실 및 임피던스 특성을 나타낸다. 점선과 실선은 각각 기본 안테나와 R, L 칩 소자 정합 안테나의 반사손실을 나타낸다. 그림 4. 2와 4. 3에 보인 바와 같이 그림 4. 1(a)의 안테나는 공진 특성을 거의 보이지 않고 있지만, 그림 4. 1(b)의 안테나는 R-L 칩 소자를 이용하여 정합하여 125 MHz에서 -35 dB의 반사손실 특성을 가진다. FM 라디오 대역의 특성 주파수 100 MHz 대역에서 임피던스는 $52 - j94 \Omega$ 이다. 유전체 전면에 배치한 안테나와 그라운드간에 존재하는 용량성 특성을 L 칩 소자의 유도성 특성으로 완화하였다. 공진 길이가 충분하지 않아 발생하는 임피던스 비정합은 R 칩 소자로 정합하였다.

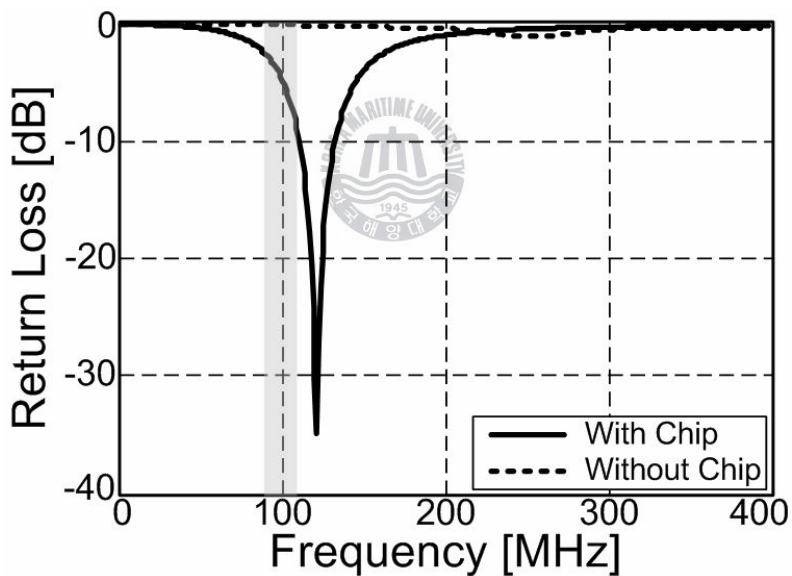


그림 4. 2. 안테나의 반사 손실 특성

Fig. 4. 2 The return loss of antennas.

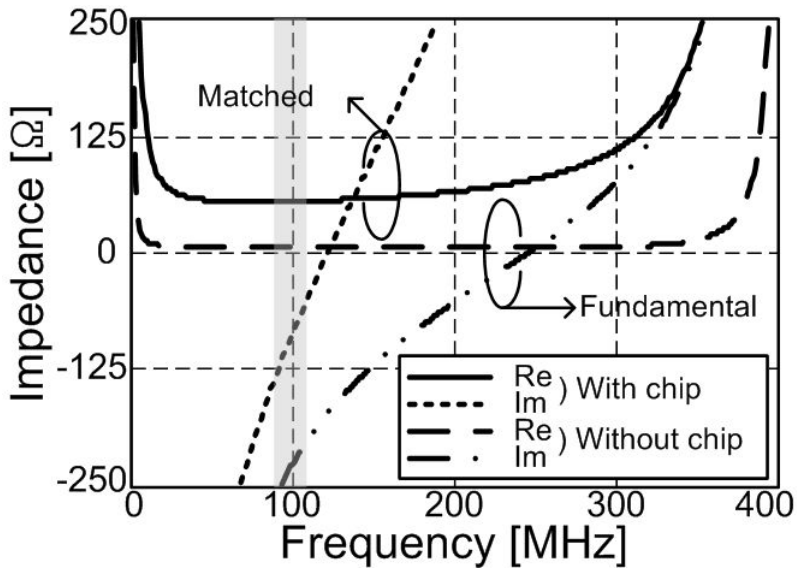


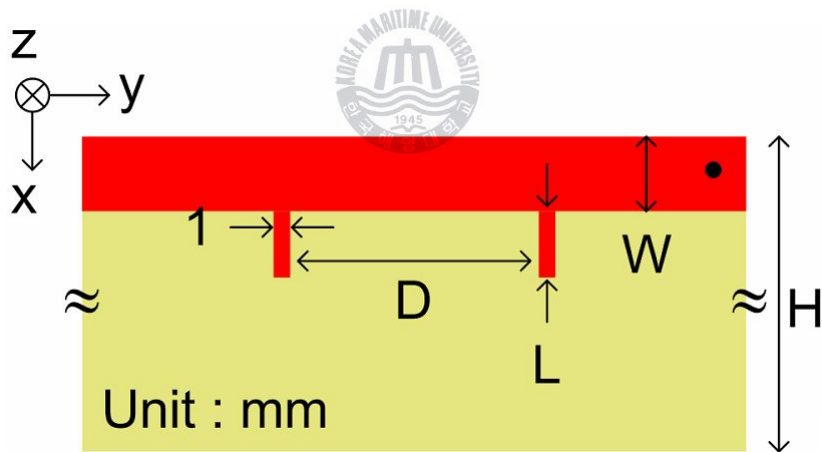
그림 4. 3. 안테나의 임피던스

Fig. 4. 3 The impedance of antennas.

그림 4. 3 에 보인 바와 같이 정합된 안테나의 임피던스가 $52 - j94 \Omega$ 으로 L 칩 소자에 의해 용량성 특성이 다소 완화되었지만 여전히 용량성 특성을 보이는 것을 알 수 있다. 따라서 FM 라디오 주파수 대역에서 좋은 안테나 특성을 가지기 위해서 유도성 특성을 추가하여 용량성 성분을 더 줄일 필요가 있다[12][13]. 식 (4. 1)은 안테나의 임피던스 값으로부터 안테나의 특성이 용량성인지 유도성인지 구분할 수 있는 관계를 나타낸다. 임피던스의 허수부 값이 (-) 값을 가진다면, 그 안테나는 용량성 특성을 보이는 것이며, (+) 값을 가지면 유도성 특성을 가지는 것이다[14].

$$Z = R + jX = R + j\omega L - \frac{1}{j\omega C} \quad (4. 1)$$

그림 4. 4는 용량성 성분을 추가하기 위한 안테나 후면의 구조를 나타낸다. R과 L 칩 소자를 이용한 정합으로 안테나는 125 MHz에서 공진하는 특성을 보였으므로, W는 안테나의 공진 길이를 확보하기 위해 추가한 후면 도체면의 폭을 나타내며, L은 대역폭을 조절하기 위한 스테르브의 길이, D는 안테나의 크기를 조절하기 위한 두 스테르브 간의 거리이며, H는 안테나의 공진 주파수를 조절하기 위한 안테나의 전체 길이를 나타낸다. 안테나 후면의 도체면은 전면의 안테나 끝 부분에서 비아를 사용하여 연결하였다. 그림에서 나타낸 안테나 후면 구조에서 검은 점으로 표시한 것이 비아홀이다. 후면의 전체 구조를 나타낸 것이며, 최적의 파라미터 값을 도출하기 위해 W에 해당하는 도체면만을 추가한 상태에서 W의 변화에 대한 반사손실특성을 보이고, 그 다음으로 스테르브를 추가하여 대역폭, 공진주파수 등을 조절하였다.



[Back side]

그림 4. 4. 안테나를 정합 시키기 위한 후면 구조
Fig. 4. 4 Antenna matching back side structure.

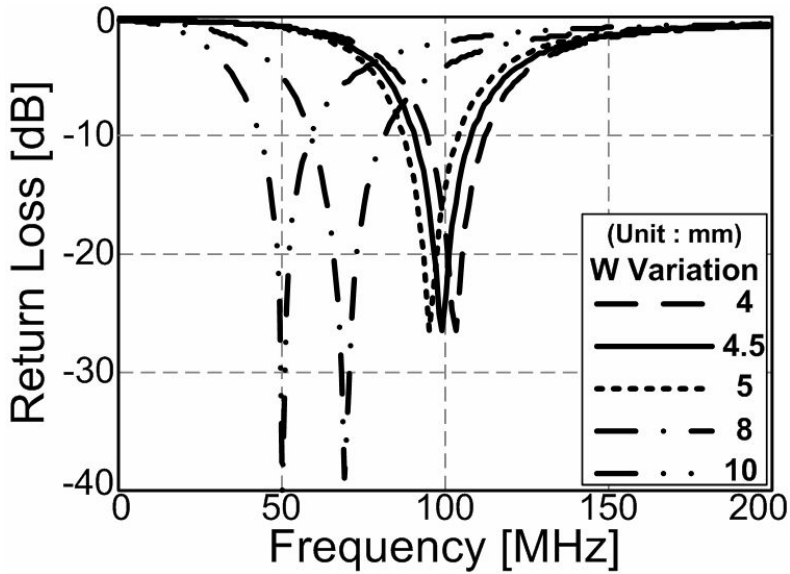


그림 4. 5. 반사 손실 특성 [W 변화]

Fig. 4. 5 Return loss [W variation].

그림 4. 5는 안테나 후면에 FM 주파수 대역에서 공진하도록 추가한 도체면의 폭 W 변화에 따른 반사손실 특성을 나타낸다. W가 증가하면 안테나의 유도성 성분이 증가하여 본래의 용량성 성분을 감소시키는 효과가 있다. 또한 안테나의 물리적 길이가 증가하여 공진 주파수가 보다 낮은 대역으로 이동한다. W의 값을 4 mm에서 10 mm까지 변화시켰을 때, 안테나가 가지는 공진 특성을 보였으며, W가 4.5 mm일 때 100 MHz에서 공진하는 특성을 보였다. 이 때 반사손실 특성은 100 MHz에서 -28 dB, 임피던스가 $52 + j2$ Ω 으로 우수한 특성을 보였다. 후면 도체면의 추가로 인해 공진주파수는 만족하였다. 하지만 대역폭 기준을 -10 dB 이하로 하였을 때 91 ~ 109 MHz로 다소 부족한 것으로 판단하여, 대역폭을 증가시키기 위해 폭 1 mm의 스테르브를 x축과 나란한 방향으로 배치하고, y축을 기준으로 대칭 형태로 추가하였다.

그림 4. 6은 추가된 스테르브의 길이 L의 변화에 따른 반사 특성을 나타낸다. L 값을 3 mm에서 5 mm까지 변화시켰으며, 4 mm일 때 FM 주파수 대역을 만족하는 결과를 얻을 수 있었다. -10 dB를 기준으로 대역폭은 88 ~ 107 MHz였다. 반사손실 특성은 97 MHz에서 최대 -27 dB, 100 MHz에서의 임피던스는 $53 + j10 \Omega$ 으로 우수한 특성을 보였다.

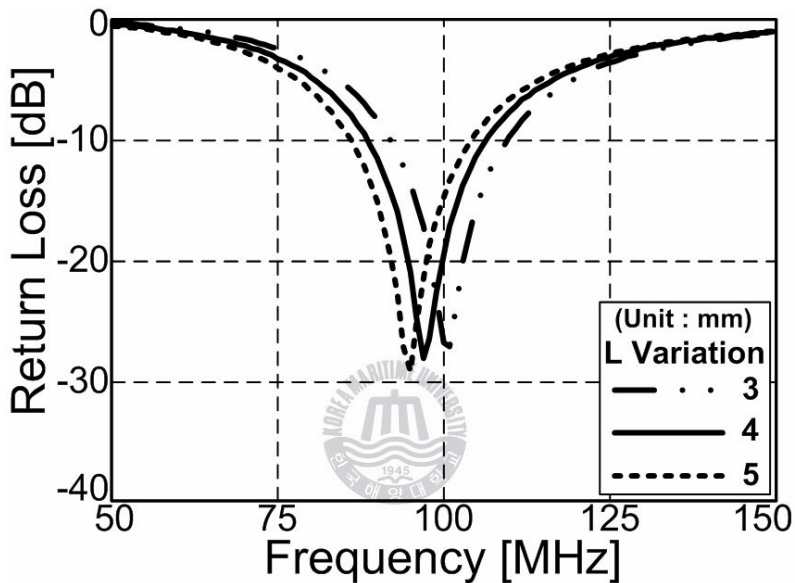


그림 4. 6. 반사 손실 특성 [L 변화]

Fig. 4. 6 Return loss [L variation].

그림 4. 7은 추가된 두 개의 스테르브간의 간격 D를 변화시켰을 때 안테나의 공진 특성을 나타낸다. x축과 나란한 스테르브의 길이는 안테나의 대역폭을 정확하게 조절해주는 역할을 하며, y축을 기준으로 대칭 형태인 두 스테르브간의 거리는 안테나의 공진 주파수 대역을 결정하는 역할을 한다. 다시 말해서, 안테나 후면에 추가된 W의 폭을 가지는 도체면은 R, L 정합 방법으로 인해 다소 높은 125 MHz의 중심주파수를 100 MHz로 이동시키기 위해 추가한 것이며, 대역폭을 조절하기 위해 스테르브를 추가하

였다. 또한 다양한 크기의 휴대 전화에 범용으로 적용되기 위해서는 안테나의 크기를 더 줄일 필요가 있다. 따라서 두 개의 스테르브를 대칭 형태로 배치함으로써 안테나의 소형화를 도모한 것이다. 스테르브간의 거리가 가까워질수록 스테르브간 용량성 성분이 다시 증가하므로, 유도성 성분만 존재하는 스테르브간의 거리가 중요한 파라미터가 된다. 따라서 스테르브간의 간격을 15 mm에서 23 mm까지 변화시켰으며, 15 mm일 때 54 MHz에서 -39 dB로 공진하는 특성을 보였다. 이 결과로부터 스테르브의 간격을 조절함으로써 안테나를 소형화시킬 수 있음을 확인하였다.

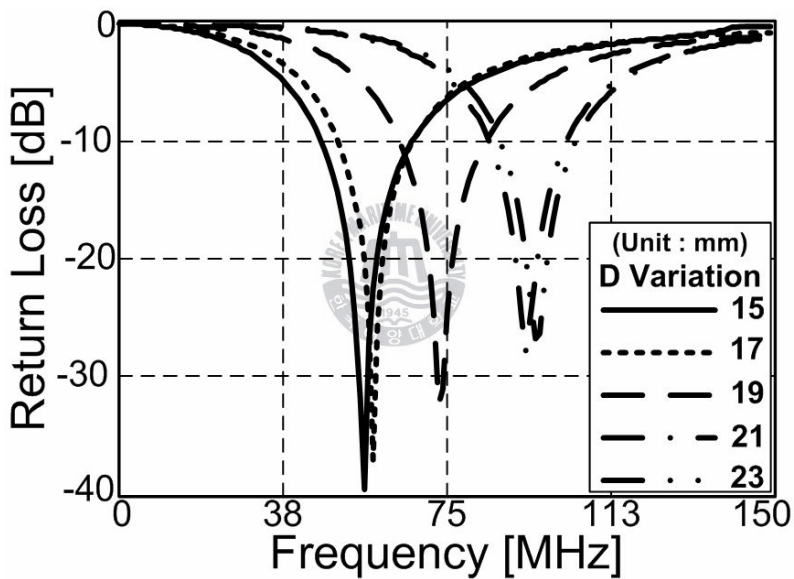


그림 4. 7. 반사 손실 특성 [D 변화]

Fig. 4. 7 Return loss [D variation].

그림 4. 8은 안테나의 x축 방향의 길이 H값을 변화시켰을 때 반사손실 특성을 나타낸다. 안테나 후면에 추가된 두 개의 스테르브간 거리에 의해 안테나의 전체 크기를 줄일 수 있다. H 값을 80 mm에서 60 mm까지 변화시켰으며, 70 mm일 때 99 MHz에서 공진하는 특성을 보였다. 반사손

실 특성은 99 MHz에서 -28 dB, 임피던스는 100 MHz에서 $54 + j3$ Ω 이다. 또한 -10 dB 이하 대역폭은 89 ~ 108 MHz였다. 안테나의 크기를 60 mm까지 줄일 수 있으나, 대역폭을 -10 dB이하값을 기준으로 하였기 때문에 FM 라디오 주파수 대역을 만족하는 70 mm를 선택한 것이다. 파라미터 최적화를 통해 결정된 안테나의 특성을 표 4. 1에 정리하였다. 표 1에 제시한 바와 같이 제안된 안테나의 이득은 -42 dBi로 일반적인 휴대전화의 이어폰 안테나의 이득인 -15 dBi보다 낮은 특성을 보인다. 안테나의 이득은 방사효율과 지향성이 결정한다. 제안된 안테나의 경우 공진 주파수에 비해 안테나의 방사체가 매우 작고 무지향성이며, 임피던스 정합을 위해 R, L 칩 소자를 사용하였기 때문에 방사효율이 낮아서 이득이 낮은 것으로 판단된다.

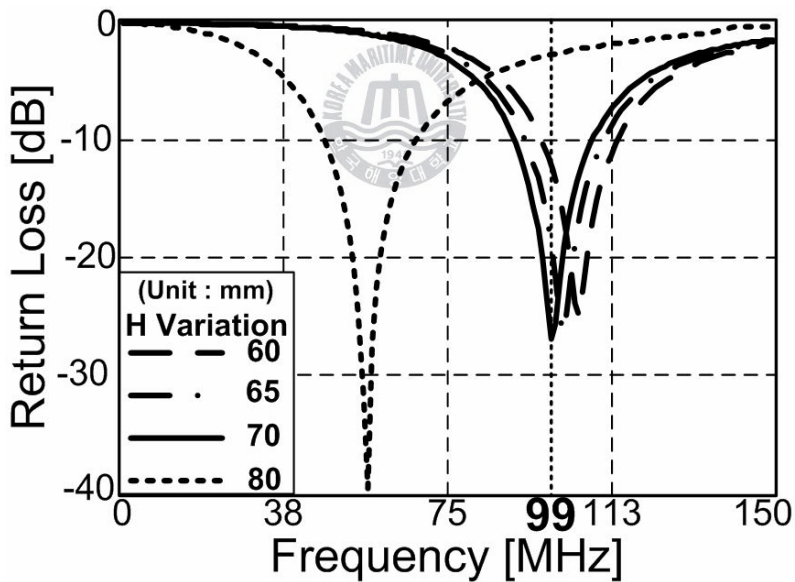


그림 4. 8. 반사 손실 특성 [H 변화]

Fig. 4. 8 Return loss [H variation].

표 4. 1. R, L 칩 정합한 안테나의 특성

Table 4. 1. Characteristic of R-L matching antenna.

반사손실 특성	-27 dB @ 99 MHz
임피던스	54 + j1 Ω @ 99 MHz
대역폭	89 ~ 108 MHz (-10 dB 이하)
지향성 이득	-42 dB @ 99 MHz

그림 4. 9는 R-L 칩으로 정합된 안테나의 방사패턴을 나타낸다. 1 mm 폭의 마이크로스트립 선로가 유전체 가장자리에 배치된 구조이므로 평면 다이폴 안테나와 같은 특성을 가진다. 하지만 안테나의 방사체가 ‘ㄱ’ 형태이며, 그라운드에 의해 영상안테나가 생성되어 마치 다이폴 안테나와 같이 동작한다. 따라서 수평편파의 경우, 방사패턴의 null이 y축으로 기울어진 형태로 형성된다. 수직편파는 전방향에 대해 무지향성 특성을 잘 보이고 있다.

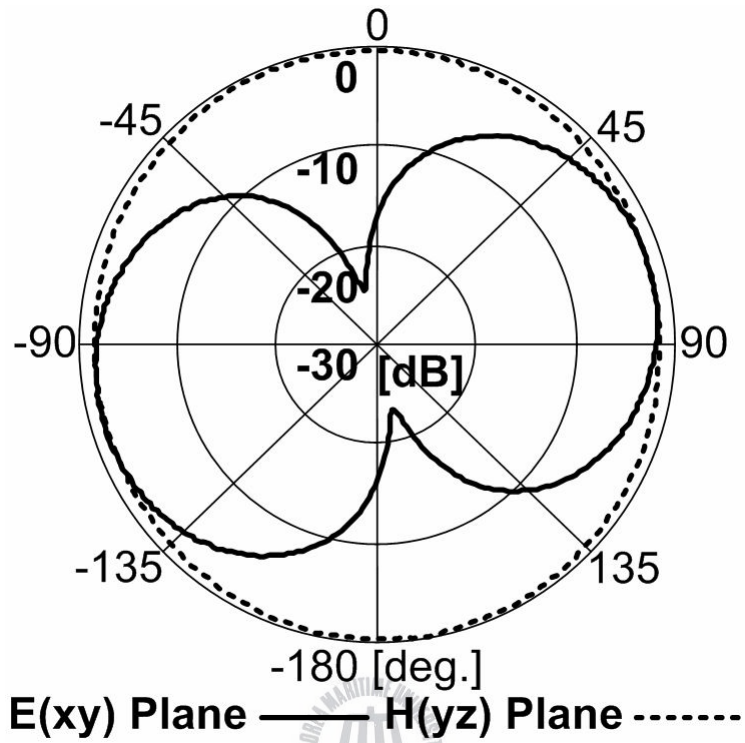
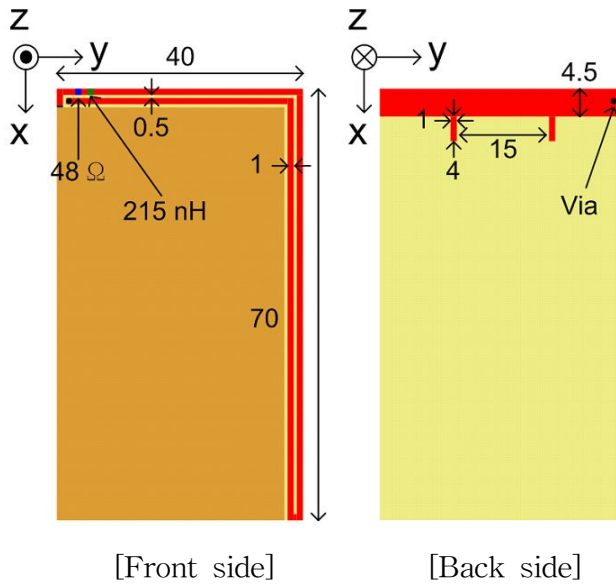


그림 4. 9. 계산된 방사 패턴 (@ 100 MHz)

Fig. 4. 9 The calculated radiation pattern (@ 100 MHz).

4.2.2 실험 및 토의

4. 2. 1절에서 언급한 안테나 설계단계에서 최적화된 파라미터 값들을 이용하여 그림 4. 10(a)에 최종적으로 설계된 안테나의 구조를 나타내었다. 안테나의 기본적인 구조는 그림 4. 1에서 언급한 바와 같이 유전체 전면에 안테나 방사체와 그라운드면을 배치하였으며, 후면에는 공진길이, 대역폭, 소형화를 위한 도체면, 스테브 등을 배치하였다. 안테나의 설계를 위해 사용한 소프트웨어는 안소프트사의 HFSS V9.1이며, 제작에 사용된 유전체는 유전율이 4.4, 두께가 1 mm인 FR-4 기판을 사용하였다. 제작된 안테나는 안리츠사의 네트워크 분석기로 반사손실특성, 임피던스 특성을 측정하였으며, 한국해양대학교가 보유하고 있는 대형 암실에서 방사패턴, 이득을 각각 측정하였다. 한국해양대학교가 보유한 대형 암실에서 측정가능한 주파수는 40 MHz에서 40 GHz까지이다. 또한 암실 내 거리가 약 16 m이므로 EMC 분야 외 FM 라디오와 같이 매우 낮은 주파수 대역의 안테나 또한 충분히 측정할 수 있는 크기이다. FM 라디오의 중심주파수는 약 100 MHz로 상당히 낮은 주파수이다. 따라서 방사패턴과 이득을 측정할 때 원거리 측정 조건을 만족하기 위하여 송신 및 수신 안테나간의 거리를 약 11 m로 두고 측정하였다. 그림 4. 10(a)에 나타낸 안테나는 최초로 제안된 안테나 모델에 비해 크기가 12.5 % 작아졌다. 그림 4. 10(b)는 실제 제작된 안테나의 사진을 나타낸다.



[Front side]

[Back side]

(a) 최적화된 안테나 구조

(a) optimized antenna structure



[Front side]

[Back side]

(b) 제작된 안테나

(b) fabricated antenna

그림 4. 10. 설계 및 제작된 안테나

Fig. 4. 10 Design and fabrication of proposed antenna.

그림 4. 12~4. 15는 제작된 안테나의 반사손실 특성, 임피던스, 방사패턴 및 이득을 나타낸다. 99 MHz에서 -23 dB의 공진 특성을 보이고 있으며, -10 dB 이하 대역폭은 89 MHz ~ 111 MHz로 FM 라디오 주파수 전 대역을 충분히 만족하고 있음을 확인할 수 있다. 제작상의 오차로 인해 설계단계에서 제시한 반사손실 특성보다 6 dB 정도 특성이 저하되었지만 여전히 -20 dB 이하로 우수한 특성을 보이고 있다. 대역폭의 경우 마이크로스트립으로 제작한 안테나이기 때문에 -10 dB, 즉 VSWR 2를 기준으로 한 것이다. 하지만 100 MHz 대역으로 낮은 주파수 대역에서 사용하여 전파 감쇠나 손실이 적으며, 일반적으로 사용되고 있는 표준 다이폴 안테나나 표준 바이코니컬 안테나의 VSWR을 고려하여 VSWR 2.5 ~ 3을 기준으로 하면, FM 라디오 대역을 충분히 만족한다. 측정된 임피던스는 100 MHz에서 $55 - j7$ Ω 이었다. 반사손실 특성, 대역폭, 임피던스와 방사패턴은 시뮬레이션 결과와 잘 일치하였다. 하지만 이득 측정값은 -15 dBi로 시뮬레이션보다 27 dBi 높게 측정되었다. 실제 안테나의 방사체는 유전체 가장자리에 배치된 도체 선로이지만 자유공간 내에서 안테나 방사체와 그라운드가 모두 안테나로써 동작하는 효과를 보여 이론적으로 계산된 이득보다 측정한 이득값이 훨씬 높게 나타난 것으로 판단된다. 아래 그림 4. 11은 안테나 뿐만 아니라 그라운드의 면적이 안테나 방사체에 비해 다소 크기가 커서 표면에 강하게 전류가 흐르진 않지만 그라운드 표면 전체에 고르게 흐르고 있으며, 특히 그라운드의 가장자리에도 전류가 잘 흘러서 안테나와 같이 동작하고 있는 모습이다. 또한 시뮬레이션에 의한 계산값은 이상적인 조건에서 산출된 값이다. 따라서 안테나 측정 환경에 따라 다소의 오차는 발생한다고 할 수 있다.

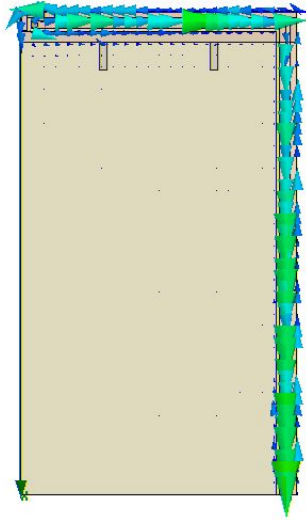


그림 4. 11. 제안된 안테나의 전류분포

Fig. 4. 11. Magnetic current of proposed antenna

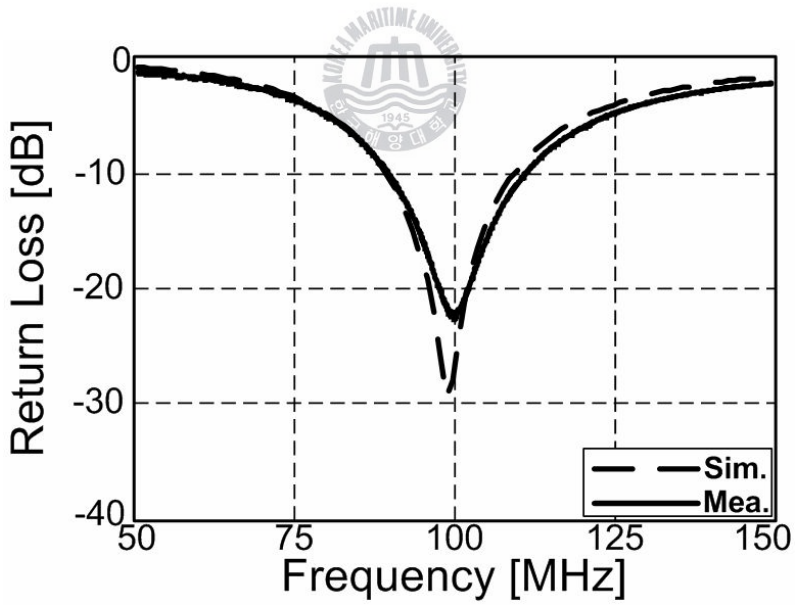


그림 4. 12. 제안된 안테나의 반사 손실 특성

Fig. 4. 12 The return loss of proposed antenna.

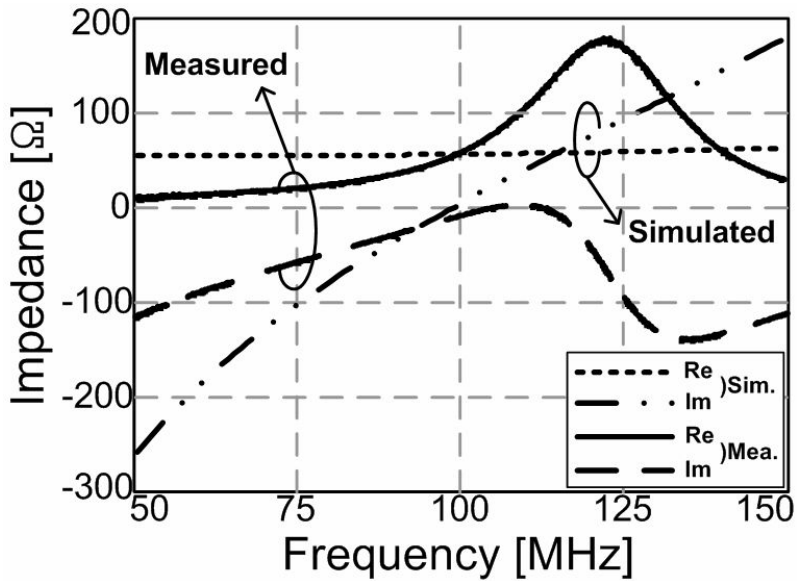


그림 4. 13. 제안된 안테나의 임피던스
 Fig. 4. 13 Impedance of proposed antenna.

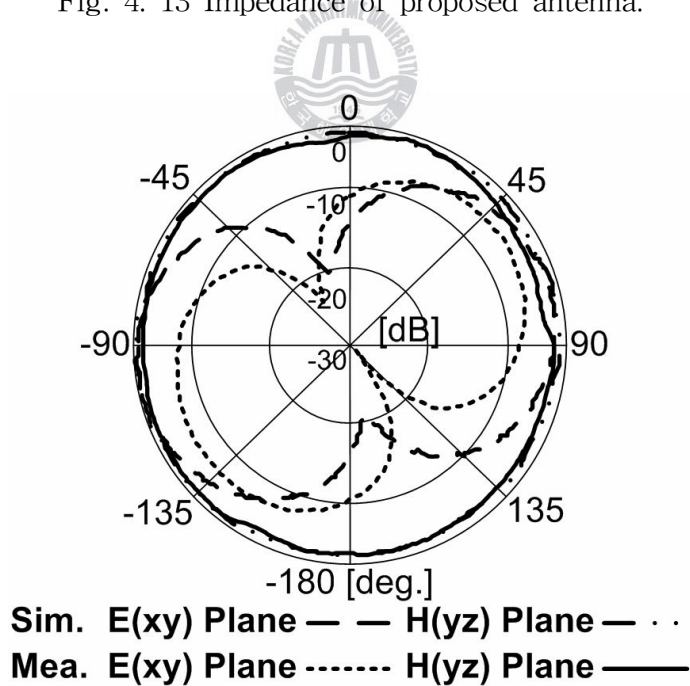


그림 4. 14. 제안된 안테나의 방사패턴
 Fig. 4. 14 Radiation pattern of proposed antenna.

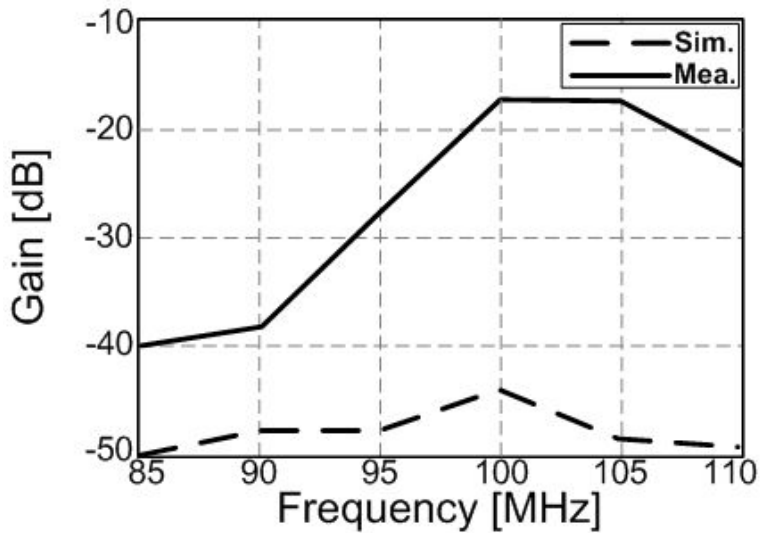


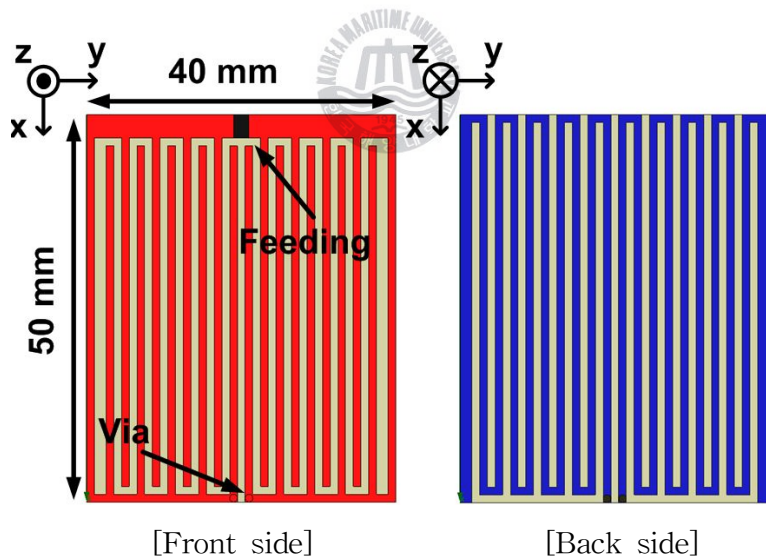
그림 4. 15. 제안된 안테나의 이득

Fig. 4. 15 Gain of proposed antenna.

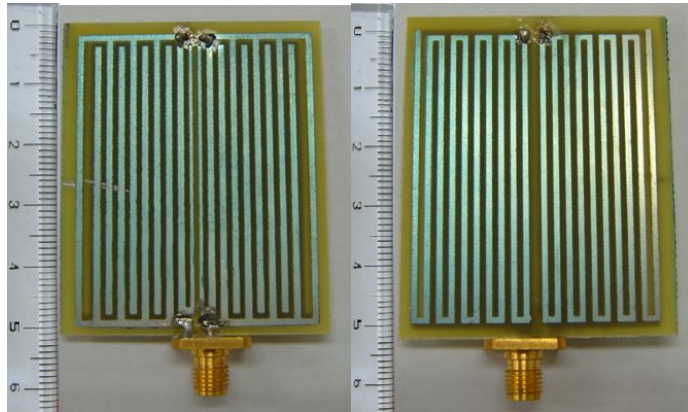
4.3 스테르브-미앤더로 구성된 안테나의 설계

본 절에서 소개할 스테르브-미앤더로 구성된 안테나는 휴대폰 내장형이 아니라 휴대폰 케이스 속에 장치하여 사용할 수 있도록 설계하였다. 그림 4. 16은 그림 4. 1에 보인 안테나와 달리 R-L 칩 소자를 사용하지 않고 마이크로스트립 선로만으로 정합을 한 안테나를 나타낸다. ‘7’ 형태로 인해 안테나의 수직편파 특성이 y축으로 기울어진 것을 보완하기 위해 고려한 모델이다. 유전체 전면에 마이크로스트립 선로를 이용하여 가장자리에 접힌 다이폴 안테나의 형태로 배치하였으며, 비아를 이용하여 후면의 미앤더 선로와 연결하여, 안테나의 공진 주파수를 확보하고자 하였다. 임피던스 정합을 위해 전면에 스테르브를 손가락 모양으로 위, 아래 방향이 엇갈리는 형태로 배치하여 대칭적인 전류 흐름을 고려한 것이다. 또한 스테르브와 미앤더는 1 mm 두께의 유전체를 사이에 두고 있으며, 스

터브와 미앤더 선로의 위치가 서로 중복되도록 배치하였다. 그렇게 함으로써 스테르브와 미앤더 선로로 안테나의 공진 길이 및 유도성 성분을 가지게 하고 스테르브와 미앤더 선로 간의 용량성 성분을 가지게 함으로써 임피던스 값에 따라 유도성 또는 용량성 성분을 증가 또는 감소시킬 수 있으며, 정합을 도모할 수 있다. 스테르브와 미앤더 선로의 폭은 모두 1 mm로 하였다. 시뮬레이션을 통해 얻은 안테나의 이득은 R-L 칩 소자 정합 안테나보다 약 10 dBi 높은 이득 특성을 보였다. 그림 4. 1에 보인 안테나의 방사체 면적보다 증가하였기 때문에 보다 많은 전류가 흘러 방사효율이 다소 증가되어 이득이 증가된 것으로 판단된다. 이 안테나 모델 또한 기존의 안테나보다 전체적인 크기를 줄이기 위해 고려한 구조이다. 결과적으로 유전체 전면에서 사용한 스테르브와 후면에 사용한 미앤더 선로로 인해 공진 길이가 확보되어 x축 방향에 대한 길이를 줄일 수 있었다.



(a) 최적화된 안테나
(a) optimized antenna



[Front side]

[Back side]

(a) 제작된 안테나

(b) fabricated antenna

그림 4. 16. 칩 소자 정합을 하지 않은 스텐드-미앤더 안테나

Fig. 4. 16. Stub-meander antenna without chip matching.

그림 4. 17은 그림 4. 16에 보인 안테나의 반사손실 특성을 각각 나타낸다. 시뮬레이션과 측정된 반사손실 특성은 각각 99 MHz에서 -11.5 dB, 98 MHz에서 -3.5 dB이다. 안테나를 제작함에 있어서 전면 패턴과 후면 패턴 형성을 시뮬레이션 모델과 같이 정확해야 하지만 제작상의 오차가 다소 있었던 것으로 판단된다. 하지만 반사손실 특성 및 대역폭을 조금 더 개선해야 할 필요성이 있다.

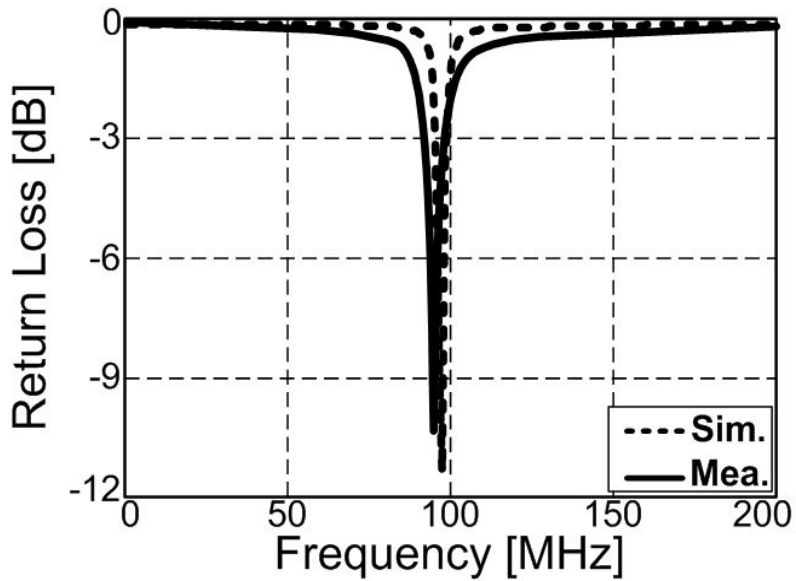


그림 4. 17 스텐브-미앤더 안테나의 반사 손실 특성

Fig. 4.17 Return loss of stub-meander antenna.

그림 4. 18은 그림 4. 16에 보인 안테나의 전류 분포를 나타낸다. x-z 평면을 기준으로 대칭적인 구조를 가지는 안테나이므로 전류 분포 또한 균일한 특성을 보이고 있다. 유전체 전면에는 굽어진 다이폴 안테나에 스텐브가 추가된 구조이므로 전류가 가장자리에 있는 안테나의 방사체에서 강하게 분포되어 있는 것을 확인할 수 있다.

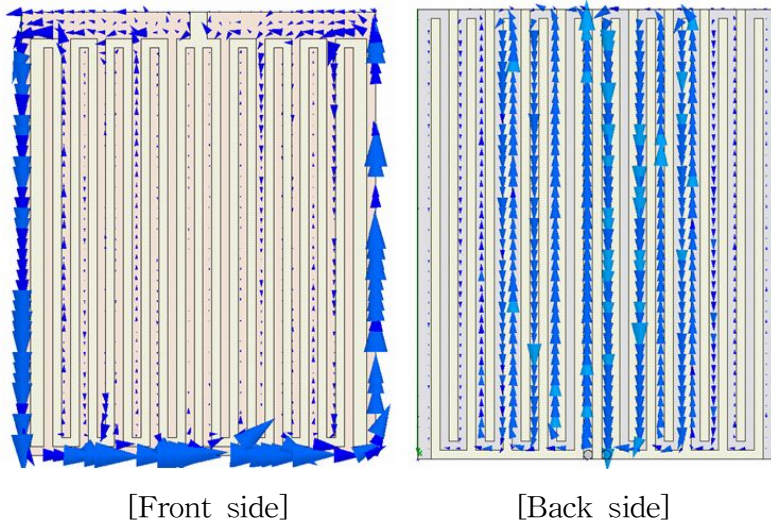


그림 4. 18. 스텐브-미앤더 안테나의 전류 분포

Fig. 4. 18 Current distribution of stub-meander antenna.

그림 4. 19는 스텐브-미앤더 안테나의 방사패턴 특성을 나타낸다. 방사패턴은 수평면과 특성이 정확히 0° 에서 null이 형성되는 것을 확인할 수 있다. 안테나가 $x-z$ 평면을 기준으로 대칭적인 구조이기 때문이다. 이로 인해 전류가 균일하게 분포하게 되며, 방사패턴이 기울어짐 없이 형성되는 것이다. 수직면과의 경우 무지향성 특성을 보이고 있으며, 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있다. 하지만 상대적으로 좁은 대역폭 특성을 가진다. 이러한 구조를 가지는 안테나의 경우, 대역폭을 확보하기만 한다면 우수한 성능의 FM 라디오 수신용 안테나로 사용할 수 있을 것으로 판단된다.

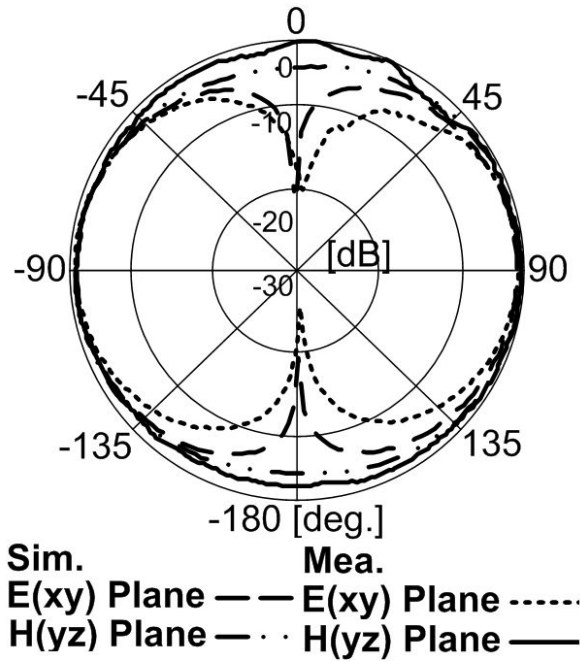


그림 4. 19. 스텐브-미앤더 안테나의 방사패턴
 Fig. 4. 19 Radiation pattern of stub-meander antenna.

그림 4. 20은 스텐브-미앤더 안테나의 이득 특성을 나타낸다. 시뮬레이션은 최대 -29 dBi, 측정은 최대 -15 dBi의 특성을 보였다. 측정 방법은 앞서 언급한 바와 마찬가지로 송신 및 수신 안테나간의 거리를 11 m로 두고 측정한 결과이다. 시뮬레이션 결과는 이상적인 값이므로 실제 환경에서 측정한 결과와는 다소 오차가 있을 수 있다. 안테나의 이득이 낮은 것은 사용되는 주파수에 비해 안테나의 크기가 너무 작기 때문에 충분히 방사하지 못함으로써 방사효율이 저하되어 나타나는 현상으로 판단된다.

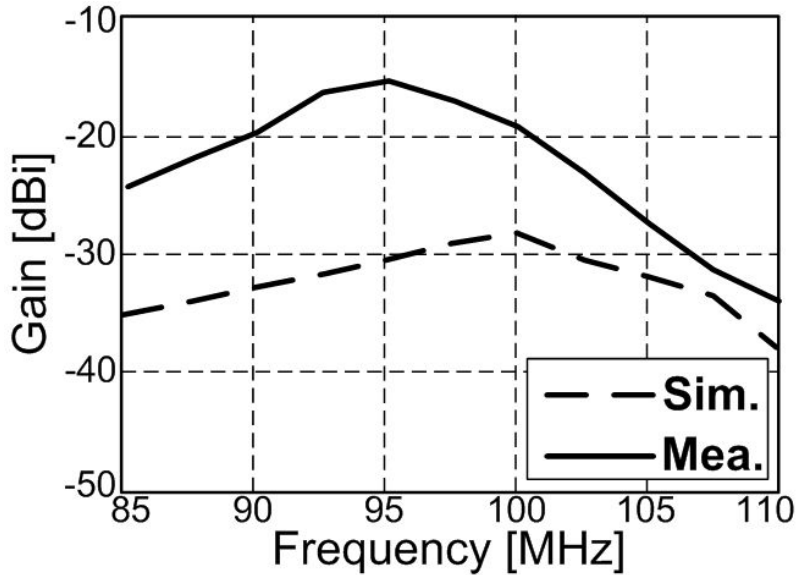


그림 4. 20. 스텐브-미앤더 안테나의 이득

Fig. 4. 20 Gain of stub-meander antenna.

그림 4. 21은 그림 4. 1의 R-L 칩 안테나, 그림 4. 16의 스텐브-미앤더 안테나, 현재 휴대 전화에 연결하여 사용하고 있는 이어폰 안테나의 이득을 전파암실에서 측정한 값을 나타낸다. R-L 칩 안테나와 스텐브-미앤더 안테나는 기본적으로 50 Ω을 기준으로 정합한 안테나이다. 이어폰 안테나의 경우 그 끝이 일반적인 RF 장비에 연결하여 사용할 수 있는 컨넥터로 되어 있는 것이 아니라 소켓에 꽂는 형태로 되어 있다. 따라서 FM 라디오 모듈과 이어폰 안테나간의 임피던스 값은 얼마인지 모르나 측정을 위하여 밑 부분을 제거하고 컨넥터를 연결하여 네트워크 분석기로 측정한 결과 88 MHz에서 -1.59 dB, 108 MHz에서 -0.44 dB의 반사손실 특성을 보였다. 이를 근거로 하여 본래 휴대 전화에 연결하여 사용하고 있는 이어폰 안테나의 방사패턴, 이득을 모두 측정하였으며, 이와 동일한 조건으로 R-L 칩 안테나, 스텐브-미앤더 안테나의 각 특성들을 측정한 것이다. 이어폰 안테나의 경우 최대 -12 dBi로 세 종류의 안테나들 중 가

장 우수한 특성을 보였다. 이어폰 안테나는 선형 안테나로써 안테나의 길이가 약 1.2 m로 매우 길다. 제안된 안테나의 최대 이득 특성이 이어폰 안테나보다 우수하진 못하지만 길이가 1 m로 외장형인 이어폰 안테나와 휴대 전화 내장이 가능한 안테나임을 고려하면 결코 성능이 나쁜 것은 아니다. 이 결과로부터 알 수 있는 것은 제안된 안테나가 라디오 신호를 수신하였을 때 감도가 90 MHz ~ 100 MHz 사이에 존재하는 채널은 우수하다는 것이다.

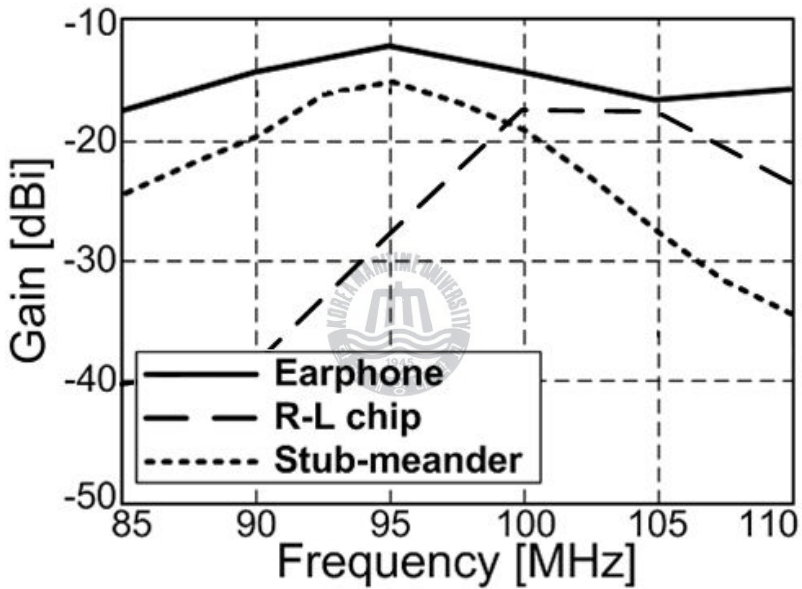


그림 4. 21. 측정된 안테나 이득의 비교

Fig. 4. 21 Comparison of the measured antenna gain.

표 4. 2는 이어폰 안테나, R-L 칩 매칭 안테나, 스테르브-미앤더 안테나를 이용하여 FM 라디오 방송을 직접 수신하였을 때 수신 감도를 표시한 것이며, 이 때 아래에 표시된 수치는 5가 수신 감도가 매우 좋음, 3이 보통, 1이 매우 좋지 않음을 뜻한다. 그림 4. 22는 이때 사용된 안테나들이 핸드폰에 연결된 모습이다. 아래 표에서 알 수 있듯이 이어폰 안테나의 수신 감도가 전체적인 FM 라디오 방송 주파수대에서 뛰어나지만, R-L 칩 매칭 안테나와 스테르브-미앤더 안테나 또한 FM 라디오 방송을 잘 수신하고 있음을 알 수 있다.

표 4. 2. FM 라디오 방송 수신 감도

Table 4. 2. Sensitivity of received FM radio broadcasting

(Unit : MHz)	88.9	89.9	92.7	99.9	102.9	103.7	107.7
이어폰 안테나	5	5	5	5	4	5	5
R-L 칩 매칭 안테나	3	3	3	3	4	5	5
스테르브-미앤더 안테나	4	4	4	4	4	3	3



[Earphone Ant.]



[R, L chip matching Ant.]



[Stub & meander Ant.]

그림 4. 22. FM 라디오 방송을 수신하고 있는 안테나

Fig. 4. 22 The antennas receiving FM radio broadcasting.

4.4 Summary

본 연구를 통해 휴대폰 내장형 FM 라디오용 안테나를 위해 R, L칩을 가지는 안테나, 스테르브-미앤더로 구성된 안테나를 설계하였다. R, L칩을 사용하여 임피던스를 정합시키고 후면 패치와 스테르브를 이용하여 소형화 시킨 안테나의 경우 99 MHz에서 동작하여 이때의 반사손실 특성은 -23 dB이며, -10 dB 이하 대역폭은 89 MHz ~ 111 MHz로 FM 라디오 주파수 전 대역을 충분히 만족하고 있음을 확인할 수 있다. 방사패턴은 안테나의 위치로 인해 조금 기울어 졌지만 수직편파에서 전방향성을 띠는 다이폴과 동일한 형태이다. 이득은 최대 -15 dBi, 최소 -37 dBi로 측정되어졌다. 전면에 스테르브를 핑거 형태로 교차하여 설치한 다이폴을 가지고, 후면에 비아를 이용하여 전면 다이폴과 연결된 미앤더 라인을 가지는 형태의 스테르브 미앤더 안테나의 경우 98 MHz에서 동작하며 이때의 반사손실 특성은 -3.5 dB이다. 따라서 대역폭을 개선해야 하지만 방사패턴은 정확하게 다이폴 안테나와 동일한 수직편파 전방향성을 보인다. 이득은 최대 -15 dBi, 최소 -34 dBi로 측정되어졌다. 제안된 안테나들은 R-L 칩 매칭 안테나의 경우 저주파대, 그리고 스테르브-미앤더 안테나의 경우에는 고주파대에서 비록 이득이 낮게 측정되어 졌지만, 기존의 이어폰 안테나가 가지는 문제점인 외장형이라는 점을 보완하였다는 점이 개선되어졌다. 그리고 휴대폰에 내장되어져 있는 증폭기를 이용한다면 제안된 안테나의 낮은 이득을 개선할 수 있을 것으로 사료된다. 하지만 완전한 휴대폰 내장형을 이루기 위해 차후 연구 과제로써 R-L 칩 매칭 안테나와 스테르브-미앤더 안테나의 이득을 개선하는 방안에 대해 연구되어져야 할 것이다.

표 4. 3은 본 연구를 통해 설계된 안테나의 특성을 비교 한 것이다. 종합적인 결과를 두고 볼 때, R-L 칩 안테나가 모든 항목을 다 만족하고 있음을 확인할 수 있다.

표 4. 3 결과치들의 비교

Table 4. 3. Comparison of results

	목표	이어폰 안테나	R-L 칩 안테나 (주 안테나)	스터브-미앤더 안테나 (부 안테나)
동작주파수대 역 [MHz]	88~108	88~108	89 ~ 111	94 ~ 99
VSWR	2.2		2	3
안테나 이득 [dBi]	-15	-12	-15	-15
수신편파	전방향 수직편파	전방향 수직편파	전방향 수직편파	전방향 수직편파
안테나형태	내장형	외장형	내장형 40 mm × 70 mm	휴대폰 케이스 내장형 40 mm × 50 mm

제 5 장 결 론

본 논문에서는 유전체와 자성체를 동시에 사용한 Magneto-dielectric material의 안테나 소형화 능력에 대해 연구하였고, 자성체를 급전부에 삽입한 Magneto-dielectric material의 소형화 능력에 대해 연구하였다. 또한 R, L 칩 소자를 안테나에 실장하여 임피던스 정합을 하는 방법으로 휴대폰 내장형 FM 라디오 안테나를 설계하였다.

단일 기판에 비유전율과 비투자율이 함께 존재하는 Magneto-dielectric material과 유전체 기판과 자성체 기판이 구별되게 두 층을 이루어 존재하는 이중 기판 Magneto-dielectric material의 경우는 비투자율과 비유전율이 함께 존재하기 때문에 안테나 소형화율은 크다. 하지만 비유전율이 안테나의 효율을 떨어뜨리기 때문에 대역폭 및 이득 특성은 나뉘었다. 따라서 고유전율로 인한 안테나 효율 저하를 보완하기 위해 안테나 전체가 아닌 급전부에 자성체 실린더를 삽입하여 안테나의 크기를 줄이는 방법에 대해 알아보았다. 이 때 시뮬레이션에서 사용된 자성체는 실제로 존재하는 자성체 물질이 아닌 임의로 생성한 자성체로 각각의 자성체 손실은 0으로 두어 안테나의 소형화 특성에 대해 알아보았다. 자성체 실린더를 급전부의 주위에 삽입하였을 때, 그 두께와 내경의 변화에 따라 변곡점(최적 공진 주파수)이 나타났으며, 변곡점의 경향을 저주파수(0.92 GHz)와 고주파수(7 GHz)에서 확인함으로써 일반적인 핀급전 안테나의 소형화에 쉽게 적용할 수 있을 것으로 사료된다. 변곡점의 경향을 살펴보면 자성체 실린더의 두께가 두꺼워질수록 내경이 비례적으로 증가하며, 이에 따라 관내과장이 짧아져서 안테나의 크기가 축소된다. 그리고 자성체 실린더의 비투자율이 증가할수록 같은 두께에서 내경의 증가 폭이 증가하는 것을 확인하였다. 하지만 자성체 실린더의 두께가 두꺼워져 자성체의 크기가 커질수록 안테나의 효율이 저하되기 때문에 이득이 다소 감소하는 경향을 보였다. 자성체 실린더의 삽입으로 인한 소형화율은 저주파수(0.92 GHz)에서 최소 9 %, 최대 78 % 그리고 고주파수(7 GHz)에서 최소 6 %,

최대 72 %로 나타났다. 만약, 자성체의 손실이 0이 아니라 0.01, 0.1, 0.5, 1과 같이 점점 커지게 된다면 안테나의 소형화율은 위에서 언급한 것보다 더 커지게 된다. 하지만 자성체 손실로 인해 안테나 효율은 자성체 손실이 0일 때보다 더 커지게 되고 이득은 더 떨어지게 된다.

그리고 마지막으로 휴대폰 내장형 FM 라디오 안테나의 설계를 위해 R, L 칩 소자를 사용하였는데 R 소자에 의한 전력 손실로 인해 안테나의 이득은 다소 떨어지지만 공진 주파수에 비하여 안테나의 크기가 매우 작기 때문에 이득이 개선된다면 아주 좋은 성능의 안테나가 될 것이다. 따라서 향후 과제로써는 본 안테나의 이득 향상에 대한 연구를 계속 하고자 한다.



참고문헌

- [1] Kin-Lu Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [2] Kent Smith, *Antennas for low power applications*, RFM App. Notes
- [3] R. Hansen, M. Burke, "Antennas with magnetodielectric materials", *Micro. Opt. Tech. Letter*, vol. 26, no. 2, pp. 75-78, Jul. 2000.
- [4] Hossein Mosallaei, Kamal Sarabandi, "Magnetodielectric materials in electromagnetics: Concept and applications", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 52, no. 6, pp. 1558-1567, Jun. 2004.
- [5] R. Hansen, M. Burke, "Antennas with magnetodielectric materials", *Micro. Opt. Tech. Letter*, vol. 26, no. 2, pp. 75-78, Jul. 2000.
- [6] Kyeong-Sik Min, Dong-Jin Kim, "Patch Array Antennas for Home Network System," *Korea-Japan Joint Conference on AP/EMC/EMT*, pp. 5-8, November. 2004.
- [7] P. K. S. Pourush, Sandhya Mann, , "Design of Broad band Microstrip Patch Antennas using Air Gap in Microwave Frequency," *World Scientific Electromagnetic Materials Proceedings of the Symposium*, pp. 216-217, July. 2007.
- [8] Yong-sun Shin, Seong-Ook Park, "A compact loop type antenna for Bluetooth, S-DMB, Wibro, WiMax, and WLAN applications" *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 320-323, Jun. 2007.
- [9] Jung B, Lee J-S, Park M-J, Chung Y-S, Harackiewicz. F. J, Lee B, "TDMB/AMPS /GSM/DCS/PCS/SDMB internal antenna using parasitic element with switching circuit", *Electronics Letters*, vol. 42, no. 13, pp. 734-736, Jun. 2006.
- [10] Kamal Sarabandi, "Design of an efficient miniaturized UHF planar

- antenna", *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 6, pp. 1270–1276, Jun. 2003.
- [11] S. D. Eason, R. Libonati, "UHF fractal antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, Jul. 2001.
- [12] H. Y. Wang, M. J. Lancaster, " Aperture-coupled thin-film superconducting meander antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 5, pp. 829–836, May. 1999.
- [13] C. J. Wang, C. F. Jou, "Compact microstrip meander antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, no. 6, pp. 413–414, Sept. 1999.
- [14] Balanis, Constantine. A, *Antenna theory*, Wiley, pp. 76, 2001



발표논문

- [1] 김태근, 한승목, 민경식, "유전체의 적층 구조를 이용한 안테나의 광대역화에 관한 연구", 한국전자과학회 전자파 기술 하계 학술대회, pp. 109-112, 2008. 6.
- [2] 한승목, 민경식, "휴대 단말기용 내장형 FM 라디오 안테나의 설계", 한국전자과학회 논문지, 제 19권, 5 호, pp. 493-500, 2008. 5
- [3] Manh-Dat Vu, Seung-Mok Han, Min-Seong Kim, Gun-Do Park, Chul-Keun Park, Kyeong-Sik Min, "Evaluation of Effective Dielectric Constant in Inclined Dielectric Media for FDTD Application", 한국전자과학회 종합학술발표회, pp. 393-396, 2007. 11
- [4] Kyeong-Sik Min, Seung-Mok Han, Chul-Keun Park, Thanh-Ngon Tran, Joong-Han Yoon, Hyun-Hak Kim, "DESIGN OF INTERNAL FM RADIO ANTENA FOR MOBILE TERMINAL", International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 201, 2007. 8.
- [5] 민경식, 한승목, 박철근, 전탄논, 윤중한, 김현학, "휴대폰 실장형 FM 라디오 안테나의 설계", 한국전자과학회 전자파기술 하계학술대회, pp. 139-142, 2007. 6.
- [6] 민경식, 한승목, 전탄논, 박철근, 윤중한, 김현학, "휴대 단말기 내장형 FM 라디오 안테나에 관한 연구", 2007년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제 30호 제 1권, pp. 407-410, 2007. 5.

감사의 글

대학원에 입학하여 2년이란 시간동안 공부를 하면서 너무나도 부족한 저를 관심어린 지도와 격려, 조언으로 잘 이끌어 주시고 끈끈한 사제의 정을 보여주신 민 경식 교수님께 머리 숙여 감사드립니다. 또한 본 논문을 심사하시면서 세심한 부분까지 알려주시고 배려하셨던 연세대학교 윤 영중 교수님, 한양대학교 최 재훈 교수님께 감사드립니다. 그리고 지난 6년 동안 많은 가르침을 주신 김 동일 교수님, 조 형래 교수님, 정 지원 교수님, 김 기만 교수님, 강 인호 교수님, 윤 영 교수님께 감사드립니다.

무엇보다도 오늘 날 제가 있을 수 있도록 묵묵히 지켜봐 주시고, 후원해주시며 자식에 대한 자랑스러움으로 걱정과 사랑을 아끼지 않으셨던 사랑하는 부모님과 할머니, 동생 그리고 학생 저를 걱정해주시는 큰고모에게 큰 감사의 마음을 전하며 자랑스러운 아들, 손자, 오빠, 조카가 될 수 있도록 열심히 노력할 것을 약속드립니다.

연구실이라는 공간을 매개로 인연을 맺은 선•후배의 관계는 지금까지 그 어떤 관계보다 더 끈끈하게 엮어진 것 같습니다. 먼저 대학원을 마치는 순간까지 동고동락하며 언제나 서로에게 힘이 되어준 민성이, 건도, 연구실 생활하는 동안 늘 많이 도와준 철근이형, 동진이형, 진우형, 지원이형에게도 감사드립니다. 또한 이제 연구실의 기둥이 될 지철이, 대환이, 태근이, 동현이에게 늘 말만 많고 제대로 챙겨주지 못해 미안하고 고마운 마음을 전합니다. 그리고 2년 동안 공부한다는 핑계로 많은 시간 함께 하진 못했지만 생각하는 마음만은 계군 누구에게도 지지 않는다고 우리 오랜지기 계군멤버들 성봉이, 병준이, 두명의 성훈이, 용동이, 창범이, 재우, 두환이, 성진이, 승순이, 주혁이, 철수에게 고마움을 전합니다.

그리고 마지막으로 지난 5년간, 늘 저에게 힘이 되어주고 때론 열심히 하라고 채찍질 해준 사랑하는 은정이와 절위해 늘 기도해주신 은정이 어머님께 깊은 고마움의 마음을 전합니다.

이제 새로이 사회에 발 딛는 이 순간 보다 사려 깊은 자세로 매사에 정

진할 것을 다짐하면서, 지금까지 저를 이끌어 주신 모든 분들에게 다시 한번 감사드립니다.

한승목 올림

