CMM 급전 구조를 가지는 광대역 다이폴 안테나의 설계

Design of Broad Bandwidth Dipole Antenna with CMM Feeding Probe Structure

이 지 철 · 민 경 식

Ji-Chul Lee · Kyeong-Sik Min

요 약

본 논문은 다이폴 타입 안테나의 광대역화를 위한 원통형 자성 매질 구조를 가지는 급전 프로브의 시뮬레이션 설계를 제안한다. 저주파수 대역의 확보를 위해 고투자율의 자성체를 설계 계산에서 고려하였다. 광대역 특성은 투자율에 의존하지 않고, 자성체와 급전 프로브 사이의 거리(r_m)와 자성체의 두께(t_m)의 조정에 의해 구할 수 있다는 것이 확인되었다. 뿐만 아니라, 원통형 자성 매질의 구조를 가지지 않는 설계 안테나의 크기와 비교하여 약 18 % 정도 소형화시킬 수 있었다.

Abstract

This paper proposes a simulation design for feeding probe with the CMM(Cylindrical Magneto Material) structure for broad bandwidth of a dipole type antenna. In order to ensure low frequency bandwidth, the magnetic material with high relative permeability was considered in design calculation. It was confirmed that the broad bandwidth was independent on the relative permeability value and depended on the control of distance(r_m) between magnetic material and feeding probe, and of magnetic material thickness(t_m). Furthermore, an antenna size with the CMM was miniaturized about 18 % comparison with its size without the CMM.

Key words : CMM(Cylindrical Magneto Material) Structure, Broad Bandwidth, Relative Permeability, Antenna Miniaturization

Ⅰ. 서 론

최근 이동 통신은 비약적인 발전을 거듭해 왔다. 특히, Cellular(800 MHz 대역), RFID(900 MHz 대역), GPS(1.5 GHz 대역), PCS(1.8 GHz 대역) 그리고 Bluetooth(2.4 GHz 대역) 등은 필수적인 휴대 단말기의 서비스 대역이다. 뿐만 아니라, 시간이 지날수록 더욱 광범위한 통신 거리와 소형화된 단말기들이 출시되고 있고, 다양한 무선 통신 서비스를 제공하기 때문에 전파의 송수신을 위한 필수 요소인 안테나 역시 광대역 안테나가 요구되어진다. 이러한 광대역 안테나 설계법에는 안테나 구조를 변경하여 안테나의 임피던스를 제어하여 대역을 매칭시키는 방법[1]~[3]과 안테나에 추가 단락판 또는 via홀 등 안테나의 구조를 변경하는 방법으로 다중 공진을 하게 함으로써 대역폭을 제어하는 방법[4],[5] 등 다양한 기술적 방법이 있다. 이 외에도 자성 유전 물질(MDM: Magneto-Dielectric Material)을 이용하여 안테나의 소형화 및 광대역 설계를 수행하고 있다[6]~[13]. MDM을 이용한 안테나의 소형화, 광대역화 설계의 가장 기본

「이 연구는 Post-BK21 사업, 2008년도 중소기업기술혁신개발사업 전략과제로 (주)파트론의 지원과 2010년도 한국산업기술평가원의 산업핵심기술개발사업의 (주)HCT 일부 지원으로 연구되었음.」

한국해양대학교 전파공학과(Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime University)

· 논 문 번 호 : 20100709-01S

· 교 신 저 자 : 민경식(e-mail : ksmin@hhu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 9월 15일

은 식 (1)의 주파수와 파장의 관계식으로부터 출발한다.

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{1}$$

이때 λ은 안테나의 크기를 결정짓는 파장으로서 일반적으로 안테나는 λ/4 또는 λ/2 공진 주파수를 중심으로 동작 대역을 형성하게 된다. 따라서 안테나의 주파수를 고정하고 소형화하는 방법은 안테나의 파장을 상대적으로 길어지게 하여야 하며, 이를 위해 전파의 속도를 제어할 수 있는 매질을 이용하게 된다. 이러한 매질의 대표적인 것이 바로 유전체와 자성체이다. 안테나의 파장은 유전율(ε_r) 또는 투자율(μ_r)을 갖는 매질을 사용하게 되면 식 (2)와 같은 물리적 특성을 보이게 된다.

$$\lambda_g = \omega\sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \tag{2}$$

$w(=2\pi f)$는 주파수의 함수로서 유전율 또는 투자율과 반비례 관계에 있으며, 따라서 유전율 또는 투자율이 증가하게 되면 주파수는 낮아지게 된다. 즉, 동일 주파수를 가정한다면 유전율 또는 투자율의 증가는 안테나의 주파수와 반비례 관계에 있는 λ가 증가하게 되므로 안테나의 전기적인 길이가 증가하는 효과로 안테나의 물리적 크기를 조절할 수 있다.

뿐만 아니라 참고문헌 [9]에서는 대역폭 역시 ε_r과 μ_r을 이용하여 조절할 수 있는 것을 실험적으로 증명하였다.

본 논문에서는 위의 이론적 바탕을 근거로 그림 1과 같이 수직 급전선에 의해 급전되는 다이폴 안테나의 급전부에 원통형 매질을 이용하여 참고문헌 [13]에서와 같이, 패치 안테나에 원통형 자성 매질(CMM: Cylindrical Magneto Material)을 가지는 급전부를 설계하였다.

본 연구에서는 참고문헌 [13]의 패치 안테나에서 뿐만 아니라 다이폴 타입 안테나에서도 동일한 원리가 적용되는지 확인하였다. 또한, 유전체 및 자성체를 사용하여 광대역 설계를 할 수 있는 방법을 근사식을 이용하여 보다 쉽게 설계할 수 있는 방법에 대해서도 연구하였다.

Ⅱ. CMM을 이용한 안테나 설계

2-1 안테나의 구조와 설계 방법

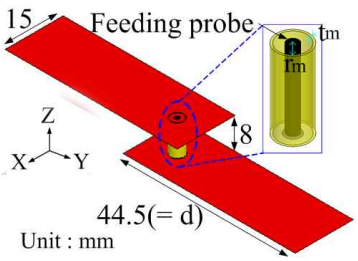
그림 1은 본 논문에서 사용하는 수직 급전 다이폴 안테나의 구조(a)와 CMM이 없을 때의 각 공진 주파수에서의 방사 패턴(b)을 나타낸다. 안테나의 입력 임피던스(Z_{in})는 50 Ω으로 설계하였고, 수직 급전 프루브는 그림 1(a)와 같이 Y축 방향의 중심에 위치해 있는 구조이다.

그림 1에서 보는 바와 같이 CMM은 급전 프루부를 완전히 감싸고 있다. t_m과 r_m은 각각 자성체의 두께와 급전 프루브의 정 중심에서 CMM의 내경 반지름까지의 거리를 의미한다.

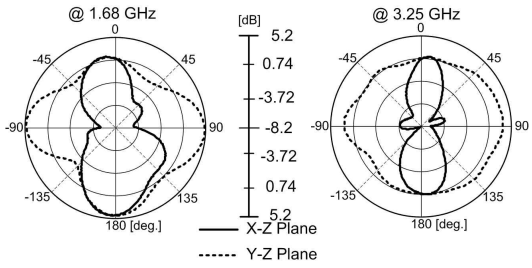
안테나의 소형화 및 대역폭을 확장하기 위해 본 논문에서 사용한 설계 방법 및 순서를 정리하면 다음과 같다.

① 안테나의 파장은 식 (1)과 (2)에 의해 μ_r값에 따라 변화하므로 고투자율의 CMM을 이용하여 저주파수 대역의 cellular 대역을 만족시킬 수 있는 파라미터를 구한다.

② 목표 주파수 대역인 800 MHz~2.5 GHz(Cellular/



(a) 설계 안테나의 구조
(a) Structure of the design antenna



(b) CMM이 없을 때 공진 주파수에서의 방사 패턴
(b) Radiation pattern at resonance frequency when without CMM

그림 1. 설계 안테나의 구조와 방사 패턴
Fig. 1. Structure of the design antenna and radiation pattern when without CMM.

RFID/GPS/Bluetooth/PCS)를 만족시키기 위해 CMM의 구조에 따른 파라미터 분석을 하여 광대역화 설계를 행한다.

③ 안테나 소형화 설계를 위해, 고투자율을 이용하여 목표 저주파수 대역(800 MHz)을 만족시키고, 안테나의 크기를 줄이기 위하여 μ_r과 안테나의 크기를 서로 절충하는 트레이드 오프를 한다.

④ 낮은 값의 μ_r을 가지는 마그네슘 또는 니켈 계통(μ_r=10+j0.001)의 저 손실 자성체를 이용하여 광대역화가 될 수 있는 방법을 제시한다.

2-2 μ_r에 따른 광대역화 설계

그림 2는 목표 주파수대역의 저주파수인 cellular 대역을 확보하기 위해, 설계 순서 ①에서 언급한 μ_r값이 10에서 1,000의 값을 가지는 고투자율을 이용하였을 때의 반사 손실을 나타낸다. 이때 사용한 t_m과 r_m의 값은 표 1에서 나타내었고, μ_r''값은 0.001로 일정한 값을 설계에 사용하였다.

그림 2로부터 알 수 있는 것처럼, 실선은 그림 1의 CMM이 없을 때의 반사 손실을 나타내며, 이 그래프를 기준으로 CMM의 μ_r값을 변화시켜 μ_r에 따른 주파수 천이를 살펴본다. 투자율이 높을수록 공진 주파수는 저주파수로 이동하지만 표 1을 보면, μ_r값이 증가할수록 t_m과 r_m의 값도 증가하기 때문에 CMM의 크기가 커지고 급전 프루브와의 거리도 멀어지며 t_m과 r_m값도 민감해져서 1/1,000 mm의 정

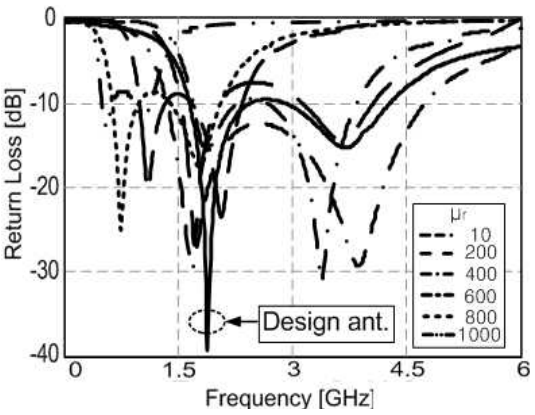


그림 2. 투자율 변화에 따른 계산된 반사 손실
Fig. 2. Calculated return loss according to permeability variation.

표 1. μ_r, t_m 그리고 r_m 파라미터 값
Table 1. Parameter values for μ_r, t_m and r_m.

μ_r	t_m [mm]	r_m [mm]
10	1.8	4.8
200	3.242	2.81
400	5.525	5.748
600	6.135	7.865
800	6.532	8.486
1,000	6.429	8.751

확도를 필요로 한다.

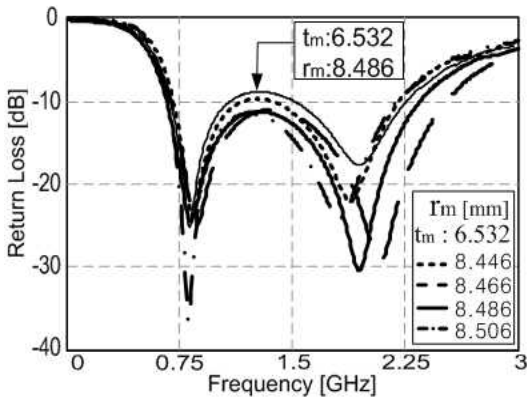
μ_r이 증가함에 따라 임피던스의 변화가 민감해지고 또한, 주파수는 저주파수 대역으로 천이하지만 대역폭은 협대역이 된다. 따라서 일정한 대역폭을 유지하기 위해서는 t_m과 r_m의 수치적 조정이 필요하며, μ_r의 크기에 비례하여 이들 파라미터의 민감도도 예민해진다. 예를 들어, μ_r값이 800과 1,000일 때, −10 dB 이하 대역폭은 각각 1.48 GHz(0.52～2.0 GHz)와 0.53 GHz(0.47～1.2 GHz)로써, 광대역이면서 설계 순서 ①의 저주파수 대역을 만족하고 있다.

표 1은 설계 순서 ②에서 언급하였듯이, 고투자율을 이용하여 목표 저주파수 대역을 만족하면서 광대역을 얻을 수 있는 파라미터를 구한 결과이다.

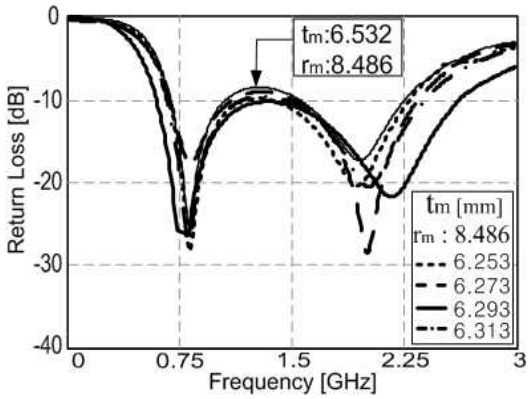
그림 3은 μ_r=800을 사용하여 CMM의 t_m과 r_m의 파라미터 조절에 따른 반사 손실을 나타낸다.

그림 3(a)에서 보듯이, μ_r=800+j0.001이고, t_m=2.5 mm, r_m=12.9 mm일 때, −10 dB 이하 대역폭은 1.93 GHz(0.72～2.65 GHz)로써, 목표 주파수 대역을 만족하는 것을 볼 수 있다. 동일한 방법으로 그림 3(b)와 같이 μ_r=800이고, r_m=8.486 mm로 고정하고 t_m의 수치를 변화시켜도 그림 3(a)와 유사한 결과를 얻을 수 있다. 그림 3(a)와 (b)로부터 알 수 있는 것처럼, r_m과 t_m은 임피던스의 커패시턴스 성분에 영향을 주어, 높은 주파수 영역에서의 대역폭에 영향을 끼치는 것을 알 수 있다.

그림 4는 설계 순서 ③에서 언급한 것처럼, 고투자율의 자성체를 이용하여 안테나를 소형화하는 예를 보여준다. 그림 2의 μ_r=1,000을 사용하고, 그림 1(a)의 안테나의 폴의 길이(d)를 조정하여 반사 손실을 계산하였다. Ⓐ 그룹은 d가 44.5 mm까지 변할 때의 계산된 반사 손실을 나타낸다. Ⓑ는 그림 4에서



(a) r_m 변화
(a) r_m variation



(b) t_m 변화
(b) t_m variation

그림 3. r_m과 t_m의 변화에 따른 계산된 반사 손실
Fig. 3. Calculated return loss according to r_m and t_m variation.

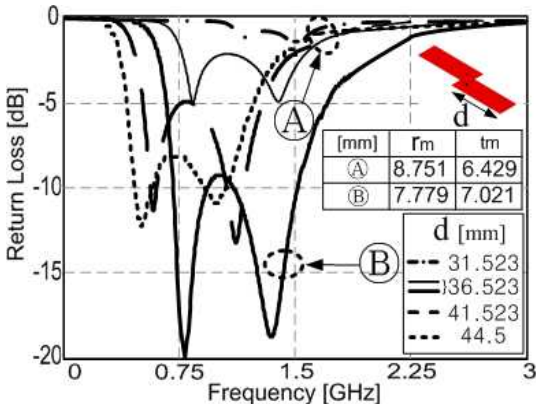


그림 4. 'd'의 변화에 따른 계산된 반사 손실
Fig. 4. Calculated return loss for the 'd' parameter variation.

굵은 실선으로 나타냈으며, d=36.523 mm일 때의 그래프이다.

μ_r=1,000인 경우, 반사 손실 −10 dB 이하 대역폭은 0.72 GHz(0.48～1.2 GHz)로써, 반사 손실 −8 dB를 기준으로 그림 2에서 μ_r=800일 때보다도 약 32.1% 감소하였다. t_m과 r_m의 값이 Ⓐ로 표시된 값(표 1에 나타낸 값과 동일)을 가지며, 그림 1(a)의 설계 안테나의 폴 길이를 31.513 mm에서 44.5 mm까지 변화시켜 보면, Ⓐ 그룹처럼 반사 손실 특성이 나빠지는 것을 알 수 있다. 하지만 t_m과 r_m의 값을 그림 4의 Ⓑ처럼 변화시켜, t_m=7.021 mm, r_m=7.779 mm로 하면 동일한 다이폴의 길이(d=36.523 mm)에서도 Ⓑ처럼 주파수 이동 없이 반사 손실이 개선되어 광대역을 구할 수 있다. 즉, μ_r의 값은 주파수의 천이를 일으키는 리액턴스 성분에 주로 영향을 주며, t_m과 r_m은 리액턴스의 캐패시턴스 성분과 레지스턴스 성분에 영향을 주어 고주파수 대역의 대역폭 조정과 반사 손실 특성의 개선에 기여한다는 것을 알 수 있다. 계산 결과로부터 알 수 있는 것처럼, μ_r=1,000인 고투자율을 사용하고, t_m=7.021 mm, r_m=7.779 mm을 적용하면 안테나의 길이는 44.5 mm에서 36.5 mm까지 약 18 % 정도 소형화되면서도 대역폭도 d=36.5 mm에 대해, Ⓐ 그래프에서 Ⓑ 그래프로 획기적으로 개선되었다.

그림 5는 설계 안테나와 비교하여 약 18 % 소형화된 안테나를 가지고, 설계 대역인 800 MHz～2.5 GHz을 만족시키기 위해, 그림 4에서의 결과를 토대

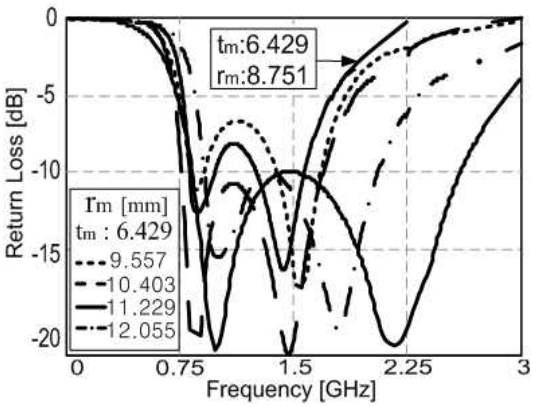


그림 5. r_m 변화에 따른 계산된 반사 손실
Fig. 5. Calculated retrun loss according to r_m variation.

로 d=36.523 mm, t_m=6.429 mm로 고정하고, μ_r= 1,000일 때, CMM의 r_m을 변화하면서 얻은 계산된 반사 손실을 나타낸다.

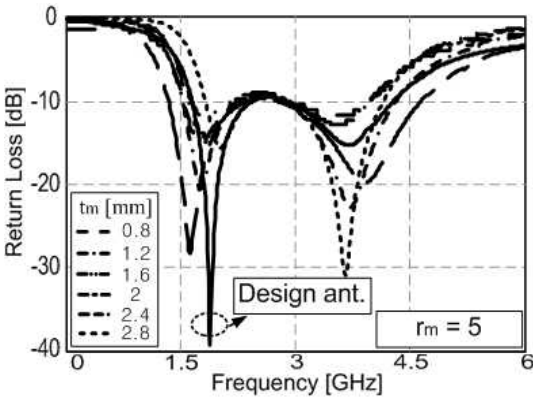
그림 5로부터 알 수 있는 것처럼, 약 18 % 정도 소형화된 안테나에 CMM의 r_m 파라미터를 조절하면 반사 손실 −10 dB 이하에서의 대역폭은 약 1.95 GHz(0.77~2.72 GHz)가 된다. 이것은 설계 대역폭인 Cellular/RFID/GPS/Bluetooth/PCS를 만족하면서도 안테나를 소형화할 수 있다는 것을 계산으로부터 구할 수 있었다. 하지만 μ_r값이 800 또는 1,000과 같은 고투자율일 경우, 1/1,000 mm 이상으로 CMM의 파라미터가 민감해지는 단점이 있다.

이러한 높은 민감도를 낮추기 위해 다음 장에서는 설계 순서 ④에서 언급하였듯이, 낮은 μ_r값인 10 +j0.001(Mg 또는 Ni 계통의 저 손실 자성체)을 적용하여 광대역화를 하는 설계 방법에 대해서 소개한다.

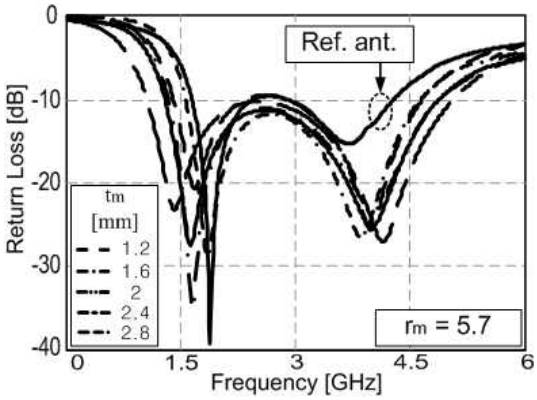
Ⅲ. 저투자율을 이용한 광대역 설계

앞의 결과들에서 알 수 있듯이, μ_r값이 커질수록 CMM의 민감도가 높아지는 단점이 있기 때문에, 제작상의 어려움을 야기시킬 수 있다. 따라서, 이러한 어려움을 해소하는 방법으로 민감도가 낮은 저투자율을 가지는 CMM 구조에 대해 설계를 행한다. 본 장에서는 μ_r=10+j0.001을 선택하여 설계를 하였다.

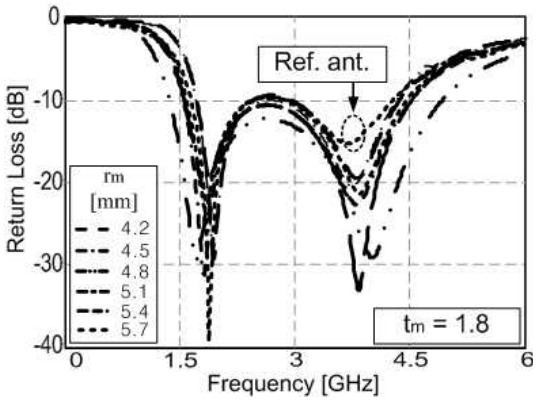
그림 6은 μ_r=10+j0.001인 자성체를 CMM 구조로



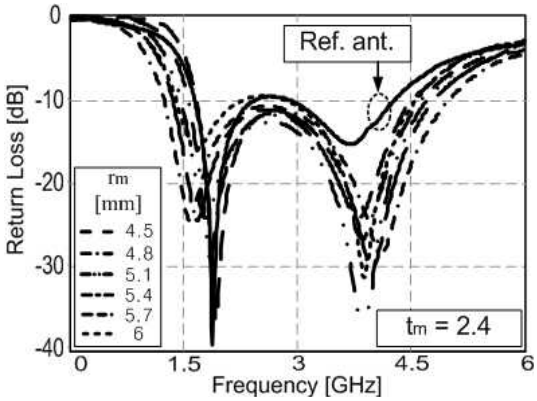
(a) r_m=5 mm일 때, t_m 변화에 따른 계산된 반사 손실
(a) When, r_m=5 mm, calculated return loss according to t_m variation



(b) r_m=5.7 mm일 때, t_m 변화에 따른 계산된 반사 손실
(b) When, r_m=5.7 mm, calculated return loss according to t_m variation



(c) t_m=1.8 mm일 때, r_m 변화에 따른 계산된 반사 손실
(c) When, t_m=1.8 mm, calculated return loss according to r_m variation



(d) t_m=2.4 mm일 때, r_m 변화에 따른 계산된 반사 손실
(d) When, t_m=2.4 mm, calculated return loss according to r_m variation

그림 6. t_m과 t_m 파라미터 변화에 따른 계산된 반사 손실(μ_r=10+j0.001)
Fig. 6. Calculated return loss according to t_m and t_m variation(μ_r=10+j0.001).

하여 그림 1(a)에 적용하여, t_m과 r_m 변화에 따른 반사 손실 특성을 계산한 결과들을 나타낸다.

그림 6에서 보는 바와 같이 t_m과 r_m의 파라미터를 조절하여 광대역이 되는 결과는 앞의 고투자율을 사용하였을 때와의 결과와 동일한 것을 알 수 있다. 앞서 언급하였듯이, t_m과 r_m은 레지스턴스 성분에 크게 영향을 주어 반사 손실 특성의 개선에 기여한다는 것을 알 수 있다. 그림 6(a)에서 (d)로부터 알 수 있는 것처럼 t_m과 r_m의 적절한 조합으로부터 광대역 특성을 얻을 수 있다. 하지만 단점으로는 수치 계산을 하는데 많은 시간이 소요된다. 또한 파라미터의 민감도 측면에서 보면, μ_r=1,000인 경우와 비교하여 1/10 mm 정도의 민감도 의존성을 가지는 것을 알 수 있다. t_m=2.4 mm이고, r_m=5.7 mm인 그림 6(b)의 경우, −10 dB 이하에서 대역폭은 4.2 GHz(0.8～5 GHz)로써 그림 1(a)의 CMM이 없는 설계 안테나의 대역폭과 비교하여 190.9 % 향상되었다.

따라서, 1/10 mm의 낮은 민감도를 가지는 저투자율의 자성체를 사용하여도 t_m과 r_m을 적절히 선택하면 광대역 특성을 얻을 수 있으며, 1/10 mm 단위의 낮은 민감도를 가지므로 고투자율을 사용하여 광대역특성을 얻을 때보다 계산과 제작이 수월할 것으로 사료된다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 안테나의 급전부에 CMM 구조를 적용하여 Cellular/RFID/GPS/Bluetooth/PCS의 대역을 충분히 만족시키는 안테나의 광대역 설계 기법을 제안하였고, 고투자율을 이용한 저주파수 대역 확보 방안과 안테나의 소형화 설계 기법도 제안하였다. 고투자율을 가진 자성체를 안테나 설계에 사용하면 협대역 특성을 보이는 것이 일반적이지만, CMM 구조를 급전부에 적용하면 자성체와 급전 프로브 사이의 거리(r_m)와 자성체의 두께(t_m)와 같은 파라미터의 조정에 의해 광대역 특성을 구할 수 있다. 또한, 광대역 특성이 투자율에 의존하기 보다는 CMM 구조의 파라미터에 크게 의존하며, 투자율이 높아질수록 r_m과 t_m의 값은 매우 정밀한 값을 가지며, 민감도가 높다는 것을 계산으로부터 알 수 있었다. 뿐만 아니라 CMM 구조를 가지지 않는 설계 안테나의 크기와 비교하여 약 18 % 정도 소형화시킬 수 있었다. 안테나의 이득은 투자율에 의존하지만, 최적의 CMM 구조 파리미터를 적용하면 이득의 감소를 줄일 수 있다. 또한 최적 설계를 위한 수치 계산 방법으로는 너무나 많은 계산 시간이 소요되었다. 따라서 안테나 설계자가 간편하게 안테나를 설계할 수 있는 방법을 제시하는 것도 향후 연구의 중요한 포인트가 될 것이다.

참 고 문 헌

[1] H. W Hsieh, Y. C. Lee, K. K. Tiong, and J. S. Sun, "Design of a multiband antenna for mobile handset operations", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letter*, vol. 8, pp. 200-203, Aug. 2009.

[2] Qinjiang Rao, Wen Geyi, "Compact multiband antenna for handheld devices", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 3337-3339, Oct. 2009.

[3] R. A Bhatti, S. O. Park, "Hepta-band internal antenna for personal communication handsets", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3398-3403. Dec. 2007.

[4] Y. T. J. Charles, V. Ungvichian, "The effects of an additional shorting stub on PIFA performance", *Asia Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility Singapore*, pp. 558-561. Dec. 2008.

[5] 오경진, 한영태, 최재훈, "추가 단락판을 이용한 소형 및 광대역 특성의 PIFA 설계", 한국통신학회논문지, 28(8), pp. 591-597. 2003년 8월.

[6] K. S. Min, H. Viet, "Application of magneto-dielectric materials in antenna design", *Journal of The Korea Electromagnetic Engineering Society*, vol. 6, no. 3, pp. 165-170. Sep. 2006.

[7] Y .S. Shin, S. O, Park, "A chip antenna with magneto-dielectric material", *Antenna and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2008.

[8] B. Seok, M. Yasuhiko, "A small meander VHF & UHFantenna by magneto-dielectric materials", *Asia Pacific Microwave Conference 2005 India*, pp. 3-5. 2005.

[9] R. C. Hansend, B. Mary, "Antenna with magneto-dielectrics", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 75-78. Feb. 2000.

[10] K. Yoshimi, H. Shogo, S. Y. Bea, and M. Hisashi, "A study on miniaturization of 900 MHz and 2 GHz band antennas utilizing magnetic material", *Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 3B, pp. 347-350. 2005.

[11] M. T. Pekka, S. I. Ikonen, Maslovski, R. S. Constantin, and A. Sergei, "On artificial magnetodielectric loading for improving the impedance bandwidth properties of microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1654-166, Jun. 2006.

[12] T. Yves, J. Charles, and U. Vichate, "The effects of an additional shorting stub on PIFA performance", *Asia Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility Singapore*, pp. 558-561, 2008.

[13] 이지철, 민경식, "원통형 자성체를 이용한 고이득 및 광대역 안테나 설계", 한국항해항만학회지, 34(1), pp. 21-26. 2010년 3월.

이 지 철

2008년 8월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
2010년 8월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사)
[주 관심분야] MDM(Magneto-Dielectric Material), RFID, 소형 안테나 설계, MIMO 안테나, 이동 통신용 안테나 설계 등

민 경 식

1989년 2월: 한국해양대학교 전자통신공학과 (공학사)
1991년 2월: 한국해양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
1996년 2월: 일본동경공업대학교 전기전자공학과 (공학박사)
1997년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] FDTD 해석법 및 프로그램 개발, RFID, MDM (Magneto-Dielectric Material), MIMO 안테나, 위성 통신 및 이동 통신용 안테나 설계 등