FSS 구조를 이용한 Cavity-Backed 고이득 이중 대역 마이크로스트립 안테나 설계

Design of Cavity-Backed High Gain Dual Band Microstrip Antenna Using Frequency Selective Surface

김 병 철 · 추 호 성* · 박 익 모

Byoungchul Kim · Hosung Choo* · Ikmo Park

요 약

본 논문에서는 Frequency Selective Surface(FSS)를 이용하여 IEEE 802.11a/b 대역에서 11 dBi 이상의 이득과 유사한 모양의 복사 패턴을 가지며 동작하는 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나를 제안한다. 안테나의 크기는 71.5×42.0×6.6 mm^3이고, FSS의 크기는 120.0×120.02 mm^2, 그리고 cavity를 포함한 접지면의 크기는 150.0×145.0 mm^2이다. 안테나는 동축 케이블을 이용하여 급전하였으며, 안테나와 FSS는 비유전율이 3.38인 RO4003 기판 위에 설계하였다. 전산 모의 실험 결과, VSWR<2 기준으로 2.369~2.517 GHz와 5.608~5.833 GHz의 대역폭을 가지며, 각 대역의 중심 주파수에서의 이득은 11.23 dBi와 12.60 dBi이다.

Abstract

In this paper, a cavity-backed high gain dual band microstrip antenna with Frequency Selective Surface space(FSS) for WLAN is proposed. The proposed antenna that operates in IEEE 802.11a/b bands with similar radiation pattern and gain is fabricated on RO4003 substrate with a dielectric constant of 3.38. The size of the antenna is 71.5×42.0×6.6 mm^3, and the FSS size is 120.0×120.02 mm^2. The ground plane size including cavity is 150.0×145.0 mm^2. The antenna is fed by coaxial cable. The simulated bandwidths of the antenna are 2.369~2.517 GHz and 5.608~5.833 GHz for VSWR<2. The gains are 11.23 dBi and 12.60 dBi, respectively, for the lower and upper bands.

Key words : Satellite Internet Service, WLAN, Dual Band Antenna, Microstrip Antenna, Frequency Selective Surface, Particle Swarm Optimization

I. 서 론

최근 위성과 WLAN을 연동하여 KTX와 같이 시속 250 km 이상으로 움직이는 고속 이동체에서 무선 인터넷 서비스를 제공하기 위한 연구가 활발히 진행 중이다[1]. 하지만 위성 신호가 직접 도달하지 않는 음영 지역을 통과할 경우 서비스가 중단되는 문제점이 있다. 터널은 대표적인 음역 지역으로써, 터널 내에서의 원활한 통신을 위하여 신호중계장치가 필요하다[2]~[4]. 신호중계장치는 통신 및 방송 신호를 위하여 총 150 MHz 이상의 대역이 요구되고, 송 · 수신이 동시에 이루어짐에 따라 격리도를 고려하여 두 개의 대역을 사용해야 한다. 그러므로 산업, 과학 및 의료용으로 허가가 필요하지 않는 ISM 대

아주대학교 전자공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)
*홍익대학교 전자전기공학부(School of Electronics and Electrical Engineering, Hongik University)
· 논 문 번 호 : 20091127-07S
· 교 신 저 자 : 박익모(e-mail : ipark@ajou.ac.kr)
· 수정완료일자 : 2010년 2월 22일

역인 802.11a/b 대역을 모두 사용하여야 하며, 터널 내부와 고속 이동체 상단에 설치되는 안테나 상호간의 최적 통신을 위하여 두 대역에서 유사한 모양의 복사 패턴이 필수적이다. 두 대역에서 빔 방향이 서로 다르다면 송신과 수신시 안테나의 빔 방향을 조절해 주어야 하며, 빔 조향 시스템이 필요하게 되므로 단가가 높아지게 된다. 그리고 터널 내의 벽과 철도 선로, 바닥에서 기인하는 다중 경로와, 고속 이동으로 인한 도플러 효과로부터의 경로 손실을 보상하기 위하여, 두 대역 모두에서 높은 이득이 요구된다[3],[4]. 그러므로 위성과 WLAN을 연동하여 무선 인터넷 서비스를 제공하기 위해서는 802.11a/b 대역에서 높은 이득과 유사한 모양의 복사 패턴을 가지며 동작하는 안테나의 개발이 필수적이다.

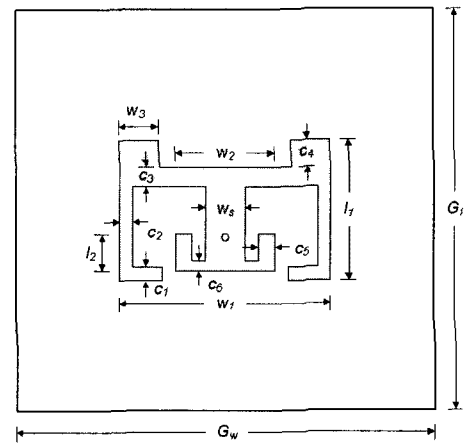
마이크로스트립 패치 안테나는 저렴한 가격, 경량, 손쉬운 제작으로 인하여 활발한 연구가 이루어지고 있다. 그러나 마이크로스트립 안테나들은 낮은 이득 특성을 가지며, 위성과 WLAN 연동을 위한 신호중계장치용 안테나로 사용하기 위해서는 더 높은 이득을 가지도록 설계되어야 한다.

마이크로스트립 패치 안테나의 이득을 개선하기 위한 방법에는 배열[5]과 Electromagnetic Bandgap(EBG)[6]~[9] 구조, soft surface[10],[11] 구조, cavity[12]~[15] 구조, Frequency Selective Surface(FSS)[16]~[19] 구조를 활용하는 방법 등이 있다. 안테나 배열은 2개 이상의 동일한 안테나 소자를 $\lambda/2$ 간격으로 배치함으로써 이득을 향상시킬 수 있다. 그러나 동일 규격의 복사 소자들을 2개 이상 배열해야 하며, 소자들 간의 간격을 적정 수준으로 유지해야 한다. 또한 복잡한 급전 구조로 인하여 전체 안테나의 크기가 커지게 된다. EBG 구조는 다양한 형태의 금속을 2차원 배열한 것으로서, 전파의 흐름을 억제하는 저지 대역을 형성하여 안테나의 표면파를 차단한다. 그리고 soft surface 구조[11]는 안테나의 반사 손실에는 큰 영향을 주지 않으면서도 복사 패턴을 향상시키고, EBG 구조에 비하여 작은 크기를 가진다. 그러나 EBG 구조와 soft surface 구조는 안테나로부터 일정한 간격을 유지해야 하므로 안테나의 크기가 커지게 된다. Cavity-backed 안테나는 접지면 끝부분에서부터 일정한 높이의 금속면을 형성하는 방법으로써, 접지면을 따라 누설되는 표면파를 억제하여 안테나의 이득을 향상시키고, 안테나에 근접한 금속 또는 RF 소자 등으로부터 발생하는 영향을 차단한다. FSS 구조는 금속 패치 또는 aperture 등으로 이루어진 일정한 단위 셀을 2차원 주기 배열한 구조로서, 안테나로부터 $\lambda/2$ 위치에 배치하면 안테나의 이득을 향상시킬 수 있다. FSS 구조는 복잡한 급전 구조가 필요하지 않으며, 기판 위에 설계될 경우 제작이 쉬운 장점이 있다. 하지만 cavity와 FSS는 특정 대역에서만 동작을 하므로 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 두 배 이상이 되는 안테나의 경우 어느 한 대역에서만 동작하게 된다.

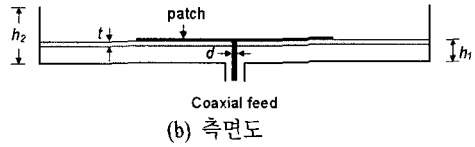
본 논문에서는 cavity 구조와 FSS를 이용하여 802.11a/b 두 대역 모두에서 11 dBi 이상의 고이득을 가지는 안테나를 제안한다.

Ⅱ. 안테나 구조 및 특성

그림 1은 cavity-backed 이중 대역 안테나의 정면도와 측면도를 나타내었다. 안테나는 변형된 E 형태



(a) 정면도
(a) Top-view



(b) 측면도
(b) Side-view

그림 1. Cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나 구조

Fig. 1. Structure of cavity-backed dual band microstrip antenna.

표 1. Cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나의 설계 변수

Table 1. The design parameters of the dual band microstrip antenna.

Design parameters in mm			
w_1	71.5	l_1	41
w_2	32	l_2	11.3
w_3	10.75	w_s	16
c_1	3	c_2	3
c_3	5.5	c_4	6.5
c_5	6	c_6	3
G_w	150	G_l	145
h_1	6.6	h_2	26.6
d	0.92	t	0.508

의 마이크로스트립 안테나이며, 패치를 지지하는 기판과 급전 구조를 지지하는 동판 사이에 공기층(ε_r=1)이 있고, 안테나는 동축 선로로 급전하였다. 기판은 비유전율(ε_r)이 3.38인 RO4003이며, 두께는 t= 0.508 mm이다. 패치의 크기는 $W_1 \times L_1$이며, 높이 h_1인 곳에 배치하였다.

표 1은 접지면의 크기가 150.0×145.0 mm^{2}인 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나의 설계 변수이다. 안테나 설계를 위한 시뮬레이션은 CST사의 전자기파 상용 시뮬레이터인 MWS(Microwave Studio)를 사용하였다. 그림 2는 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나의 반사 손실이다. VSWR<2 기준 cavity가 없이 설계된 안테나의 반사 손실은 2.343~2.419 GHz와 5.715~5.844 GHz이고, cavity와 함께 설계된 안테나의 반사 손실은 2.364~2.428 GHz와 5.691~5.866 GHz의 대역폭을 가진다.

그림 3은 cavity가 없을 경우 큰 E 형태의 세로 l_1의 변화에 따른 반사 손실 특성을 보여준다. 안테나는 큰 E-형태와 작은 E 형태가 결합된 구조이며, 임피던스 정합을 위하여 큰 E 형태 윗부분에 슬릿을 추가하였다. 세로 길이를 38 mm에서 42 mm, 46 mm로 증가시킴에 따라 낮은 쪽 공진 주파수가 2.49 GHz에서 2.39 GHz, 2.28 GHz로 감소하였다. 반면 높은 쪽 공진 주파수는 거의 변화가 없었다. 그러므로 큰 E 형태의 세로 길이 l_1은 낮은 쪽 공진 주파수를 결정하는 것을 알 수 있다. 그림 4는 cavity가 없을 경우 작은 E 형태의 세로 길이 l_2의 변화에 따른 반사 손실 특성을 보여준다. 세로 길이를 11.3 mm에서 12.3 mm, 13.3 mm로 증가시킴에 따라 높은 쪽 공진 주파수가 5.75 GHz에서 5.59 GHz, 5.41 GHz로 감소하였다. 반면, 낮은 쪽 공진 주파수는 거의 변화가 없었다. 그러므로 작은 E 형태의 세로 길이 l_2는 높은 쪽 공진 주파수를 결정하는 것을 알 수 있다.

그림 5는 cavity가 없이 설계된 안테나의 전류 분포도이다. 그림 5(a)와 (b), 그리고 (c)는 2.4 GHz 대역, 3.5 GHz 대역, 그리고 5.75 GHz 대역에서의 전류 분포 변화이다. 안테나는 급전점에서부터 큰 E 형태와 작은 E 형태, 그리고 슬릿 부분까지 세 개의 전류 경로를 가진다. 전류 분포 확인 결과, 큰 E 형태는

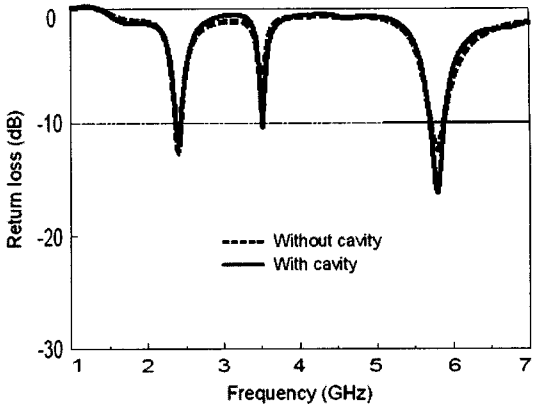


그림 2. 안테나의 반사 손실

Fig. 2. Return loss of the simulated antenna.

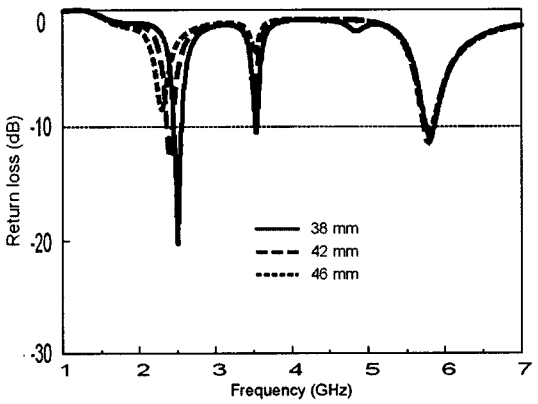


그림 3. 큰 E 형태의 세로 길이 l_1의 변화에 따른 반사 손실

Fig. 3. Variation of return loss with respect to the vertical length of large E-shaped.

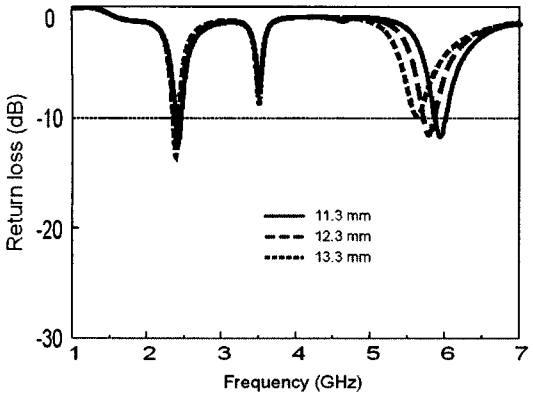


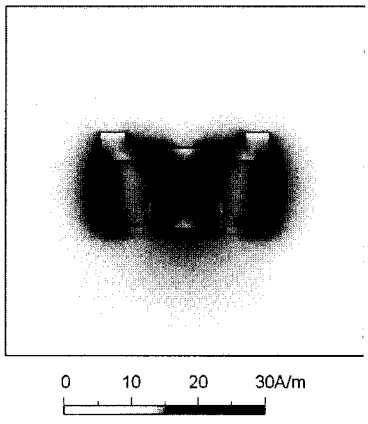
그림 4. 작은 E 형태의 세로 길이 l_2의 변화에 따른 반사 손실

Fig. 4. Variation of return loss with respect to the vertical length of small E-shaped.

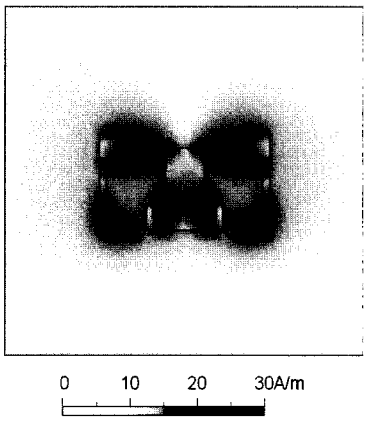
낮은 쪽 공진 주파수를, 그리고 작은 E 형태는 높은 쪽 공진 주파수를 결정하며, 급전점에서 슬릿 부분까지의 전류 경로는 3.5 GHz 대역을 결정하는 것을 알 수 있다.

그림 6과 7은 cavity-backed 이중 대역 안테나의 복사 패턴 특성이다. 그림 6은 낮은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 2.38 GHz의 복사 패턴 변화이다. Cavity를 추가한 경우 낮은 쪽 공진 주파수에서의 안테나의 이득이 9.96 dBi에서 10.97 dBi로 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 56.9°에서 51.6°로 약간 감소하였고, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 50.9°에서 45.6°로 감소하였다. 그림 7은 높은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 5.77 GHz에서의 복사 패턴 변화이다. Cavity를 추가한 경우 높은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 8.18 dBi에서 9.31 dBi로 약간 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 99.9°에서 99.4°로 거의 변화가 없었고, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 61.0°에서 36.9°로 감소하였다. 따라서 cavity는 낮은 쪽 공진 주파수 영역에서 2.4 GHz 대역에서 잘 동작하며, 안테나의 이득이 약 1.01 dBi 개선됨을 확인할 수 있다.

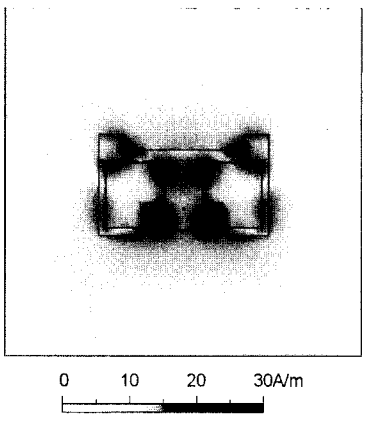
그림 8은 cavity 높이 h_2 변화에 따른 안테나의 이득 변화이다. Cavity와 접지면의 크기는 안테나의 반사 손실과 복사 패턴을 변화시킨다. 제안한 안테나의 접지면의 크기는 낮은 쪽 공진 주파수의 1.27 λ 이고 높은 쪽 공진 주파수의 2.6 λ 이다. 따라서 낮은



(a) 2.44 GHz



(b) 3.5 GHz

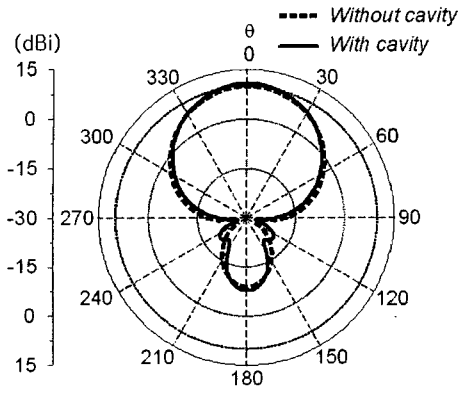


(c) 5.75 GHz

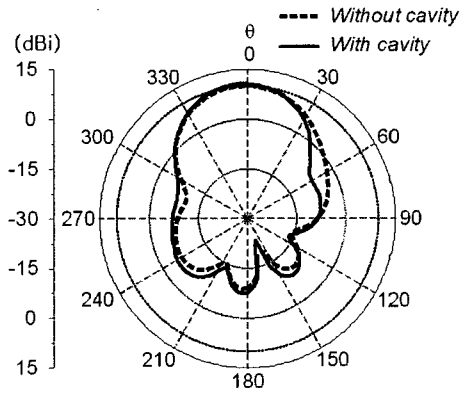
그림 5. Cavity가 없이 설계된 안테나의 전류 분포

Fig. 5. Current distribution of antenna without cavity.

쪽과 높은 쪽 공진 주파수에서의 이득 변화량이 서로 다른 형태를 가진다[15]. 낮은 쪽 공진 주파수에서의 이득은 cavity가 없을 때 9.96 dBi에서 h_2=36 mm

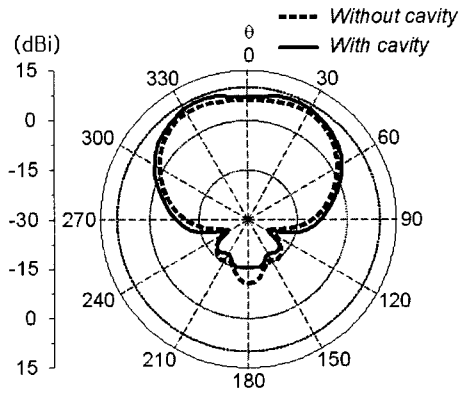


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

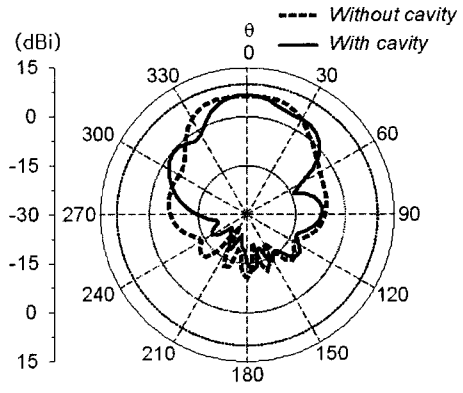


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 6. 2.38 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 6. Radiation patterns at 2.38 GHz.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 7. 5.77 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 7. Radiation patterns at 5.77 GHz.

일 때 11.36 dBi로 최대 이득을 가진다. 그리고 높은 쪽 공진 주파수에서의 이득은 cavity가 없을 때 8.18 dBi에서 h_2=46 mm일 때 10.96 dBi의 최대 이득을 가지며, 최대 이득의 방향은 x-z 평면에서 약 theta=25° 일 때이다. 제안한 안테나의 cavity는 낮은 쪽 공진 주파수에서 이득을 향상시키기 위해 설계되었으며, 높은 쪽 공진 주파수에서 FSS의 최적 동작을 위하여 cavity의 높이를 약 26 mm로 정하였다. 따라서 높은 쪽 공진 주파수에서 cavity는 잘 동작하지 않으며 복사 패턴이 좋지 않음을 알 수 있다.

제안한 안테나는 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나에 FSS를 추가한 구조이다. FSS는 Fbry-Perot 간섭계 원리에 의한 광학 분석 방법으로 설명할 수 있다[18],[19]. 그림 9에는 접지면과 FSS 사이의 다중 반사를 묘사하였다. 전파는 aperture로부터 θ만큼의 각을 가지고 입사되며 금속 접지면과 간격 h에 위치한 FSS 사이에서 반사와 투과를 반복한다.

지향성 D는 식 (1)로 표현되며, FSS와 접지면과의 간격 h는 식 (2)로 표현된다.

$$D=\frac{[1-R^2(\theta)]f^2(\theta)}{1+R^2(\theta)-2R(\theta)\cos[\Phi(\theta)-\pi-\frac{4\pi h}{\lambda_0}\cos\theta]} \quad (1)$$

$$h=\left(\frac{\Phi_R}{\pi}-1\right)\frac{\lambda_o}{4}+N\frac{\lambda_o}{2} \quad (2)$$

이 때, $R(\theta)e^{j\Phi(\theta)}$는 반사계수, $f(\theta)$는 전파의 각 분포이다. 식 (2)를 식 (1)에 대입하면 $D_{\max}$를 유도할 수 있고, 식 (3)으로 표현 가능하다.

$$D_{\max}=\frac{1+R}{1-R} \quad (3)$$

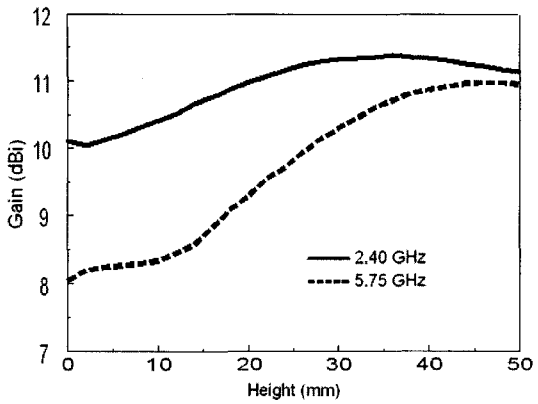


그림 8. Cavity 높이 h_2에 따른 이득 변화
Fig. 8. Variation of gain with respect to the height of cavity.

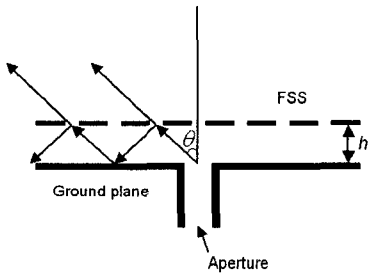


그림 9. 다중 반사
Fig. 9. Multiple reflections.

따라서 간격 h가 $\lambda/2$일 때, 반사계수가 1에 가까워지고 지향성은 최대값을 가진다. FSS는 PSO 알고리즘을 이용하여 최적화 하였고, 비유전율(ε_r)이 3.38이고, 두께가 t=0.2032 mm인 RO4003 기판 위에 설계하였다. PSO는 새나 물고기 등의 사회적 행동을 묘사한 최적화 기법으로 1995년에 Kennedy와 Eberhart가 제안하였다. Particle들은 임의의 속도로 움직이며, 움직인 위치를 본래 자신이 가지고 있던 최적의 위치인 pbest와 비교하여 적합도가 더 높은 위치값을 저장한다. 그 다음 모든 particle들의 집합인 swarm의 최적 위치 gbest와 비교하여 적합도가 가장 높은 pbest를 gbest에 저장한다. 각 particle의 속도와 위치는 식 (4)와 (5)로 표현된다.

$$v_{n+1} = w \times v_n + c_1 rand(\ ) \times (pbest - x_n) + c_2 rand(\ ) \times (gbest - x_n) \quad (4)$$

$$x_{n+1} = x_n + \triangle t \times v_n \quad (5)$$

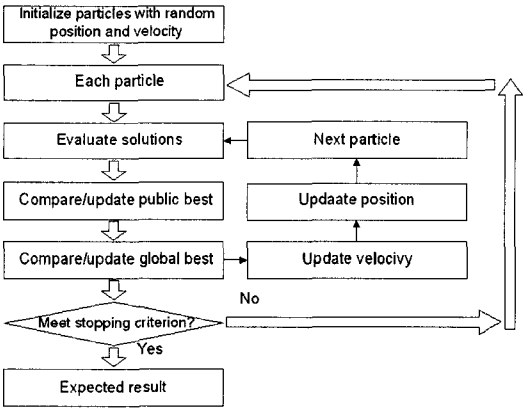


그림 10. PSO 알고리즘의 순서도
Fig. 10. Flow chart of PSO algorithm.

여기서 v_{n+1}은 particle의 이동 속도이며, 기존의 속도 v_n, pbest, 그리고 gbest의 합으로 표현된다. w는 inertial weight, c_1과 c_2는 가속도이다. 본 논문에서 제안한 FSS는 textured substrate로써, 1과 0으로 표현되는 binary value 버전 PSO를 참조하였고, 적합도는 FSS를 포함한 상태에서 안테나의 최대 이득, w는 0.9, c_1과 c_2는 2.0, v는 −5.0~5.0을 사용하였다.

그림 10은 PSO 알고리즘의 순서도이다. 먼저 각 particle들의 속도와 위치를 초기화하고, 적합도를 판단한다. 다음으로 현재의 위치와 기존의 pbest를 비교하여 적합도가 높은 위치를 pbest에 저장하고, swarm의 gbest와 비교하여 적합도가 높은 위치를 gbest에 저장한다. 저장된 pbest와 gbest를 바탕으로 속도와 위치를 업데이트 하며, 모든 particle들에 대하여 같은 행동을 수행한다. 만약 gbest의 적합도가 목표했던 값을 만족하거나, 루프가 충분히 반복되면 알고리즘은 종료된다.

그림 11에는 PSO 알고리즘을 사용하여 최적화 된 FSS의 단위 셀 구조를 나타내었다. 단위 셀은 4개의 영역으로 구분할 수 있고, 1개의 영역은 가로, 세로 방향으로 거울 대칭 형태이다. 1개의 영역은 64개의 정사각형들로 이루어져 있으며, PSO 출력 값이 1일 때 금속, 0일 때를 air로 설정하였다. 단위 셀 구조는 두께가 0.2032 mm이고, 비유전율이 3.38인 RO4003 기판 위에 설계하였다. 단위 셀 구조의 특성을 분석하기 위하여 periodic boundary condition을 적용하여 시뮬레이션하였다.

그림 12에는 단위 셀 구조의 투과 계수를 나타내

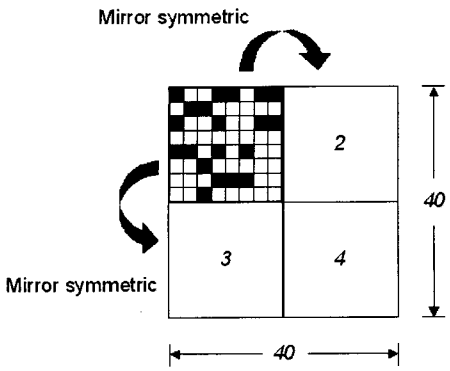


그림 11. FSS의 단위 셀 구조
Fig. 11. Unit cell of FSS.

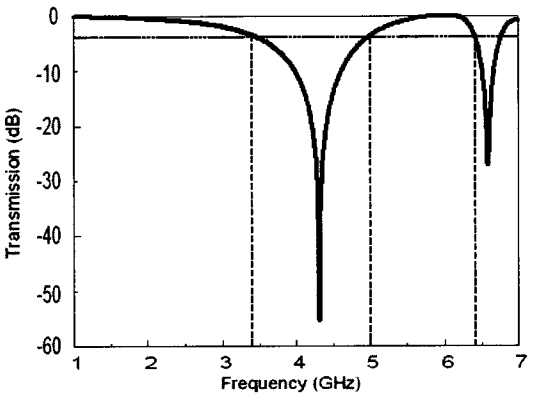
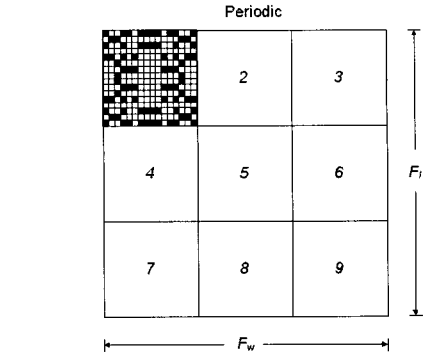


그림 12. 단위 셀 구조의 투과 계수
Fig. 12. The transmission coefficient of unit cell.

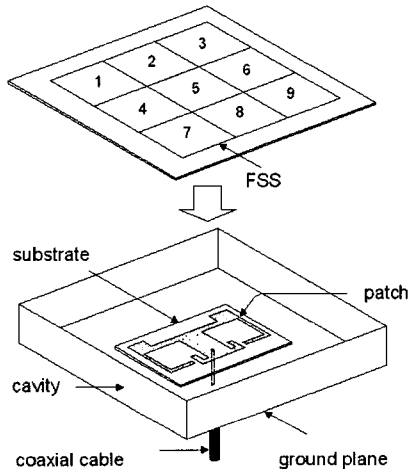
었다. −3 dB를 기준으로 1.000~3.299 GHz와 5.069~6.384 GHz의 대역폭을 가진다.

제안한 안테나는 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 패치 안테나에 FSS를 추가한 구조이다. 그림 13(a)은 FSS의 정면도를 나타내었고, 13(b), (c)는 FSS를 추가한 구조의 입체도와 측면도이다.

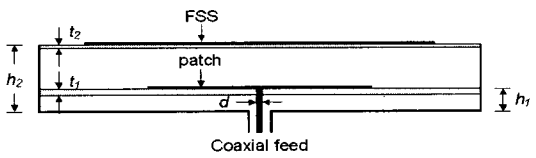
FSS 설계를 위한 시뮬레이션은 visual basic 언어를 지원하는 CST사의 MWS를 사용하였다. PSO는 visual basic 언어를 사용하여 코딩하였으며, MWS에 매크로 형태로 적용하였다. 그림 14에는 최적화된 안테나의 반사 손실 특성을 나타내었다. 표 2는 FSS와 함께 최적화 된 안테나의 설계 변수이다. 계산된 안테나의 반사 손실은 낮은 주파수 대역에서 2.369~2.517 GHz의 대역폭을 높은 주파수 대역에서 5.608~5.833 GHz의 대역폭을 가진다. 그리고 측정된 반사 손실은 낮은 주파수 대역에서 2.399~2.556



(a) FSS 정면도
(a) Top view of FSS



(b) 입체도
(b) Side view



(c) 측면도
(c) 3-dimensional view

그림 13. 제안한 안테나의 구조
Fig. 13. Structure of proposed antenna.

표 2. FSS를 추가한 경우 최적화된 안테나의 설계 변수
Table 2. The design parameters of the optimized antenna with FSS.

Design parameters in mm			
F_1	120.0	F_2	120.0
h_1	6.6	h_2	26.6
t_1	0.508	t_2	0.2032

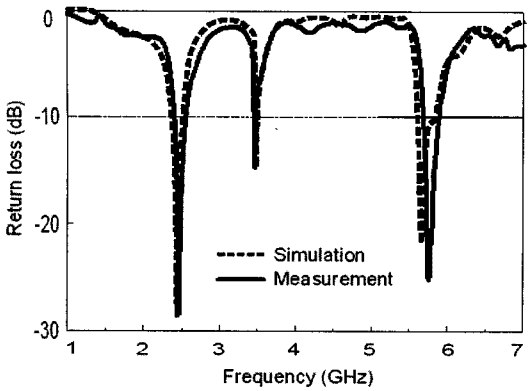
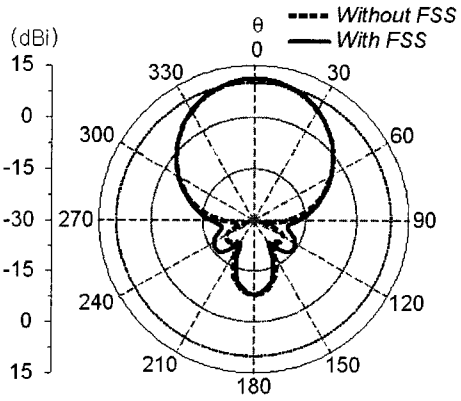
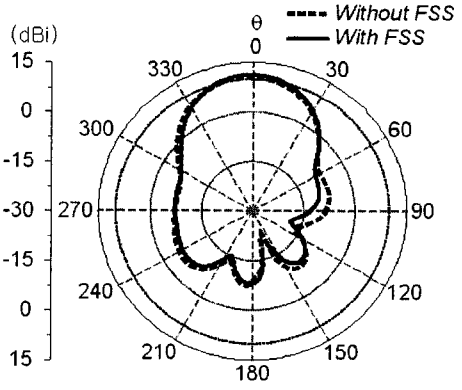


그림 14. 안테나의 반사 손실
Fig. 14. Return loss of the antenna.



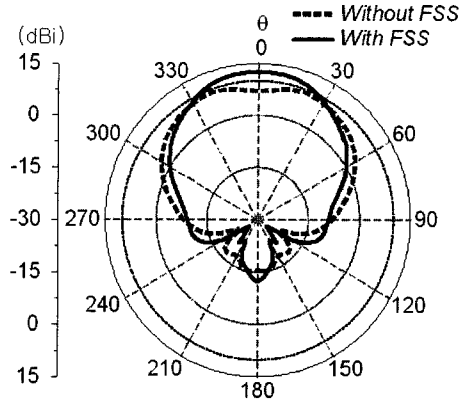
(a) x-z 평면
(a) x-z plane



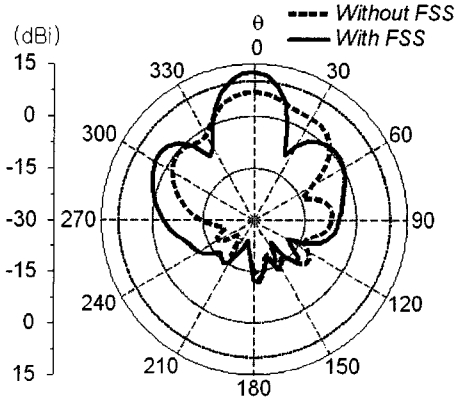
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 15. 2.44 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 15. Radiation patterns at 2.44 GHz.

GHz의 대역폭을 높은 주파수 대역에서 5.684~5.886 GHz의 대역폭을 가진다.



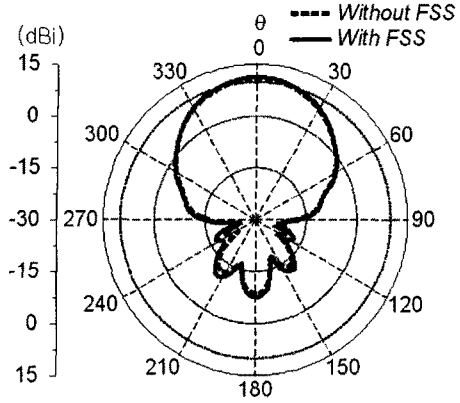
(a) x-z 평면
(a) x-z plane



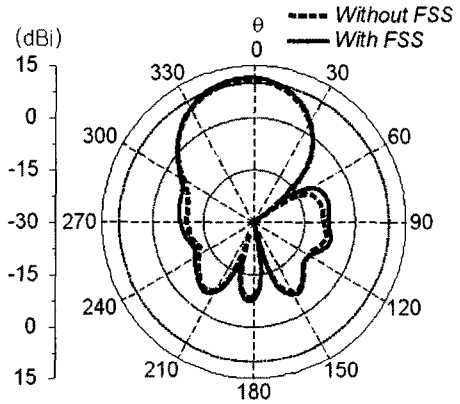
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 16. 5.72 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 16. Radiation patterns at 5.72 GHz.

그림 15와 그림 16에는 제안된 안테나의 복사 패턴을 나타내었다. 그림 15는 낮은 쪽 중심 주파수인 2.44 GHz에서의 복사 패턴이다. FSS 구조를 삽입한 경우 낮은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 10.97 dBi에서 11.23 dBi로 약간 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 51.6°에서 50.5°로, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 45.6°에서 43.8°로 약간 감소하였다. 그림 16은 높은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 5.72 GHz에서의 복사 패턴이다. FSS 구조를 삽입한 경우 높은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 9.31 dBi에서 12.60 dBi로 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 99.4°에서 57.8°로, 그리고 y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 36.9°에서 21.9°로 감소하였다. 따라서 FSS 구조는 5.8 GHz 대역에서 잘 동작

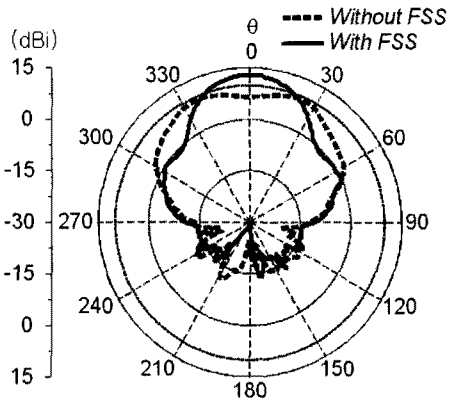


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

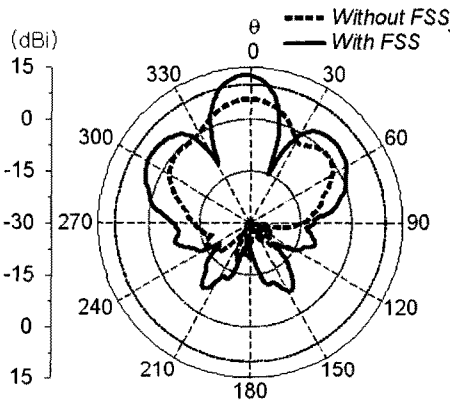


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 17. 2.46 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 17. Radiation patterns at 2.46 GHz.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 18. 5.75 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 18. Radiation patterns at 5.75 GHz.

하며, 안테나의 이득이 3.29 dBi 개선됨을 확인할 수 있다. 그리고 빔의 방향은 두 대역 모두 z축으로 일정하였고, 5.8 GHz 대역에서 부엽은 주엽에 비하여 10 dBi 이상 차이가 나므로 통신에 영향을 주지 않는다.

그림 17과 그림 18에는 측정된 안테나의 복사 패턴을 나타내었다. 그림 17은 낮은 쪽 중심 주파수인 2.46 GHz에서의 복사 패턴이다. FSS 구조를 삽입한 경우, 낮은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 10.67 dBi에서 11.44 dBi로 약간 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 54°에서 54°로, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 46°에서 45°로 거의 변화가 없었다. 그림 18은 높은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 5.75 GHz에서의 복사 패턴이다. FSS 구조를 삽입한 경우, 높은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 8.81 dBi에서 12.75 dBi로 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 84°에서 38°로, 그리고 y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 40°에서 21°로 감소하였다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 cavity와 FSS를 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 두 배 이상이 되는 단일 안테나에 동시에 적용하여 802.11a/b 주파수 대역에서 11 dBi 이상의 유사한 모양의 복사 패턴을 가지는 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 패치 안테나를 제안하였다. PSO 최적화 기법은 FSS를 포함한 안테나에 FSS의 모양을 설계하기 위하여 사용하

였으며, −3 dB를 기준으로 1.0~3.299 GHz와 5.069~6.384 GHz 대역폭을 가진다. 전산모의실험 결과 cavity-backed 이중 대역 마이크로스트립 안테나에 FSS를 추가하였을 경우 각 대역에서 0.26 dBi와 3.29 dBi의 이득이 향상되었다. 따라서 FSS 구조는 5.8 GHz 대역에서 superstrate로써 잘 동작하며, 2.4 GHz 대역에서는 반사 손실 및 이득에 큰 영향을 주지 않는 것을 알 수 있다. 뿐만 아니라 기존에 제시되었던 PSO 기법을 이용하여 동일 평면상에 두 개의 대역을 수용하는 FSS를 설계함으로써 알고리즘만 잘 작성된다면 자동적으로 안테나의 설계가 완성되도록 하였다. 측정 결과, 안테나의 대역폭은 VSWR<2를 기준으로 2.399~2.556 GHz와 5.684~5.886 GHz의 대역폭을 가진다.

참 고 문 헌

[1] H. J. Lee, P. S. Kim, T. H. Kim, and D. G. Oh, "Broadband systems based on DVB-S2 and mobile DVB-RCS and their future applications to broadband mobiles", in *Proc. IEEE IWSSC*, pp. 98-102, 2006.

[2] A. Bazzi, Andrea G. G. Pasolini, and V. Schena, "Gap fillers for railway tunnels: Technologies and performance", in *Proc. EMC EuropeWorkshop 2005-Electromagnetic Compatibility of Wireless Systems*, pp. 147-150, 2005.

[3] J. G. Ryu, S. M. Han, M. S. Shin, D. I. Chang, and H. J. Lee, "The gap filler technology for mobile satellite system", *Advanced Satellite Mobile Systems*, pp. 333-336, 2008.

[4] N. K. Lee, H. K. Kim, D. I. Chang, and H. J. Lee, "Providing seamless services with satellite and terrestrial network in mobile two way satellite environments", *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 4773, pp. 551-554, 2007.

[5] R. B. Konda, G. M. Pushpanjali, S. N. Mulgi, S. K. Satnoor, and P. V. Hunagund, "Microstrip array antenna for multiband operation", in *Proc. Recent Advances in Microwave Theory and Applications, MICROWAVE 2008. International Conference*, pp. 511-513, Nov. 2008.

[6] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Step-like structure and EBG structure to improve the performance of patch antennas on high dielectrics substrate", in *Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 482-485, 2001.

[7] Y. Rahmat-Samii, "The marvels of electromagnetic bandgap(EBG) structures: Novel microwave and optical applications", in *Proc.* 2003 *SBMO/IEEE MTT-S IMOC 2003*, vol. I, pp. 265-275, 2003.

[8] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2059-2074, 1999.

[9] Y. L. R. Lee, A. Chauraya, D. S. Lockyer, and J. C. Vardaxoglou, "Dipole and tripole metallodielectric photonic bandgap(MPBG) structures for microwave filter and antenna applications", *IEE Proc. Optoelectron.*, vol. 147, pp. 395-400, 2000.

[10] R. L. Li, G. DeJean, M. M. Tentzeris, J. Laskar, and J. Papapolymerou, "LTCC multilayer based CP patch antenna surrounded by a soft-and-hard surface for GPS applications", in *Proc. IEEE Antenna and Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 651-654, 2003.

[11] R. Li, G. DeJean, M. M. Tentzeris, J. Papapolymerou, and J. Laskar, "Radiation-pattern improvement of patch antenna on a large-size substrate using a compact soft-surface structure and its realization on LTCC multilayer technology", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, pp. 200-208, 2005.

[12] S. W. Su, K. L. Wong, Y. T. Cheng, and W. S. Chen, "High-gain broadband patch antenna with a cavity ground for 5-GHz WLAN operation", *Microwave Optical Technol. Lett.*, vol. 41, pp. 397-399, 2004.

[13] W. S. T. Rowe, R. B. Waterhouse, "Investigation of edge-fed cavity backed patches and arrays", in *Proc. IEEE Antenna and Propagat. Soc. Int. Symp.*,

pp. 3967-3970, 2006.

[14] A. S. Elmezughi, W. S. T. Rowe, and R. B. Waterhouse, "Further investigations into edge-fed cavity backed patches", in *Proc. IEEE Antenna and Propagat. Soc. Int. Symp.*, pp. 920-923, 2007.

[15] Minh Tuan Ngyuen, Byoungchul Kim, Hosung Choo, and Ikmo Park, "Effects of a cavity structure on a square microstrip patch antenna built on a low-permittivity substrate with an air gap", 종합학술발표회논문집, 한국전자파학회, 19(1), p. 55, 2009년 11월.

[16] Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park, "Design of frequency selective surface(FSS) type superstrate for dual-band directivity enhancement of microstrip patch antenna", in *Proc. IEEE Antenna and Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 3, pp. 2-5, 2005.

[17] Z. Ge, W. Zhang, Z. Liu, and Y. Gu, "Broadband and high-gain printed antennas constructed from Fabry-Perot resonator structure using EBG or FSS cover", *Microwave and Optical Technol. Lett.*, vol. 48, pp. 1272-1274, 2006.

[18] G. V. Trentini, "Partially reflecting sheet arrays", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 4. pp. 666-671, 1956.

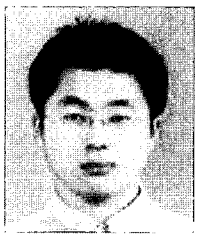
[19] J. R. James, S. J. A. Kinany, P. D. Peel, and G. Andrasic, "Leaky-wave multiple dichroic beamformers", *Electron. Lett.*, vol. 25, 1989.

[20] J. Kennedy, R. Eberhart, "Particle swarm optimization", in *Proc. IEEE Neural Networks* (perth, Australia), vol. 4, pp. 1942-1948. 1995.

[21] J. Kennedy, R. Eberhart, "A discrete binary version of the particle swarm algorithm", in *Proc. Syst., Man, and Cyber.*, vol. 5, pp. 4104-4108, 1997.

[22] J. Robinson, Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, pp. 397-407, 2004.

김 병 철

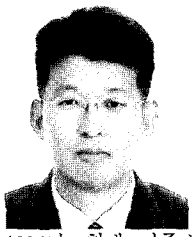


2004년 2월: 단국대학교 전자공학과 (공학사)
2009년 8월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
2009년 9월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정
[주 관심분야] 안테나 설계

추 호 성

1998년 2월: 한양대학교 전파공학과 (공학사)
2000년 8월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (공학석사)
2003년 5월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (공학박사)
2003년 6월~2003년 8월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (Post Doctor)
2003년 8월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 조교수
[주 관심분야] 초소형 안테나, 최적화 알고리즘을 이용한 안테나 설계, RFID용 태그 및 리더 안테나

박 익 모



1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자 공학과 (공학사)
1989년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학석사)
1994년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
1994년~1996년: LG전자기술원
1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 교수
[주 관심분야] 초고주파 및 테라헤르츠파 수동소자 (안테나 포함) 설계 및 해석