Soft Surface를 이용한 신호 중계 장치용 이중 대역 마이크로스트립 안테나

A Dual Band Microstrip Antenna with Soft Surface for Gapfiller Applications

김병철 · 류준규* · 추호성** · 장대익* · 박익모

Byoungchul Kim · Joongyu Ryu* · Hosung Choo** · Daeik Jang* · Ikmo Park

요 약

본 논문에서는 soft surface를 이용하여 IEEE 802.11a/b 대역에서 10 dBi 이상의 이득과 유사한 모양의 복사 패턴과 이득을 가지며, 동작하는 신호 중계 장치용 안테나를 제안한다. 제안한 안테나의 크기는 50×56.5×5.5 mm^3이고, soft surface를 포함한 접지면의 크기는 175.0×154.4 mm^2이다. 안테나는 동축 케이블을 이용하여 급전하였으며, 두께가 0.508 mm이고 비유전율이 3.38인 RO4003 기판 위에 설계하였다. 전산 모의 실험 결과, VSWR<2 기준으로 2.388～2.493 GHz와 5.561～6.051 GHz의 대역폭을 가지며, 각 대역의 중심 주파수에서의 이득은 10.63 dBi와 10.33 dBi이다.

Abstract

In this paper, a dual band microstrip antenna with soft surface for gapfiller applications is proposed. The proposed antenna with similar radiation pattern and gain is fabricated on RO4003 substrate with a dielectric constant of 3.38 and a thickness of 0.508 mm, and operates in IEEE 802.11a/b bands. The size of the antenna is 50×56.5×5.5 mm^3 and the ground plane size including soft surface structure is 175.0×154.4 mm^2. The antenna is fed by coaxial cable. The simulated bandwidths of the antenna are 2.388～2.493 GHz and 5.561～6.051 GHz for VSWR<2. The gains are 10.63 dBi and 10.33 dBi, respectively, for the lower and upper bands.

Key words : Satellite Internet Service, WLAN, Dual Band Antenna, Microstrip Antenna, Soft Surface

Ⅰ. 서 론

최근 시간과 장소에 구애를 받지 않고 인터넷을 사용하고자 하는 사람들이 꾸준히 증가하면서 기존의 WLAN과 더불어 이동 중에 고속의 무선 인터넷 서비스를 제공할 수 있는 WiMAX, Wibro와 같은 새로운 무선 인터넷 기술이 개발되었다. 그러나 WiMAX, Wibro 서비스는 KTX와 같이 고속으로 이동하는 열차 안에서는 서비스 제공에 한계를 가진다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위하여 위성과 WLAN을 연동하여 넓은 영역을 효과적으로 수용하고자 하는 연구가 활발히 진행 중이다[1]. 하지만 위성과 WLAN을 연동한 인터넷 서비스도 고속으로 움직이는 이동체가 위성 신호가 직접 도달하지 않는 음영 지역을 통과할 경우 서비스가 중단되는 문제가 있다. 터널은 대표적인 음영 지역으로써 터널 내에서의 원활한 통

아주대학교 전자공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)
*한국전자통신연구원 방송통신융합부문(Broadcasting and Telecommunications Convergence Research Laboratory, ETRI)
**홍익대학교 전자전기공학부(School of Electronics and Electrical Engineering, Hongik University)
· 논 문 번 호 : 20090714-067
· 수정완료일자 : 2009년 11월 5일

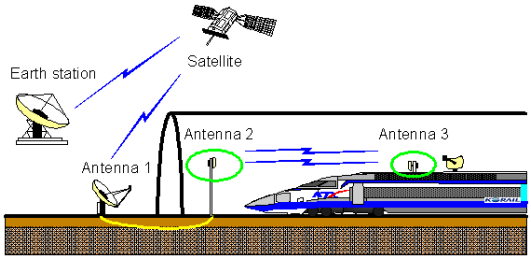


그림 1. 터널에서의 통신 시나리오
Fig. 1. The scenario of satellite communication inside the tunnel.

신을 위해서는 위성과 터널 내에 있는 단말기를 연결해 줄 수 있는 신호 중계 장치(gap filler)가 필요하다[2],[4]. 신호 중계 장치를 통과하여 터널에서 전달되는 전파는 벽과 철도 선로, 바닥에서 기인하는 다중 경로와 열차의 고속 이동으로 인한 도플러 효과로 인하여 전파 손실이 발생한다. 따라서 고속 이동 열차가 터널을 통과할 때 터널 내의 무선 환경에서 최적의 성능을 가지는 안테나 개발이 필수적이다.

신호 중계는 그림 1에서와 같이, 터널 외부에 설치하는 안테나(antenna 1), 터널 내부에 설치하는 안테나(antenna 2) 그리고 고속 이동체의 상단에 설치되는 안테나(antenna 3)로 총 3개가 필요하다. 위성을 이용한 인터넷 서비스는 중앙지구국에서 보낸 신호가 위성, 신호 중계 장치를 통하여 사용자의 단말기로 전송되는 forward link와 사용자의 단말기로부터 신호 중계 장치, 위성을 통과하여 중앙지구국으로 보내지는 return link로 구분할 수 있다. Forward link는 통신용 36 MHz와 방송용 36 MHz로서 총 72 MHz가 필요하며, return link는 통신용으로 32 MHz가 필요하다. 따라서 점유 대역폭은 104 MHz이며, 보호대역을 포함하면 최소 150 MHz 이상이 필요하다. 현재 사용 중인 무선인터넷 대역에는 2.4~2.483 GHz, 5.15~5.35 GHz와 5.725~5.825 GHz 대역이 있다. 이중 산업, 과학 및 의료용으로 허가가 필요하지 않는 ISM 대역은 IEEE 802.11b 대역인 2.4 GHz 대역과 802.11a 대역인 5.8 GHz 대역이며, 150 MHz 이상이 필요한 신호 중계 장치의 특성상 802.11a/b 두 대역을 모두 사용하여야 한다. 따라서 두 대역을 수용할 수 있는 이중 대역 안테나가 필요하다. 또한 터널 내부와 고속 이동체에 설치되는 안테나 상호간의 최적 통신을 위하여 두 대역에서 유사한 모양의 복사 패턴이 필수적이고, 터널 환경에서 경로 손실을 보상하기 위하여 두 대역에서 모두 높은 이득이 요구된다[3]. 따라서 신호 중계 장치용 안테나는 802.11a/b 대역에서 높은 이득과 유사한 모양의 복사 패턴을 가지며 동작할 수 있어야 한다.

마이크로스트립 패치 안테나는 저렴한 가격, 경량, 손쉬운 제작으로 인하여 많이 사용되고 있다. 일반적인 마이크로스트립 안테나는 기본 주파수의 정수 배가 되는 주파수에서 고조파(higher order resonant mode)가 존재한다. 고조파에서는 복사 패턴이 기본 주파수와는 다른 형태를 가질 뿐만 아니라 기본 주파수를 조절할 경우, 고조파들도 비슷한 형태로 같이 움직이게 되므로 고조파를 이용하여 이중 대역 안테나를 설계하기는 쉽지 않다. 따라서 이중 대역에서 동작하는 마이크로스트립 패치 안테나를 구현하기 위해서는 다른 기술을 이용하여야 하며, 이중 공진을 유도하기 위하여 패치에 stub를 연결[5],[6]하거나 내부에 단락 핀을 삽입하는 방법[7],[8], 기생 패치를 추가[9]~[11]하는 방법, 패치에 슬롯을 추가하는 방법[12]~[14]등을 적용할 수 있다. 패치에 stub를 연결하는 방법은 추가하고자 하는 공진 주파수의 $\lambda/4$ 길이의 open-circuited stub를 연결하는 것으로써 이중 공진 특성을 얻을 수 있다. 하지만 stub를 연결하여 이중 공진을 발생시키면 높은 교차 편파 특성을 가지게 되어 안테나의 성능을 저하시킨다. 내부에 단락 핀을 삽입시키는 방법은 기본 주파수와 3차 고조파를 이용하는 방법으로써 단락 핀을 삽입하게 되면 기본 주파수가 고조파의 움직임에 비하여 크게 변한다. 따라서 주파수 조절이 가능하여 원하는 주파수 대역을 얻을 수 있으나, 주파수의 대역폭이 매우 좁은 단점을 가진다. 기생 패치는 추가적인 급전이 필요하지 않으며 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 두 배 이상이 되는 경우에도 유사한 모양의 복사 패턴 특성을 가질 수 있지만, 안테나의 크기가 커지는 단점이 있다. 다음으로 하나의 슬롯을 이용한 동축 급전 사각 패치 안테나는 패치에 의한 공진 주파수 근처에 슬롯에 의한 추가적인 공진을 발생시킴으로써 이중 대역 안테나의 설계가 가능하다. 그러나 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 두 배 이상이 되는 경우, 고조파 발생으로 인하여 높은 쪽 공진 주파수에서 복사 패턴의 변형

이 생긴다. 최근 두 개 이상의 슬롯을 패치에 구현하면 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 두 배 이상이 되는 경우에도 유사한 모양의 복사 패턴을 가지며 동작하는 이중 대역 안테나의 설계가 가능함을 확인한 바 있다[12]~[14]. 그러나 제안된 이중 대역 안테나들은 낮은 이득 특성을 가지므로 위성과 WLAN을 연동하기 위한 신호 중계 장치용 안테나로 사용하기 위해서는 더 높은 이득을 가지는 안테나가 설계되어야 한다.

마이크로스트립 패치 안테나의 이득을 개선하기 위한 방법에는 배열과 Electromagnetic Bandgap(EBG) 구조[15]~[19]를 활용하는 방법이 있다. 안테나 배열은 2개 이상의 동일한 안테나 소자를 적절한 간격으로 정연하게 배치함으로써 이득을 향상시킬 수 있다. 최근 제안된 반사판을 가지는 이중 대역 비대칭 Sierpinski 프랙탈 배열 안테나[20]는 이중 대역에서 동작하는 단일 소자 안테나를 배열한 것으로써 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 두 배 이상일 경우에도 유사한 모양의 복사 패턴을 가지며 동작한다. 하지만 동일한 규격의 안테나 소자들을 배열해야 하며, 소자들 간의 간격이 일정 수준을 유지해야 하므로 전체 안테나의 크기가 커지게 된다. 또한, 각각의 소자들에 대한 급전으로 인하여 급전부 설계가 복잡해진다. 다음으로 복사 패턴을 향상시키는 방법은 EBG 구조와 같은 사각 금속 형태의 주기 구조를 활용하는 방법이 있다. EBG 구조는 안테나로부터 유전체로 인가된 전자기파가 공기와 기판 사이의 불연속에 의해 발생하는 표면파를 기판 가장자리까지 진행하는 것을 차단함으로써, 복사 패턴의 후방 복사를 감소시켜 이득을 개선할 수 있다. 그러나 EBG 구조는 최소 3주기 이상 되어야 하며, 안테나로부터 $\lambda/2$ 만큼의 거리를 유지해야 하므로 안테나의 크기가 커지는 단점이 있다. 뿐만 아니라 높은 쪽 공진 주파수가 낮은 쪽 공진 주파수의 2배 이상이 되는 안테나의 경우, 두 대역 모두에서 이득을 향상시키려면 EBG 구조가 복잡해진다. 최근 soft/hard surface 구조를 이용하여 안테나의 반사 손실을 크게 변화시키지 않으면서도 복사 패턴을 향상시키고, EBG 구조에 비하여 작은 크기를 가지는 안테나가 제안되었다[21],[22]. Soft surface는 저지 대역을 형성하여 전파의 흐름을 억제하는 것으로서[23] EBG 구조를 포함하며, 사각 ring 형태로 안테나의 주변에 추가하면 안테나의 표면파를 차단하여 이득을 향상시킬 수 있다[21],[22]. 하지만 Li에 의하여 제안된 사각 ring 형태의 soft surface[21],[22]는 단일 대역에 관한 것으로 어느 한 대역에 맞게 soft surface를 설계하면 다른 대역의 복사 패턴은 큰 효과가 없거나 나빠지게 된다.

본 논문에서는 두 개의 슬롯을 가지는 이중 대역 마이크로스트립 안테나에 두 대역에서 모두 동작하는 soft surface를 추가하여 802.11a/b 대역에서 10 dBi 이상의 고이득을 가지는 안테나를 제안한다.

Ⅱ. 안테나 구조 및 특성

그림 2는 이중 대역 안테나의 정면도와 측면도를 나타내었다. 안테나는 두 개의 슬롯을 가지는 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 mm

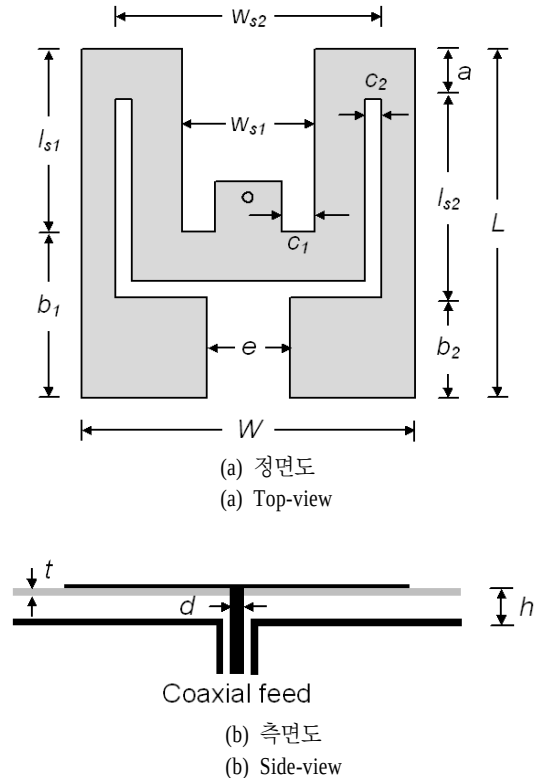


그림 2. 이중 대역 마이크로스트립 안테나 구조
Fig. 2. Structure of dual band microstrip antenna.

표 1. 이중 대역 마이크로스트립 안테나의 설계 변수
Table 1. The design parameters of the dual band microstrip antenna.

Design parameters in mm			
L	56.5	W	50.0
a	7.5	h	5.5
d	0.92	e	15
l_{s1}	31	l_{s2}	35.5
w_{s1}	21	w_{s2}	46.0
b_1	25.5	b_2	13.5
c_1	5.5	c_2	3.0

이다. 패치의 크기는 $W \times L$이며, 높이 h인 곳에 배치하였다. 작은 슬롯의 가로와 세로 길이는 각각 w_{s1}과 l_{s1}이며, 폭은 c_1이고, 큰 슬롯의 가로와 세로 길이는 각각 w_{s2}와 l_{s2}이며, 폭은 c_2이다.

표 1은 접지면의 크기가 175.0×154.4 mm^{2}에 soft surface가 없이 설계한 이중 대역 마이크로스트립 안테나의 설계 변수이다. 안테나 설계를 위한 시뮬레이션은 CST사의 전자기파 상용 시뮬레이터인 MWS (Microwave Studio)를 사용하였다. 그림 3은 이중 대역 마이크로스트립 안테나의 반사 손실이다. VSWR <2 기준 반사 손실은 2.397~2.499 GHz와 5.347~6.097 GHz의 대역폭을 가진다.

그림 4는 작은 슬롯의 세로 길이 l_{s1}의 변화에 따른 반사 손실 특성을 보여준다. 세로 길이를 12 mm에서 14 mm, 16 mm로 증가시킴에 따라 높은 쪽 공진 주파수가 6.05 GHz에서 5.83 GHz, 5.58 GHz로 감소하였다. 반면, 낮은 쪽 공진 주파수는 거의 변화가 없었다. 그러므로 작은 슬롯의 세로 길이 l_{s1}은 높은 쪽 공진 주파수를 결정하는 것을 알 수 있다. 그림 5는 큰 Y 형태 슬롯의 세로 길이 l_{s2}의 변화에 따른 반사 손실 특성을 보여준다. 세로 길이를 18 mm에서 28 mm, 38 mm로 증가시킴에 따라 낮은 쪽 공진 주파수가 2.88 GHz에서 2.64 GHz, 2.45 GHz로 감소하였다. 반면, 높은 쪽 공진 주파수는 5.84 GHz에서 5.55 GHz, 5.83 GHz로 불규칙하게 변화하였다. 그러므로 큰 슬롯의 세로 길이 l_{s2}는 낮은 쪽 공진 주파수와 높은 쪽 공진 주파수 모두에게 영향을 미친다.

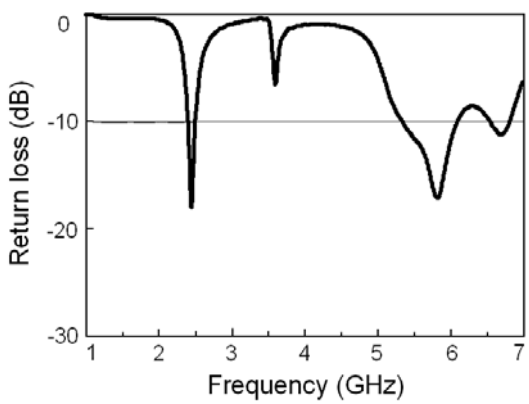


그림 3. 안테나의 반사 손실
Fig. 3. Return loss of the simulated antenna.

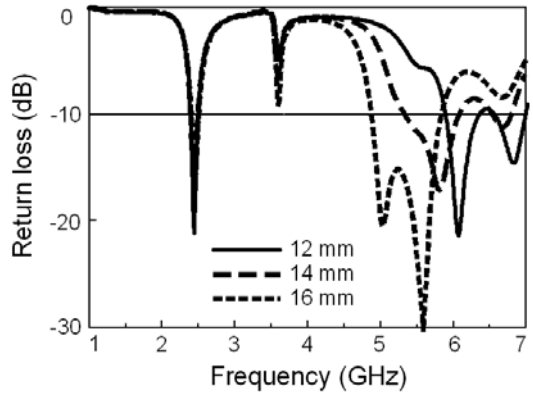


그림 4. 작은 슬롯 세로 길이에 따른 반사 손실
Fig. 4. Variation of return loss with respect to the vertical length of small slot.

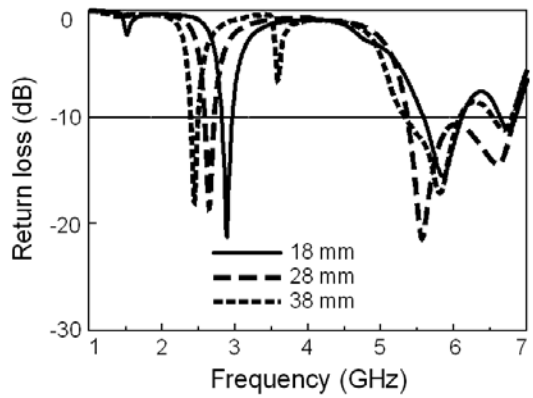
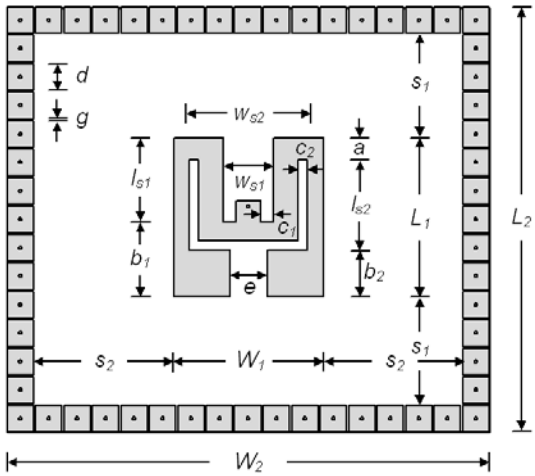


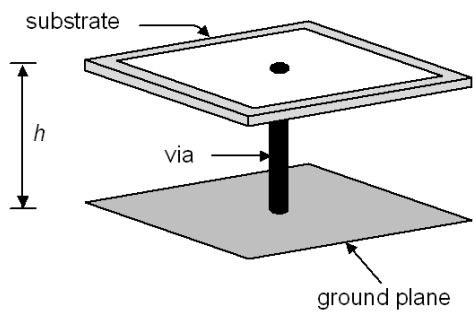
그림 5. 큰 Y 형태 슬롯 세로 길이에 따른 반사 손실
Fig. 5. Variation of return loss with respect to the vertical of large Y-shaped slot.

제안한 안테나는 두 개의 슬롯을 가지는 마이크로스트립 패치 안테나에 soft surface를 추가한 구조



(a) 정면도
(a) Top-view

(b) 측면도
(b) Side-view



(c) Soft surface의 단위 셀
(c) Unit cell of soft surface

그림 6. 제안한 안테나 구조
Fig. 6. Structure of proposed antenna.

이다. 그림 6(a), (b)는 두 개의 슬롯을 가지는 마이크로스트립 패치 안테나에 soft surface를 추가한 구조의 정면도와 측면도이고, 그림 6(c)는 soft surface의 단위 셀에 대한 입체도이다. 단위 셀은 정사각형 금속 패치의 2차원 배열로서 패치와 동일한 기판에 인쇄되었고, 접지면과 금속 막대(vias)로 연결되어 있다. Soft surface 금속 패치는 $d \times d$ mm^{2}의 크기를 가지며, 간격은 g이다. Soft surface와 복사 패치간의 거리는 s_1, s_2이고, soft surface를 포함한 접지면의 크기는

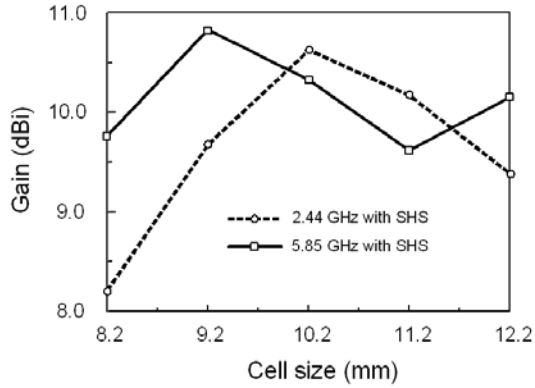


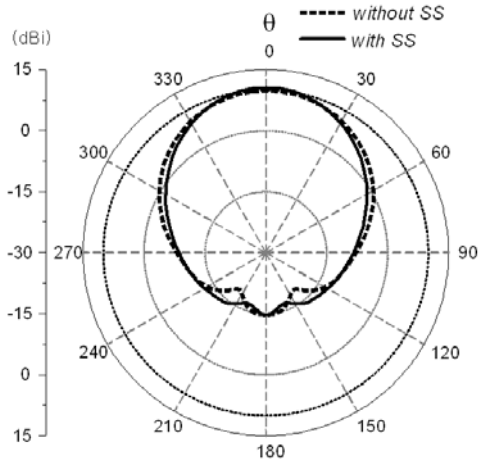
그림 7. Soft surface의 패치 크기 d에 따른 이득 변화
Fig. 7. Variation of gain with respect to the patch size of soft surface.

$W_2 \times L_2$이다.

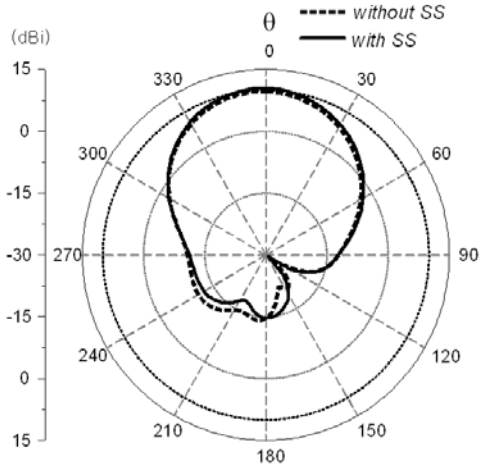
그림 7은 soft surface의 패치 크기 변화에 따른 이득 변화 특성을 보여준다. d를 8.2 mm에서 9.2 mm, 10.2 mm, 11.2 mm, 12.2 mm로 증가시킴에 따라 낮은 쪽 중심 주파수에서의 이득이 8.21 dBi에서 9.64 dBi, 10.63 dBi, 10.17 dBi, 9.38 dBi로 변화하였다. 그리고 높은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 9.77 dBi에서 10.83 dBi, 10.33 dBi, 9.62 dBi, 10.15 dBi로 변화하였다. 따라서 낮은 쪽 공진 주파수와 높은 쪽 공진 주파수 이득은 패치의 크기가 각각 10.2 mm와 9.2 mm에서 최대 이득을 가진다.

그림 8과 9는 soft surface 구조에서 금속 막대를 추가하지 않았을 경우 복사 패턴 특성이다. 그림 8은 낮은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 2.44 GHz에서의 복사 패턴 변화이다. Soft surface를 삽입한 경우, 낮은 쪽 공진 주파수에서의 안테나의 이득이 9.71 dBi에서 10.49 dBi로 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 65.8°에서 52.9°로 감소하였고, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 55.7°에서 54.7°로 약간 감소하였다. 그림 9는 높은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 5.85 GHz에서의 복사 패턴 변화이다. Soft surface를 삽입한 경우 높은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 9.83 dBi에서 10.06 dBi로 약간 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 68.0°에서 67.3°으로 약간 감소하였고, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 36.3°에서 33.2°로 약간 감소하였다.

그림 10과 그림 11은 soft surface 구조에서 금속

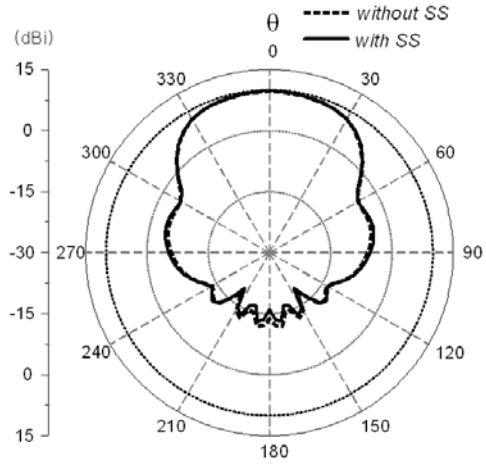


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

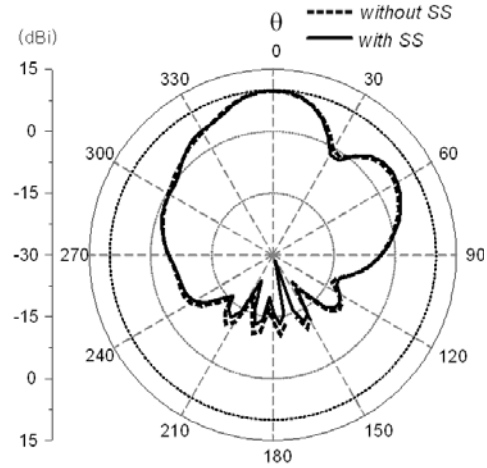


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 8. 2.44 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 8. Radiation patterns at 2.44 GHz.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane

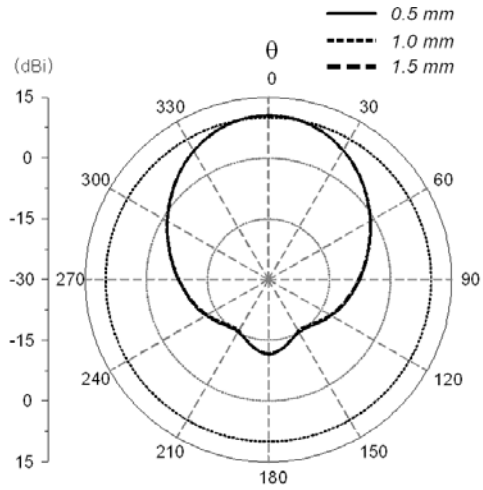


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

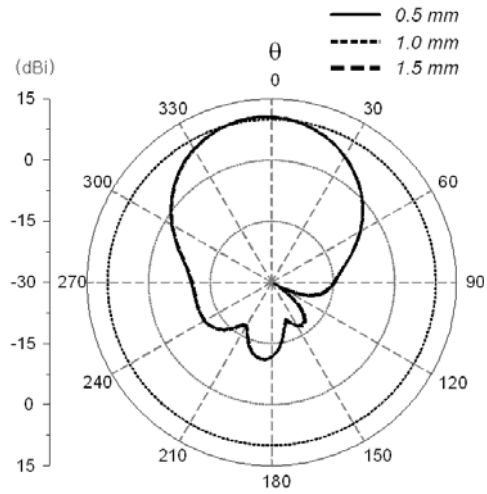
그림 9. 5.85 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 9. Radiation patterns at 5.85 GHz.

막대의 지름 r_2의 변화에 따른 복사 패턴 특성을 보여준다. 지름 r_2를 0.5 mm에서 1.0 mm, 1.5 mm로 증가시킴에 따라 낮은 쪽 중심 주파수인 2.44 GHz에서의 이득이 10.63 dBi에서 10.62 dBi, 10.65 dBi로 거의 변화가 없었다. 그리고 x-z 평면에서 반전력 빔 폭은 52.3°에서 52.7°, 52.3°으로, y-z 평면에서 반전력 빔 폭은 52.2°에서 52.1°, 52.1°로 거의 변화가 없었다. 반면, 높은 쪽 중심 주파수인 5.85 GHz에서의 이득은 10.33 dBi에서 10.67 dBi, 10.80 dBi로 증가하였다. 그리고 x-z 평면에서 반전력 빔 폭은 64.4°에서 58.0°, 56.6°으로 감소하였고 y-z 평면에서 반전력 빔 폭은 36.0°에서 32.9°, 29.5°로 감소하였다. 따라서 금속 막대의 지름은 낮은 쪽 공진 주파수보다 높은 쪽 공진 주파수의 변화에 더 큰 영향을 주는 것을 알 수 있다.

Soft surface는 크기나 형태, 그리고 복사체와의 간격 등에 따라 안테나의 복사 패턴 특성을 변화시킨다. 제안한 안테나의 soft surface는 접지면과 금속 막대로 연결되어 있으며, soft surface를 추가하였을 경우 전체 soft surface의 크기는 접지면의 크기와 같다. 따라서 soft surface와 복사체와의 간격이 커지면 접



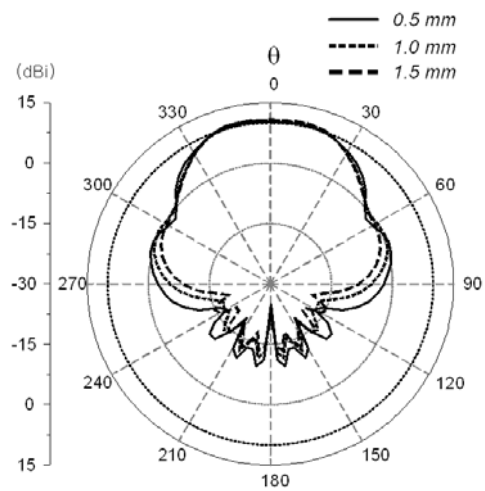
(a) x-z 평면
(a) x-z plane



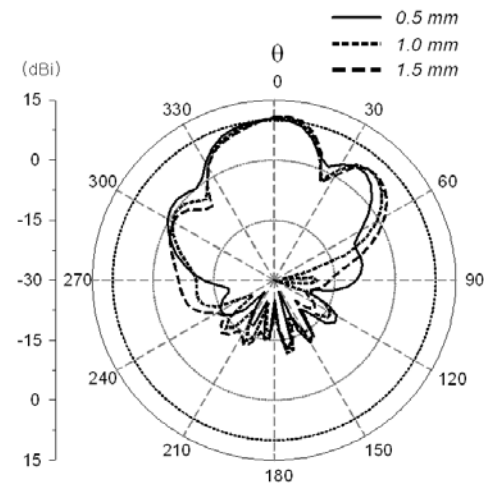
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 10. 2.44 GHz에서의 금속 막대 지름 r_2에 따른 복사 패턴

Fig. 10. Variation of radiation pattern with respect to the diameter of r_2 at 2.44 GHz.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 11. 5.85 GHz에서의 금속 막대 지름 r_2에 따른 복사 패턴

Fig. 11. Variation of radiation pattern with respect to the diameter of r_2 at 5.85 GHz.

지면의 크기도 증가하게 되고, 안테나의 복사 패턴도 변하게 된다[24]. 그림 12와 13은 soft surface 구조와 복사체 사이 간격 s_2의 변화에 따른 이득 변화와 soft surface가 없을 경우의 접지면의 크기에 따른 이득 변화를 같이 나타내었다. s_2가 31.7 mm에서 42.0 mm, 52.3 mm, 62.6 mm, 72.9 mm, 83.2 mm, 93.5 mm, 103.8 mm로 증가시킴에 따라 접지면의 가로 길이 L_2는 133.8 mm에서 154.4 mm, 175.0 mm, 195.6 mm, 216.2 mm, 236.8 mm, 257.4 mm, 278 mm로 증가한다. Soft surface가 없을 경우 낮은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 9.59 dBi에서 9.68 dBi, 9.71 dBi, 9.67 dBi, 9.57 dBi, 9.49 dBi, 9.44 dBi, 9.41 dBi로 변화하였고, soft surface가 있을 경우 낮은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 9.99 dBi에서 10.4 dBi, 10.63 dBi, 10.55 dBi, 10.29 dBi, 9.86 dBi, 9.50 dBi, 9.26 dBi로 변화하였다. Soft surface가 없을 경우 높은 쪽 중심 주파수에서의

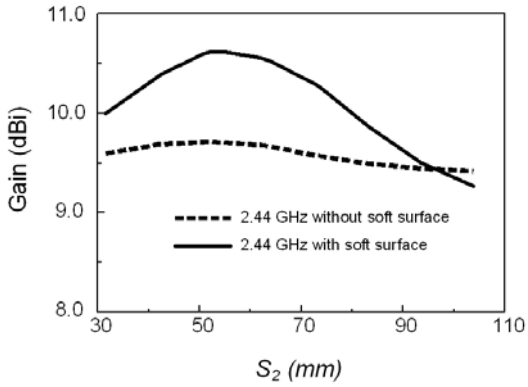


그림 12. 2.44 GHz에서 soft surface의 간격 s_2에 따른 이득 변화

Fig. 12. Variation of gain with respect to the distance of s_2 at 2.44 GHz.

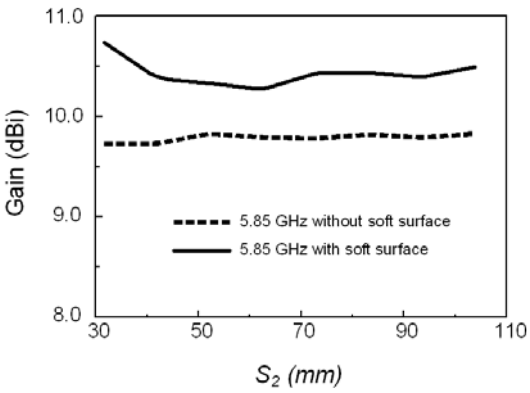
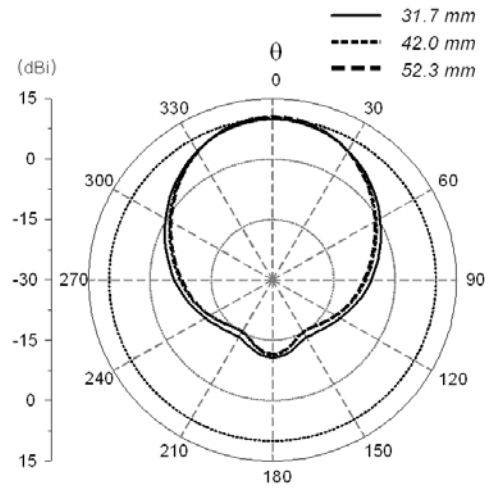


그림 13. 5.85 GHz에서 soft surface의 간격 s_2에 따른 이득 변화

Fig. 13. Variation of gain with respect to the distance of s_2 at 5.85 GHz.

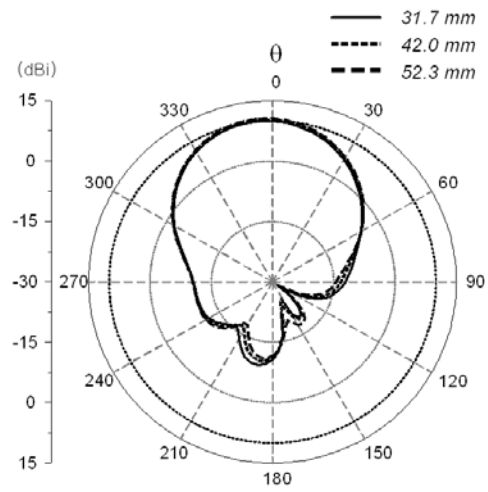
이득은 9.73 dBi에서 9.73 dBi, 9.83 dBi, 9.79 dBi, 9.78 dBi, 9.82 dBi, 9.79 dBi, 9.83 dBi로 변화하였고, soft surface가 있을 경우 높은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 10.73 dBi에서 10.38 dBi, 10.33 dBi, 10.27 dBi, 10.43 dBi, 10.43 dBi, 10.39 dBi, 10.49 dBi로 변화하였다. 그러므로 s_2는 높은 쪽 중심 주파수보다는 낮은 쪽 중심 주파수에 더 큰 영향을 주며, s_2가 52.3 mm 일 때, 낮은 쪽 중심 주파수에서 soft surface가 가장 잘 작동하는 것을 알 수 있다.

그림 14와 그림 15는 s_2의 변화에 따른 복사 패턴 특성을 보여준다. 간격 s_2를 31.7 mm에서 42.0 mm, 52.3 mm로 증가시킴에 따라 낮은 쪽 중심 주파수의



(a) x-z 평면

(a) x-z plane



(b) y-z 평면

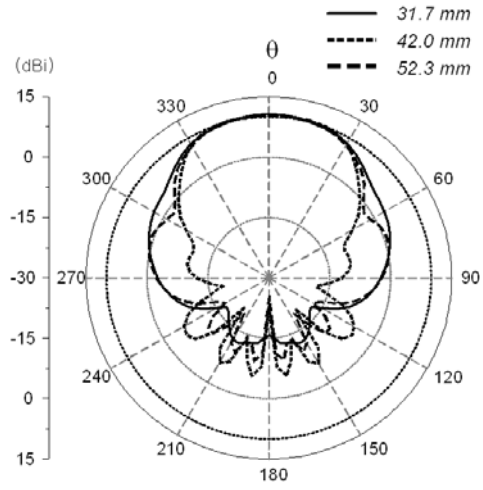
(b) y-z plane

그림 14. 2.44 GHz에서의 간격 s_2에 따른 복사 패턴

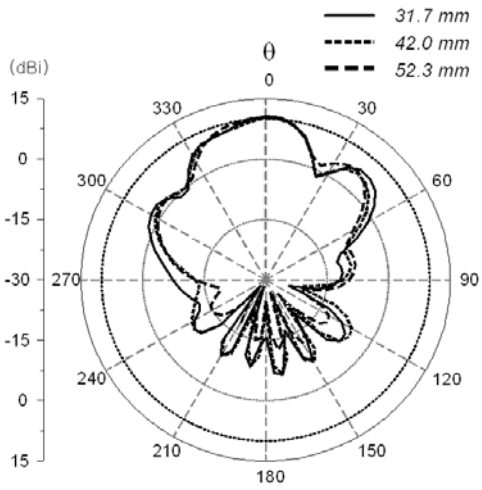
Fig. 14. Variation of radiation pattern with respect to the distance of s_2 at 2.44 GHz.

x-z 평면에서 반전력 빔 폭은 59.8°에서 54.8°, 52.3°로 감소하였고, y-z 평면에서 반전력 빔 폭은 52.4°에서 52.3°, 52.2°로 감소하였다. 반면, 높은 쪽 중심 주파수의 x-z 평면에서 반전력 빔 폭은 67.3°에서 64.9°, 64.4°로 감소하였고, y-z 평면에서 반전력 빔 폭은 33.1°에서 37.5°, 36.0°로 변화하였다.

그림 16과 17은 soft surface 구조와 복사체 사이 간격 s_1의 변화에 따른 이득 변화 특성을 보여준다. 간격 s_1이 증가하면 접지면의 가로 길이는 고정되고,



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 15. 5.85 GHz에서의 간격 s_2에 따른 복사 패턴
Fig. 15. Variation of radiation pattern with respect to the distance of s_2 at 5.85 GHz.

세로 길이 L_2가 증가하게 된다. s_1이 28.45 mm에서 38.75 mm, 49.05 mm, 59.35 mm, 69.65 mm, 79.95 mm, 90.25 mm, 100.55 mm로 증가시킴에 접지면의 세로 길이는 133.8 mm에서 154.4 mm, 175.0 mm, 195.6 mm, 216.2 mm, 236.8 mm, 257.4 mm, 278 mm로 증가한다. Soft surface가 없을 경우 낮은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 9.58 dBi에서 9.71 dBi, 9.52 dBi, 9.32 dBi, 9.39 dBi, 9.18 dBi, 9.08 dBi, 9.11 dBi로 변화하였고, soft surface가 있을 경우 낮은 쪽 중심

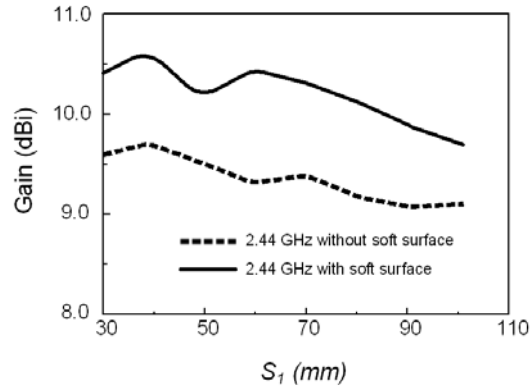


그림 16. 2.44 GHz에서 soft surface의 간격 s_1에 따른 이득 변화
Fig. 16. Variation of gain with respect to the distance of s_1 at 2.44 GHz.

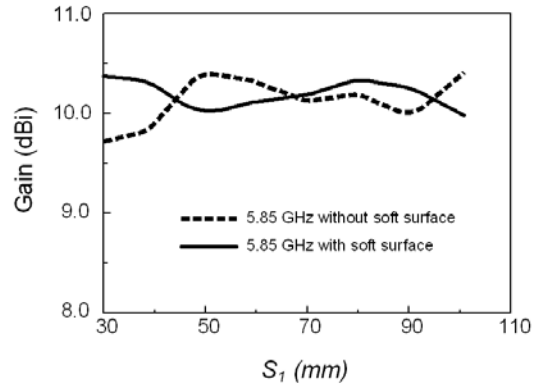
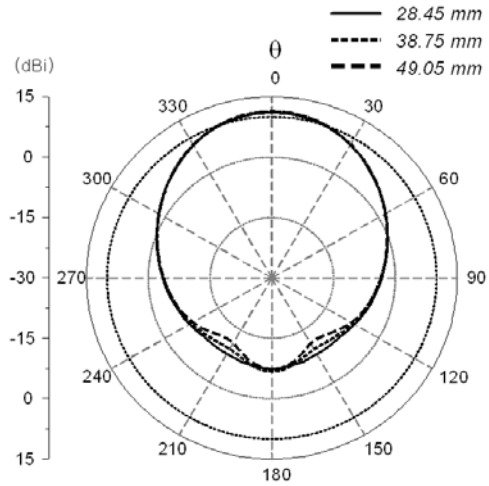
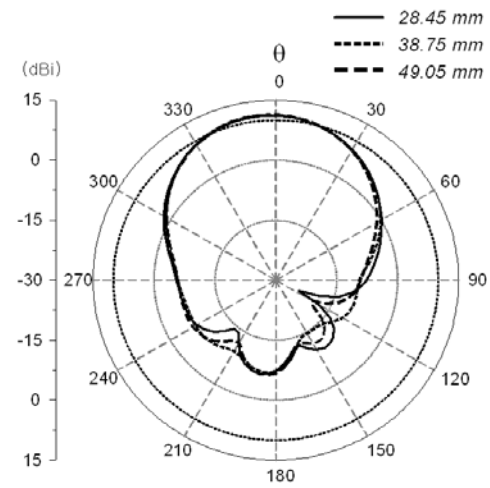


그림 17. 5.85 GHz에서 soft surface의 간격 s_1에 따른 이득 변화
Fig. 17. Variation of gain with respect to the distance of s_1 at 5.85 GHz.

주파수에서의 이득은 10.37 dBi에서 10.63 dBi, 10.16 dBi, 10.44 dBi, 10.31 dBi, 10.12 dBi, 9.88 dBi, 9.70 dBi로 변화하였다. Soft surface가 없을 경우 높은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 9.70 dBi에서 9.83 dBi, 10.42 dBi, 10.33 dBi, 10.13 dBi, 10.20 dBi, 9.97 dBi, 10.41 dBi로 변화하였고, soft surface가 있을 경우 높은 쪽 중심 주파수에서의 이득은 10.38 dBi에서 10.33 dBi, 9.99 dBi, 10.12 dBi, 10.19 dBi, 10.35 dBi, 10.26 dBi, 9.99 dBi로 변화하였다. 그러므로 s_1은 낮은 쪽 중심 주파수보다 높은 쪽 중심 주파수에 큰 영향을 주며, s_1이 49.05 mm일 때, 높은 쪽 중심 주파수에서 soft surface가 가장 잘 작동하는 것을 알 수 있다.

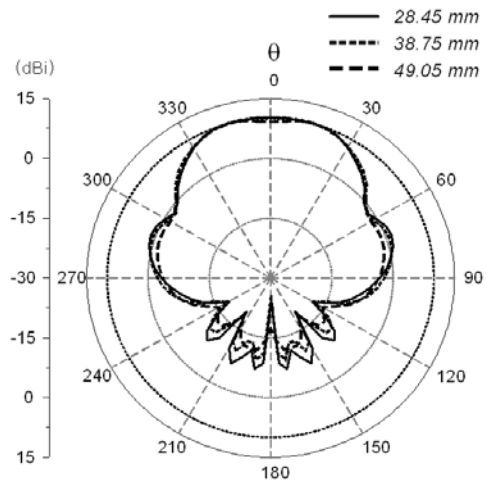


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

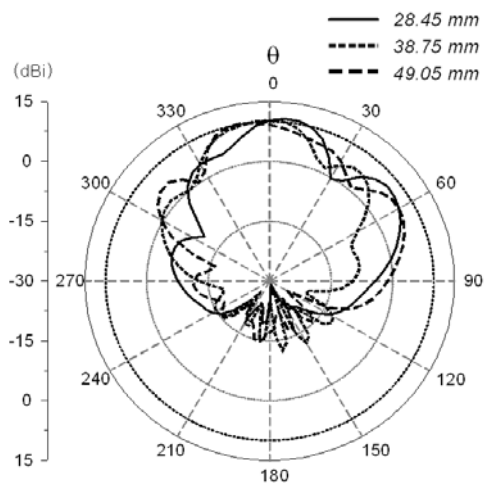


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 18. 2.44 GHz에서의 간격 s_1에 따른 복사 패턴
Fig. 18. Variation of radiation pattern with respect to the distance of s_1 at 2.44 GHz.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane

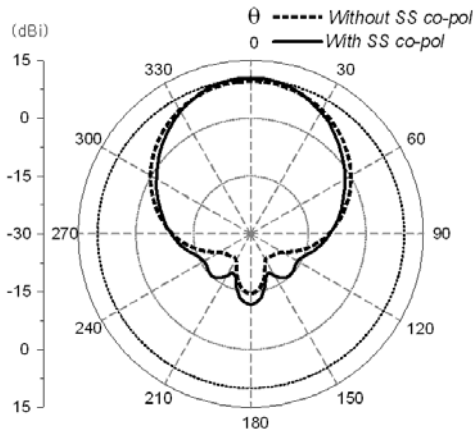


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

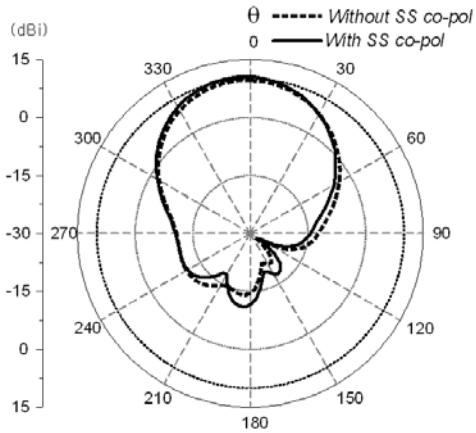
그림 19. 5.85 GHz에서의 간격 s_1에 따른 복사 패턴
Fig. 19. Variation of radiation pattern with respect to the distance of s_1 at 5.85 GHz.

그림 18과 그림 19는 s_1의 변화에 따른 복사 패턴 특성을 보여준다. 간격 s_1을 28.45 mm에서 38.75 mm, 49.05 mm로 증가시킴에 따라 낮은 쪽 중심 주파수에서의 x-z 평면에서 반전력 빔 폭은 53.2°에서 52.3°, 52.6°로 변화하였고, y-z 평면에서 반전력 빔 폭은 55.6°에서 52.2°, 52.7°로 변화하였다. 높은 쪽 중심 주파수에서의 x-z 평면에서 반전력 빔 폭은 62.0°에서 64.4°, 62.8°로 변화하였고, y-z 평면에서 반전력 빔 폭은 27.2°에서 36.0°, 36.2°로 증가하였다.

그림 20과 21은 이중 대역 마이크로스트립 안테나에 soft surface를 추가하였을 경우의 복사 패턴을 나타내었다. 그림 20은 낮은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 2.44 GHz에서의 복사 패턴 변화이다. Soft surface를 삽입한 경우 낮은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 9.71 dBi에서 10.63 dBi로 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 65.3°에서 51.5°로 감소하였고, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 55.7°에서 52.2°로 감소하였다. 그림 21은 높은 쪽 공진 대역의

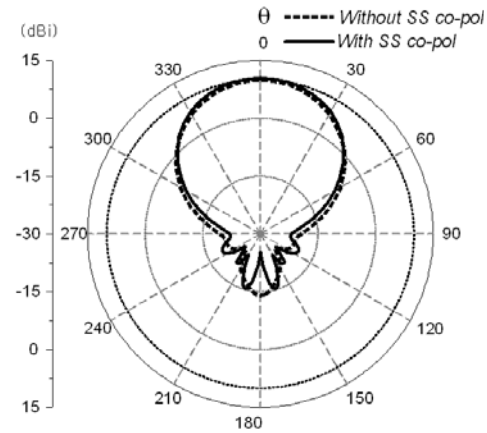


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

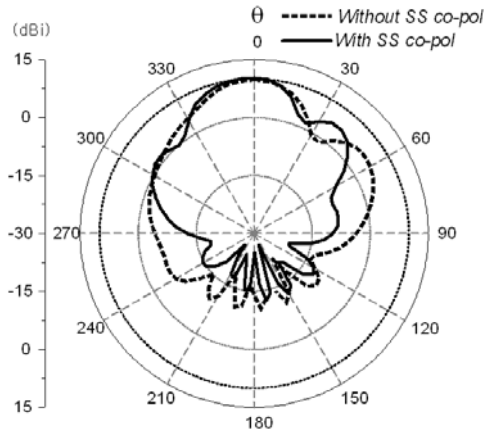


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 20. 2.44 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 20. Radiation patterns at 2.44 GHz.



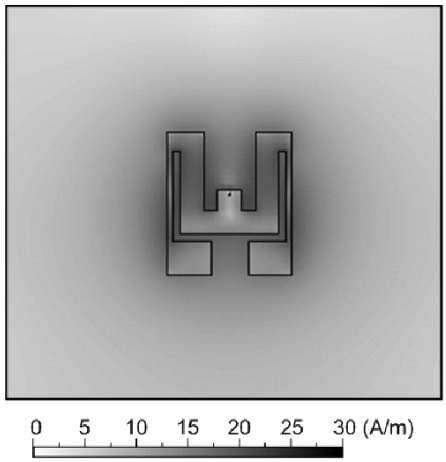
(a) x-z 평면
(a) x-z plane



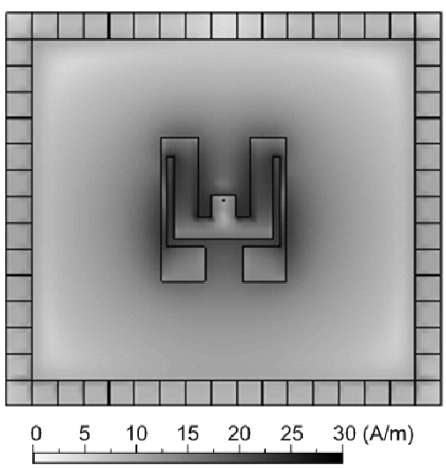
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 21. 5.85 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 21. Radiation patterns at 5.85 GHz.

중심 주파수인 5.85 GHz에서의 복사 패턴 변화이다. Soft surface를 삽입한 경우 높은 쪽 공진 주파수에서의 안테나 이득이 9.83 dBi에서 10.33 dBi로 증가하였다. x-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 53.6°에서 51.0°로 감소하였고, y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 36.3°에서 36.0°로 약간 감소하였다. 각 대역의 cross-polarization은 전방과 후방 모두 증가하였다. Co-polarization은 두 대역 모두에서 전방으로는 증가하였고, 후방으로는 2.44 GHz에서 증가하였으며, 5.85 GHz에서는 감소하였다. 제안한 안테나의 soft surface는 접지면으로부터 5.5 mm의 높이를 가지고, 금속 막대는 cavity와 비슷한 역할을 한다. Cavity-backed 안테나의 경우, 접지면의 크기가 공진 주파수의 파장에 비하여 일정 수준 이하로 작으면 cavity를 추가하였을 때 안테나의 이득뿐만 아니라 후방 복사도 증가하게 되며, 접지면이 공진 주파수의 파장에 비하여 상대적으로 크면 안테나의 이득은 증가하지만, 후방 복사가 감소하게 된다[25],[26]. 제안된 안테나의 접지면은 세로 길이가 154.4 mm로서 2.44 GHz의 1.26 λ에 해당되고, 5.85 GHz의 3.01 λ에 해당된다. 따라서 5.85 GHz에서 접지면의 크기가 상대적으로 크므로 후방 복사가 감소한 것으로 사료된다. 그러므로 soft surface는 낮은 쪽 공진 주파수와 높은 쪽 공진 주파수에서 모두 동작하며 안테나의 이득은 각각 0.92

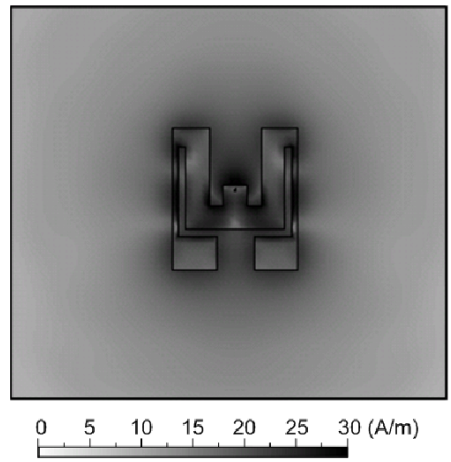


(a) Soft surface가 없을 경우
(a) Without soft surface

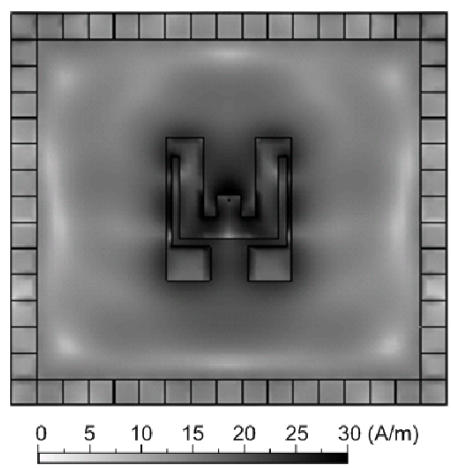


(b) Soft surface가 있을 경우
(b) With soft surface

그림 22. 2.44 GHz에서의 전류 분포
Fig. 22. Current distributions at 2.44 GHz.



(a) Soft surface가 없을 경우
(a) Without soft surface



(b) Soft surface가 있을 경우
(b) With soft surface

그림 23. 5.85 GHz에서의 전류 분포
Fig. 23. Current distributions at 5.85 GHz.

dBi와 0.5 dBi가 개선됨을 확인할 수 있다.

그림 22는 낮은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 2.44 GHz에서, 그리고 그림 23은 높은 쪽 공진 대역의 중심 주파수인 5.85 GHz에서의 전류 분포 변화이다. 낮은 쪽 공진 대역과 높은 쪽 공진 대역에서 soft surface가 있을 경우 전류 분포가 더 높은 것을 알 수 있다. 따라서 soft surface는 낮은 쪽과 높은 쪽 두 대역에서 모두 동작한다.

그림 24에는 최적화된 안테나의 반사 손실 특성을 나타내었다. 표 2는 soft surface와 함께 최적화 된 안테나의 설계 변수이다. 계산된 안테나의 반사 손

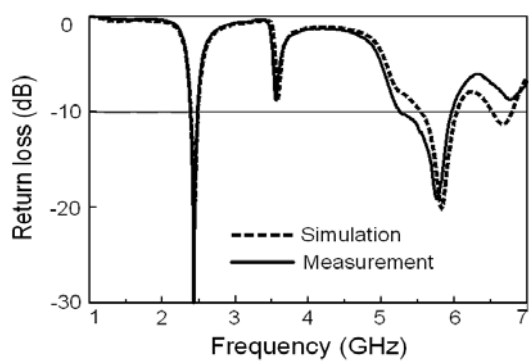
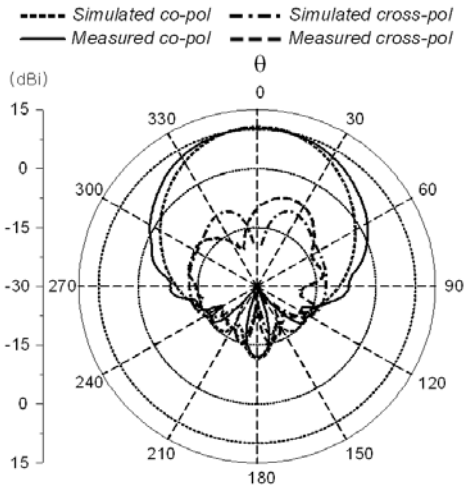


그림 24. 안테나의 반사 손실
Fig. 24. Return loss of the antenna.

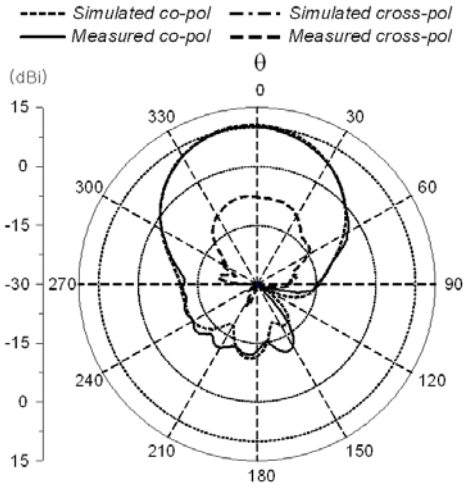
표 2. Soft surface를 추가한 경우 최적화된 안테나의 설계 변수

Table 2. The design parameters of the optimized antenna with soft surface.

Design parameters in mm			
L_1	56.5	W_1	50.0
L_2	154.4	W_2	175.0
r_1	0.92	r_2	0.5
s_1	52.3	s_2	38.75
d	10.2	g	0.1

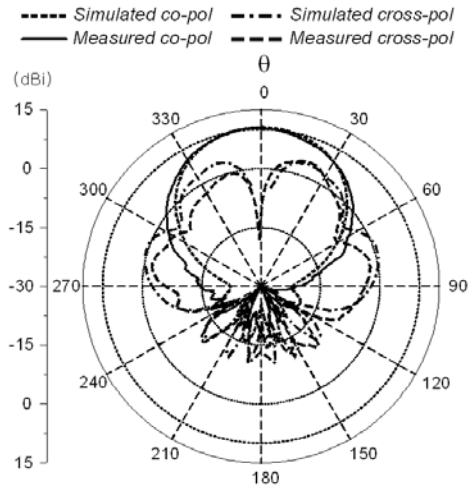


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

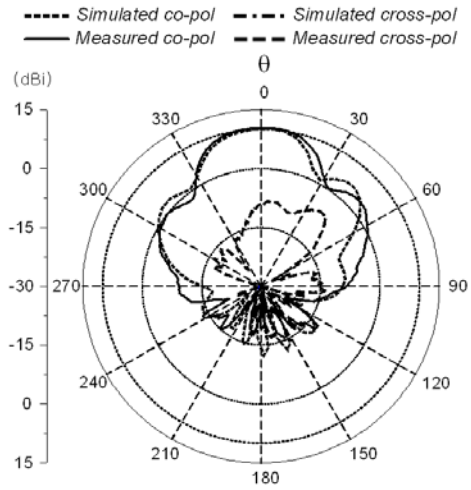


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 25. 2.43 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 25. Radiation patterns at 2.43 GHz.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 26. 5.76 GHz에서의 복사 패턴
Fig. 26. Radiation patterns at 5.76 GHz.

실은 낮은 쪽 중심 주파수 2.44 GHz에서 2.394~2.493 GHz의 대역폭을, 높은 쪽 중심 주파수인 5.85 GHz에서 5.561~6.051 GHz의 대역폭을 가지므로, soft surface를 추가하지 않았을 경우 이중 대역 안테나의 반사 손실과 유사함을 알 수 있다. 그리고 측정된 반사 손실은 낮은 쪽 중심 주파수 2.43 GHz에서 2.384~2.485 GHz의 대역폭으로 계산된 안테나의 경우와 유사하고, 높은 쪽 중심 주파수 5.76 GHz에서 5.238~5.991 GHz의 대역폭으로 계산된 안테나의 경

우보다 263 MHz 확장되었다.

그림 25에는 낮은 쪽 중심 주파수인 2.43 GHz에서 x-z 평면과 y-z 평면의 복사 패턴을 나타내었고, 그림 26에는 높은 쪽 중심 주파수인 5.76 GHz에서의 x-z 평면과 y-z 평면의 복사 패턴을 나타내었다. 계산된 안테나의 최대 이득은 각 대역의 중심 주파수에서 10.63 dBi와 10.33 dBi이고, 측정된 안테나의 최대 이득은 10.32 dBi와 10.44 dBi으로 계산된 안테나의 이득과 유사함을 알 수 있다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 soft surface를 이용하여 802.11a/b 주파수 대역에서 10 dBi 이상의 유사한 모양의 복사 패턴을 가지는 신호 중계 장치용 이중 대역 마이크로스트립 패치 안테나를 제안하였다. 제안한 안테나는 복잡한 급전 구조와 배열 간격을 고려해야 하는 배열 안테나보다 설계가 매우 간단하며, EBG 구조를 추가한 안테나보다 작은 크기를 가진다. Soft surface는 2 GHz 대역과 5 GHz 대역에서 동시에 동작하도록 설계되었으며, 전산 모의 실험 결과, soft surface를 추가할 경우, 안테나의 이득은 0.92 dBi와 0.5 dBi가 개선되었다. 측정 결과, 안테나의 대역폭은 VSWR<2를 기준으로 2.384～2.485 GHz와 5.238～5.991 GHz의 대역폭을 가지며, 낮은 쪽 중심 주파수인 2.43 GHz에서 10.32 dBi와 높은 쪽 중심 주파수인 5.76 GHz에서 10.44 dBi의 이득을 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, M. S. Shin, S. M. Han, 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] S. E. Davidson, S. A. Long, and W. F. Richards, "Dual band microstrip antenna with monolithic reactive loading", *Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 936-937, 1985.

[6] A. E. Daniel, G. Kumar, "Tunable dual and triple frequency stub loaded rectangular microstrip patch antenna", *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Digest*, vol. 4, pp. 2140-2143, 1995.

[7] S. S. Zhong, Y. T. Lo, "Single-element rectangular microstrip antenna for dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 19, pp. 298-300, 1983.

[8] S. C. Pan, K. L. Wong, "Dual-frequency triangular microstrip antenna with a shorting pin", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1889-1891, 1997.

[9] K. C. Chao, F. S. Chang, H. T. Chen, C. H. Lu, and Y. T. Liu, "Dual-band operation vertical patch antenna for WLAN applications", *TENCON 2007 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-3, 2007.

[10] Boccia G. Amendola, G. D. Massa, "A dual frequency microstrip patch antenna for high-precision GPS applications", *Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 157-160, 2004.

[11] T. Fujimoto, K. Tanaka, "Stacked square microstrip antenna with a shorting post for dual band operation in WLAN applications", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference 2006*, pp. 1979-1982, 2006.

[12] E. Wang, S. Fang, "Dual-band patch antenna on magnetic substrate for WLAN communication", *Microwave Optical Technol. Lett.*, vol. 49, pp. 1445-1447, 2007.

[13] S. Fang, J. Zheng, and X. Luan, "A novel multi arc slot antenna for WLAN aplications", in *Proc.*

IEEE iWAT, pp. 209-212, 2005.

[14] 김병철, 이상운, 한성민, 이호진, 추호성, 박익모, "위성 인터넷 서비스를 위한 두 개의 Y 형태 슬롯을 가지는 이중 대역 마이크로스트립 안테나", 한국전자파학회논문지, 19(2), pp. 145-151, 2008년 2월.

[15] 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.

[16] 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. 1, pp. 265-275, 2003.

[17] 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.

[18] 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.

[19] 기철식, 박익모, 한해욱, 이정일, 임한조, "포토닉 밴드갭 구조를 이용한 두껍고 유전상수가 높은 패치 안테나의 성능 향상", 한국전자파학회논문지, 13(1), pp. 1-6, 2002년 1월.

[20] 오경현, 김병철, 배기형, 태현식, 박익모, "반사판을 가지는 이중 대역 비대칭 Sierpinski 프랙탈 배열 안테나의 설계", 한국전자파학회 2008년 종합학술발표회 논문집, 18(1), p. 88, 2008년 11월.

[21] R. L. Li, G. DeJean, M. M. Tentzeris, J. Laskar, and J. Papapolymerou, "LTCC multiplayer 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.

[22] 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.

[23] P. S. Kildal, "Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics", in *Proc. European Microwave Conference*, pp. 30-33, 1993.

[24] M. T. Nguyen, B. Kim, H. Choo, and I. Park, "Effects of ground plane size on square microstrip patch antennas", *Korea-Japan Joint Conference*, pp. 107-110, May 2009.

[25] 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.

[26] 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.

김 병 철

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

장 대 익

1985년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)
1989년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
1999년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)
1990년 2월~현재: 한국전자통신연구원 위성방통융합연구팀 팀장
1991년~1993년: 캐나다 MPR Teltech 연구소 VSAT팀 연구원
2005년~현재: 과학기술연합대학원대학교(UST) 이동통신 및 디지털방송공학전공 교수
[주 관심분야] 위성통신 시스템, 위성방송, 디지털통신, 디지털 변복조 등

류 준 규

1999년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2001년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2001년 3월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원
[주 관심분야] 위성통신, 방송시스템

박 익 모

1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학과 (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

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