변형된 Sierpinski 프랙탈 구조를 갖는 이중 대역 배열 안테나

Dual-Band Array Antenna Using Modified Sierpinski Fractal Structure

오경현*'**・김병철**・정치현*・김건우*・이득영*・추호성***・박익모**

Kyunghyun Oh*'**・Byoungchul Kim**・Chihyun Cheong*・Kunwoo Kim*・
Dukyoung Lee*・Hosung Choo***・Ikmo Park**

요 약

본 논문에서는 Sierpinski 프랙탈 구조를 이용하여 이중 대역에서 동작하는 배열 안테나를 제안하였다. 거울 대칭 형태의 2×2 배열 구조는 상부 1×2 배열과 하부 1×2 배열 간에 180° 위상차를 인가하면 cellular 대역과 WCDMA 대역에서 broadside 방향으로 복사 패턴을 형성한다. 따라서, 동위상 급전 회로를 적용하기 위해 배열 구조에서 상부와 하부 배열 간에 패치와 그라운드의 위치를 변경하여 위상 반전 구조를 구현하였다. 배열 안테나는 28×30×5 cm^3의 크기를 가지며, −10 dB 반사 손실 대역은 1차 대역에서 855～1,380 MHz(47 %), 2차 대역에서 1,770～2,330 MHz(27 %)이다. 이득은 1차 대역에서 9.06～12.44 dBi, 2차 대역에서 11.76～14.84 dBi이다. 1,100 MHz에서 x-z 평면의 반전력 빔 폭은 57°, y-z 평면의 반전력 빔 폭은 46°이고, 2,050 MHz에서는 각각 43°와 28°이다.

Abstract

This paper presents a dual-band array antenna based on a modified Sierpinski fractal structure. Array structure is mirror symmetric, and forms broadside radiation pattern for dual frequency band if the ports are fed with 180° phase difference between upper and lower 2×1 array. To use in-phase corporate feeding circuit, the phase inversion structure is designed by changing the position of patch and ground for upper and lower array. The dimensions of the array antenna is 28×30×5 cm^3 and the bandwidth of 855～1,380 MHz(47 %), 1,770～2,330 MHz(27 %) were achieved for −10 dB return loss. The measured gain is 9.06～12.44 dBi for the first band and 11.76～14.84 dBi for the second band. The half power beam width is 57° for x-z plane and 46° for y-z plane at 1,100 MHz and 43° and 28° at 2,050 MHz, respectively.

Key words : Antenna, Array, Dual Band, Fractal

Ⅰ. 서 론

최근 다양한 주파수 대역을 사용하는 통신망이 구축되면서 다중 대역 특성을 가지는 안테나의 중요성이 대두되고 있다. 그 중에서도 마이크로스트립 형태로 구현된 이중 대역 안테나는 한 개의 안테나로 두 개의 대역에서 사용할 수 있으므로, 저렴한 제작비용과 차지하는 공간을 줄일 수 있는 장점이 있다[1]. 따라서, 마이크로스트립 패치로 설계된 이중 대역 안테나에 대한 사례는 매우 다양하게 보고되고 있다[2],[3]. 그러나, 높은 이득을 갖는 이중 대역 마이크로스트립 패치 배열 안테나에 대한 연구는 제한적

*삼성탈레스(Samsung Thales)
**아주대학교 전자공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)
***홍익대학교 전자전기공학부(School of Electronic and Electrical Engineering, Hongik University)
・논 문 번 호 : 20100309-016
・교 신 저 자 : 박익모(e-mail : ipark@ajou.ac.kr)
・수정완료일자 : 2010년 7월 7일

으로 발표되고 있다. 이는 두 대역이 인접한 경우에는 급전 회로를 비교적 간단히 설계할 수 있으나, 두 대역 간의 주파수 비율이 높은 경우 급전 회로의 구성이 매우 어렵기 때문이다. 현재까지 발표된 이중 대역 배열 안테나는 서로 다른 대역에서 동작하는 마이크로스트립 안테나를 배열하여 두 대역을 수용하는 단일 급전 회로를 적용한 방법[4], 서로 다른 대역에서 동작하는 마이크로스트립 안테나들을 교차 편파를 이용하여 수직으로 배치한 방법[5], 이중 대역 단일 안테나를 배열하는 방법[6],[7],[9]이 있다. 하지만, 이러한 이중 대역 배열 안테나들은 급전 회로가 매우 복잡하고 전체 배열 안테나 면적이 커진다는 단점이 있다.

프랙탈 안테나는 주기 구조의 길이와 공진 대역별 파장에 대한 상호 연관성을 부여하여 표면 전류에 의한 다중 공진을 구현하고, 크기를 작게 구현할 수 있다. 또한, 패치내 형상을 최적화함으로써 일부 대역에서 대역폭을 개선할 수 있다[10]. 그러나, 단방향의 복사 패턴을 가지기 위하여 반사판을 적용할 경우 반사판-안테나 간의 간격과 각 공진 대역별 파장의 비율에 따라 복사 패턴의 방향 및 반사 손실 변화가 매우 다양하게 나타난다. 그리고 제안된 안테나를 거울 대칭형으로 2×2 배열할 경우, 상부와 하부 1×2 배열 간에 180° 위상차를 인가하여야 broadside 방향으로 복사 패턴이 형성됨을 전산 모의 실험 결과로 확인한 바 있다[12]. 본 논문에서는 기존에 발표된 단일 안테나[11]의 복사 패턴 방향을 개선하고, 변형된 Sierpinski 프랙탈 구조를 갖는 다이폴 안테나를 사용하여, 상용 통신 주파수 대역(GSM, CDMA, PCS, IMT- 2000, WCDMA)을 모두 수용하는 이중 대역(855～1,380 MHz, 1,770～2,330 MHz) 2×2 배열 안테나를 제안한다. 안테나 구조는 동위상 급전을 적용할 수 있도록 거울 대칭 배열에서 상부와 하부 1×2 배열 간에 패치와 그라운드를 서로 기판의 반대면에 배치하여 위상 반전 구조를 설계하고, 안테나의 이중 대역을 만족하는 corporate 급전 회로를 적용하였다. 배열 구조의 안테나와 급전 회로는 동일한 Taconic TLY-5A(두께 0.8 mm, ε_r=2.17) PCB 기판을 사용하였다. 제안한 배열 안테나는 1차 대역에서 855～1,380 MHz(GSM: 880～960 MHz, CDMA: 824～894 MHz)의 대역폭을 가지고 2차 대역에서 1,770～2,330 MHz(PCS: 1,850～1,990 MHz, IMT-2000: 1,100～2,200 MHz, WCDMA: 1,920～2,170 MHz)의 대역폭을 가진다. 대역 내에서 이득은 1차 대역에서 9.06～12.44 dBi이고, 2차 대역에서는 11.76～14.84 dBi이다. 반전력 빔 폭은 1,100 MHz에서 x-z 평면에서 57°와 y-z 평면에서 46°, 2,050 MHz에서 각각 43°와 28°이다. 전산 모의 실험은 3D 유한 적분 시간 차원(FITD) 방식의 CST사 Microwave Studio로 수행하였으며, 측정 결과와 비교/제시하였다.

Ⅱ. 이중 대역 배열 안테나

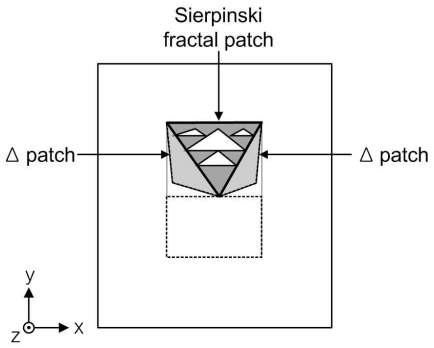
2-1 거울 대칭형 배열 구조

Sierpinski 프랙탈 안테나는 삼각형 슬롯을 주기적으로 배열함으로써 패치의 표면 전류 흐름을 제어하여 다중 공진을 형성한다. 그러나, 이렇게 형성된 안테나의 공진 대역폭은 매우 협소하므로, 그림 1(a)과 같이 Sierpinski 프랙탈 구조 좌우에 삼각형 패치를 추가하여 2차 공진 대역폭을 확장하였다[9],[10]. 확장된 대역폭을 가지는 Sierpinski 프랙탈 안테나에 반사판을 적용하여 이중 대역에서 broadside 방향으로 높은 지향성을 가지며 동작하는 배열 안테나를 설계하였다.

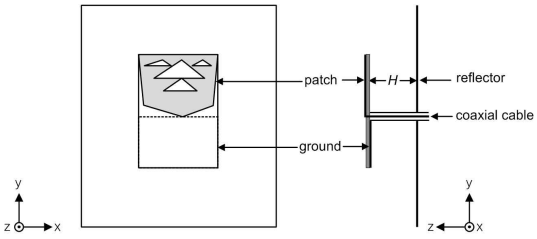
그림 2는 간격(H)에 따른 단일 안테나의 반사 손실 특성이다. 간격이 증가함에 따라 1차 공진 대역의 반사 손실 특성이 개선됨을 확인할 수 있다. 그림 3(a), (b)는 간격에 따른 각 대역에서의 이득 변화 특성이다. 간격이 감소함에 따라 2차 공진 대역의 이득이 개선됨을 확인할 수 있다.

그림 4와 5는 안테나와 반사판의 간격을 48 mm로 고정하고, 반사판의 크기에 따른 반사 손실과 이득 특성 변화이다. 반사 손실은 큰 변화가 없고, 이득은 대역 내에서 0.5 dBi 정도 변화함을 확인할 수 있었다. 따라서, 단일 안테나의 성능 개선은 반사판의 면적보다는 안테나와 반사판의 간격에 의존됨을 확인할 수 있었다.

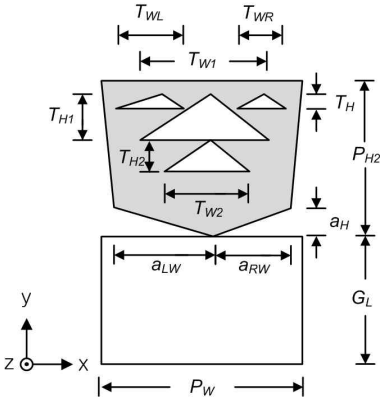
그림 6은 단일 안테나의 복사 패턴 특성이다. 단일 안테나의 복사 패턴은 1차 대역에서 broadside 방향으로 나타나지만, 2차 공진 대역에서는 한 쪽 방



(a) 변형된 시어핀스키 프랙탈
(a) Modified Sierpinski fractal



(b) 형상
(b) Antenna geometry



(c) 세부 치수
(c) Detailed dimensions

그림 1. 단일 안테나 구조
Fig. 1. Structure of single antenna element.

향으로 약간 기울어져 형성된다. x-z 평면에서의 2차 대역 복사 패턴은 주 빔 방향이 왼쪽 방향으로 약간 기울어져 있으며, y-z 평면에서의 2차 대역 복사 패턴은 주 빔 방향이 0° 방향으로 형성된다.

따라서, 그림 2와 같이 1차와 2차 공진 대역의 복사 패턴이 broadside 방향으로 형성되도록 2×2 거울 대칭형으로 배열 안테나 구조를 설계하였다.

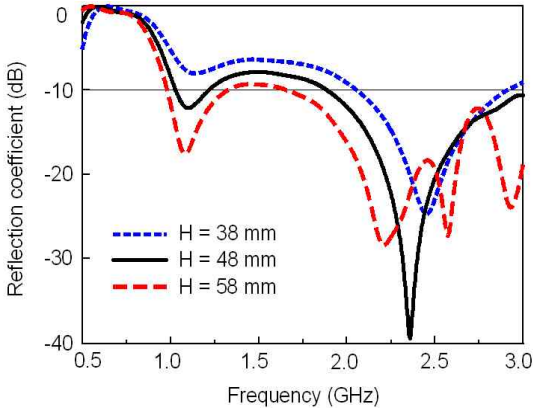
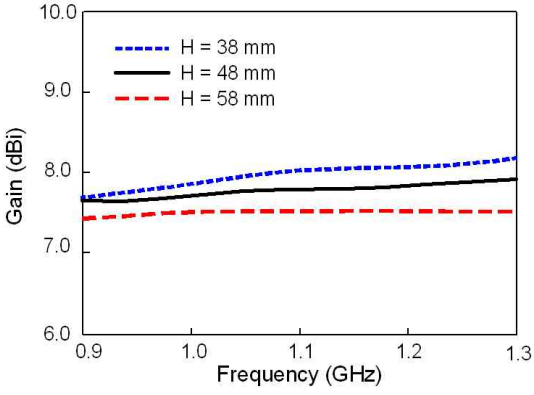
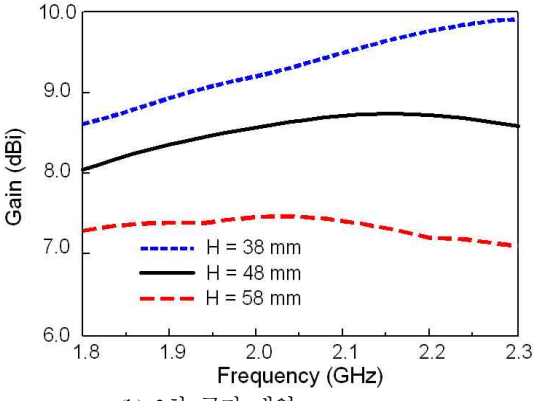


그림 2. 안테나-반사판 간격(H)에 따른 반사 손실
Fig. 2. VSWR for the space(H) between single antenna and reflector.



(a) 1차 공진 대역
(a) 1st resonant frequency band



(b) 2차 공진 대역
(b) 2nd resonant frequency band

그림 3. 안테나-반사판 간격에 따른 이득
Fig. 3. Gain for the space between antenna and reflector.

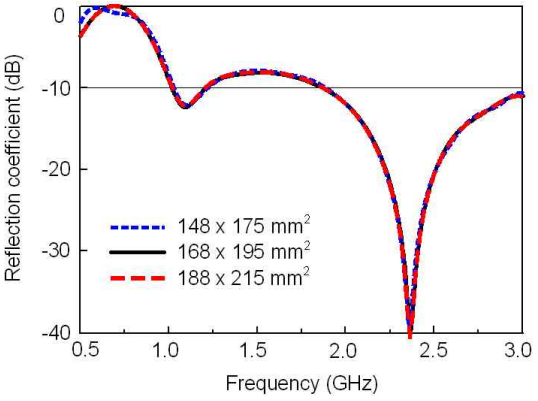
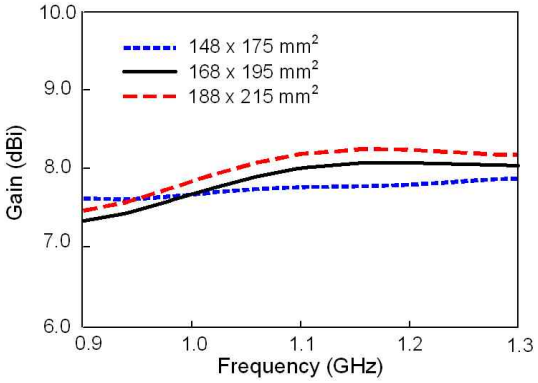
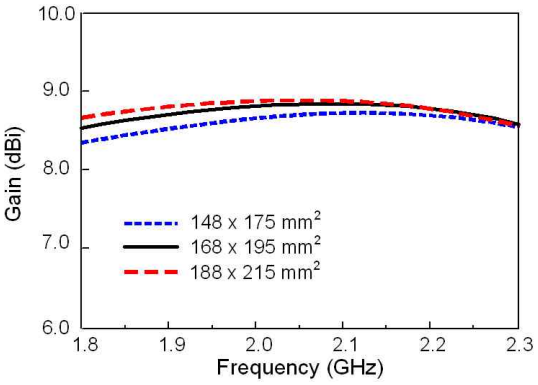


그림 4. 반사판의 크기에 따른 반사 손실
Fig. 4. VSWR for the size of reflector.



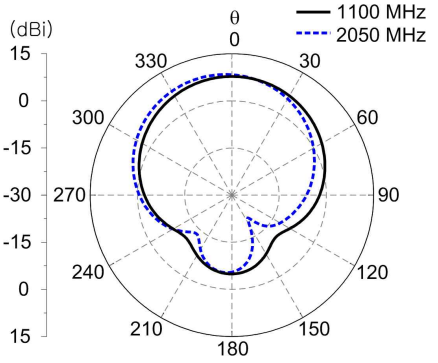
(a) 1차 공진 대역
(a) 1st resonant frequency band



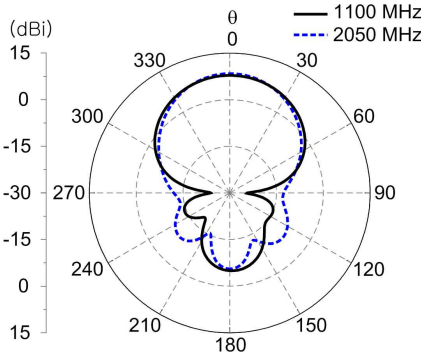
(b) 2차 공진 대역
(b) 2nd resonant frequency band

그림 5. 반사판의 크기에 따른 이득
Fig. 5. Gain for the size of reflector.

표 1은 거울 대칭형 배열 구조에 대한 4개의 입력 포트가 가지는 위상 값이며, 이에 따른 1,100 MHz와



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 6. 단일 안테나의 복사 패턴
Fig. 6. Radiation pattern of single antenna.

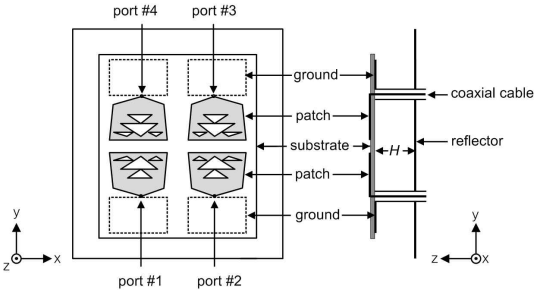
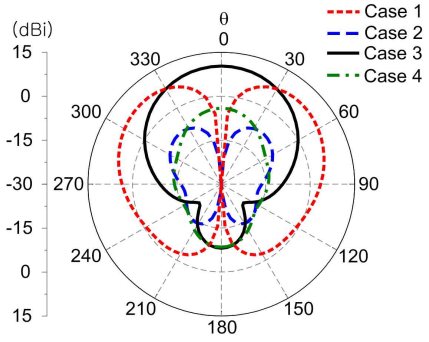


그림 7. 거울 대칭형 배열 구조
Fig. 7. Mirror symmetric array structure.

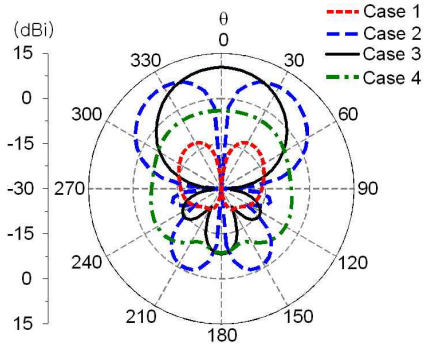
2,050 MHz의 복사 패턴을 각각 그림 3과 그림 4에 나타내었다. Case 1은 모든 입력 포트를 같은 위상으로 신호를 급전했을 때이며, 복사 패턴이 y-z 평면에서 broadside에 null이 있는 차 패턴(difference pattern)처럼 형성된다. Case 2는 좌측 2×1 배열과 우측 2×1

표 1. 급전 포트별 진폭/위상값
Table 1. Amplitude/phase value for each port.

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
Port #1	0°	0°	0°	0°
Port #2	0°	180°	0°	180°
Port #3	0°	180°	180°	0°
Port #4	0°	0°	180°	180°



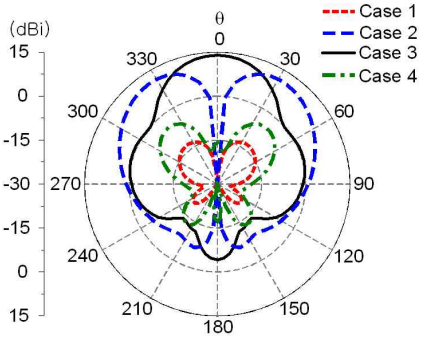
(a) x-z 평면
(a) x-z plane



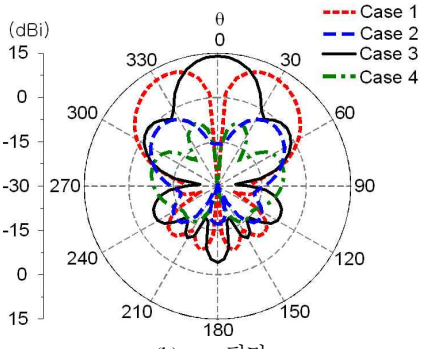
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 8. 1,100 MHz에서의 입력 위상에 따른 복사 패턴 비교
Fig. 8. Comparison of radiation pattern for input phase at 1,100 MHz.

배열 간에 180° 위상차로 신호를 인가한 것으로, 복사 패턴을 보면 broadside 방향으로는 이득이 저하되고, x-y 평면상에 주 빔이 위치하게 된다. Case 3는 상부 1×2 배열과 하부 1×2 배열 간에 180° 차이로 신호를 인가한 것으로 broadside 방향으로 복사 패턴이 형성됨을 확인할 수 있다. Case 4는 좌측 2×1 배열과 우측 2×1 배열 간에 대각 방향으로 port 1(port 3)과 port 2(port 4) 간의 위상을 반대로 인가한 것으로, x-z 평면에서 차 패턴을 형성한다. 배열 간격은 입력 포트를 기준으로 A_X=102 mm, A_Y=130 mm이며, 2차 공진 대역 중심 주파수의 파장 대비 각각 0.70 λ_2, 0.88 λ_2로 그레이팅 로브가 형성 안되게 정하였다. 거울 대칭형 배열 구조에서 대역별 복사 패턴에서 side lobe level이 다른 이유는 각 공진 주파수 대역별 파장 대비 배열 안테나 간 간격의 비율이 다르기 때문이다. 프랙탈 안테나를 거울 대칭형으로 배치하면서 입력 포트를 기준으로 안테나의 간격은 A_x=102 mm, A_y=130 mm로 정의하였는데, 이 간격을 1,100 MHz 기준으로 환산하면 A_x=0.37 λ_1, A_y=0.47 λ_1이 된다. 이에 비하여 2,050 MHz 기준으로 간격을 환산하면, A_x=0.70 λ_2, A_y=0.88 λ_2로 y-z 패턴 상에서 side lobe level이 다소 두드러지게 나타남을 예상할 수 있다.



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 9. 2,050 MHz에서의 입력 위상에 따른 복사 패턴 비교
Fig. 9. Comparison of radiation pattern for input phase at 2,050 MHz.

그러므로 1차 공진 대역에서는 매우 짧은 간격으로 안테나를 배열하게 됨에 따라, side lobe level이 매우 낮으나, 이득이 2차 대역에 비해 낮게 된다.

2-2 위상 반전된 거울 대칭형 이중 대역 배열 안테나

Case 3을 만족하는 2×2 배열 안테나를 설계할 때, 4×1 corporate 급전 회로를 상부 1×2 배열과 하부 1×2 배열 간에 180° 위상차를 만족하도록 구현하려면 매우 복잡하게 된다. 상부 1×2 배열의 급전 선로에 비해 하부 1×2 배열의 급전 선로가 이중 대역에서 180° 위상차를 만족하고, 동일한 전력 분배율(−6 dB)을 만족하여야 하기 때문이다. 따라서, 주파수에 상관없이 상부와 하부 1×2 배열 간에 같은 위상으로 급전하여도 case 3과 같은 복사 패턴을 형성할 수 있는 배열 구조를 그림 5와 같이 제안하였다. 기판을 기준으로 상부 배열과 하부 배열의 안테나를 서로 반대면에 위치하여 동축 선로의 신호선과 그라운드가 상부 배열 안테나와 하부 배열 안테나 간에 서로 반대로 연결되어 180° 위상 반전을 가지는 구조이다.

거울 대칭형 배열 구조(그림 2)의 case 3로 급전했을 때와 제안한 배열 구조에 동위상의 신호를 급전했을 때의 복사 패턴을 비교한 결과, 1,100 MHz와 2,050 MHz에서 각각 그림 6 및 그림 7과 같이 broad-side 방향으로 지향함을 확인하였다.

그림 13과 같이 상부와 하부 2×1 배열 간에 위상 반전된 거울 대칭형 배열 구조에 같은 위상으로 인가하는 4×1 corporate 급전 회로를 적용하여 이중 대역 배열 안테나를 구현하였다. 상부 2×1 배열은 동축 선로의 심선이 사각 패치에 연결되고, 동축 선로의 그라운드는 프랙탈 패치에 연결된다. 반면에 하부 2×1 배열은 동축 선로의 심선이 프랙탈 패치에 연결되고, 동축 선로의 그라운드는 사각 패치에 연결된다. 2중 대역 1×4 급전 회로를 구현하기 위하여, 임피던스 정합에 대해 2가지 방법을 사용하였다. 먼저, 50 Ω 급전 회로를 2 방향으로 분기할 때, 100 Ω 선로를 적용하는 부분에서, multi-section 매칭을 적용할 수 없는 협소한 공간이라 50 Ω 선로와 100 Ω 선로의 접합 부분을 사다리꼴 형태로 연결하여 구현하였고, 반사 손실(S_{11})은 −20 dB를, 전력 분배율(S_{21}=S_{31}=S_{41}=S_{51})은 −6 dB가 나오도록 설계하였다. 다음으로 마이크로스트립 선로-동축 선로 변환부의 임피던스 매칭은 불연속 구조에서 발생하는 기생 인덕턴스/캐패시턴스 때문에 부정합이 발생 가능하므로, 패턴과 동축 선로 면적간 반사 손실이 최소화되는 구조로 설계하였다.

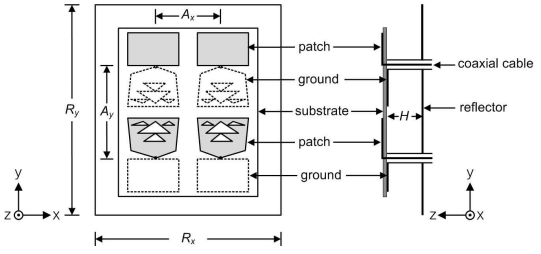
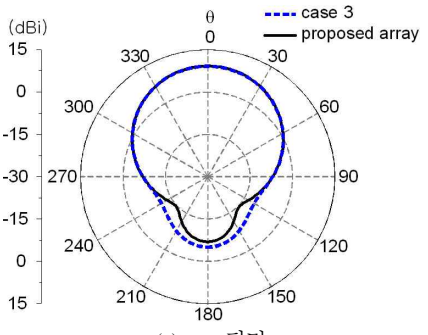
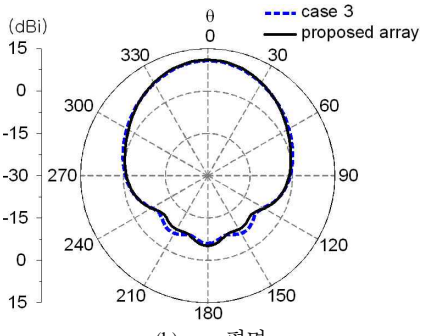


그림 10. 위상 반전된 거울 대칭형 배열 구조
Fig. 10. Mirror symmetric array structure with phase inversion.



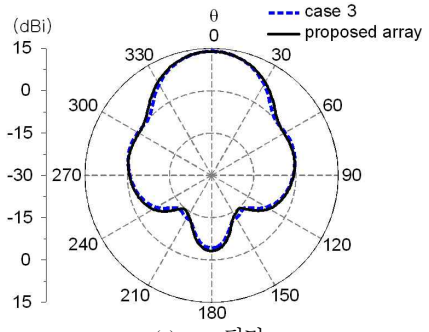
(a) x-z 평면
(a) x-z plane



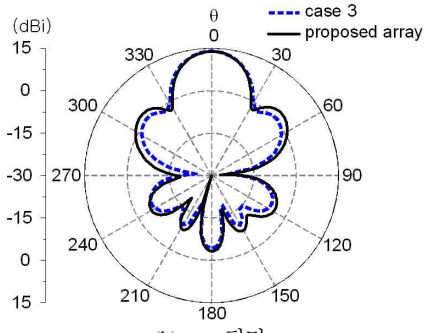
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 11. 1,100 MHz에서의 복사 패턴 비교
Fig. 11. Comparison of radiation pattern at 1,100 MHz.

안테나 소자와 급전 회로를 통합할 경우, 안테나 급전용 동축 선로와 마이크로스트립 선로 간의 기생 캐패시턴스와 기생 인덕턴스의 형성으로 인해 안테



(a) x-z 평면
(a) x-z plane

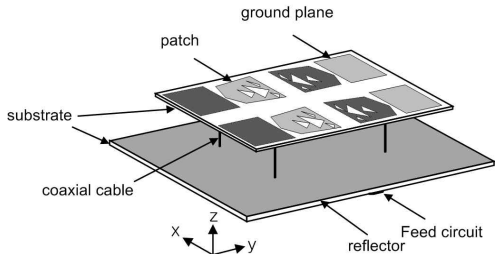


(b) y-z 평면
(b) y-z plane

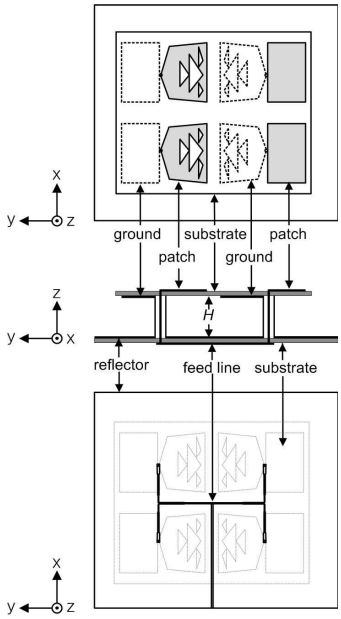
그림 12. 2,050 MHz에서의 복사 패턴 비교
Fig. 12. Comparison of radiation pattern at 2,050 MHz.

나의 공진 대역이 변화하게 된다. 따라서 안테나 패치의 크기와 관계된 P_{H2}를 조정할 경우 나타나는 특성을 그림 14에 나타내었다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 P_{H2}를 조절함으로써, 1차/2차 공진 대역이 크게 변함을 확인할 수 있다. P_{H2}가 감소하면 1차/2차 공진 대역이 증가하고, 공진 주파수가 높은 쪽으로 이동하게 된다. 하지만, P_{H2}가 증가하면 1차 대역은 낮은 주파수 대역으로 이동하고, 2차 대역의 반사 손실 특성이 −10 dB를 만족할 수 없다. P_{H2}의 변화는 단일 안테나의 면적과 연관성이 있으므로, 안테나의 임피던스와 이득에 영향을 주게 된다.

1차 공진 대역은 2차 공진 대역보다 파장이 크므로(약 2배) 이미 결정된 P_{H2} 외에 G_L의 길이가 같이 고려되어야 1차 대역의 최적화가 가능하다(그림 15). 안테나 패치와 그라운드의 전체 길이가 1차 공진 대역의 제어에만 기여하고, 2차 공진 대역의 변화에는 큰 영향이 없음을 알 수 있다.



(a) 입체도
(a) Quarter view



(b) 정면도/측면도/후면도
(b) Top view/side view/rear view

그림 13. 이중 대역 배열 안테나 구조
Fig. 13. Dual band array antenna structure.

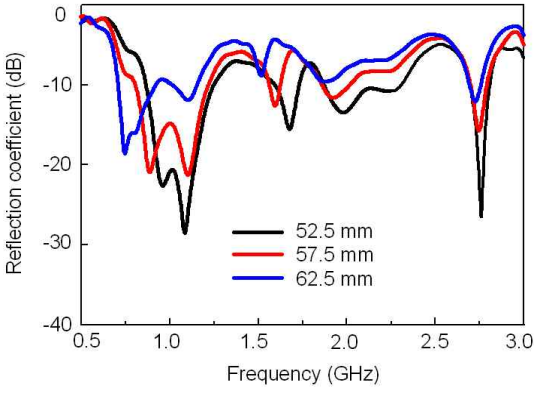


그림 14. P_{H2}에 따른 공진 대역 반사 손실 경향
Fig. 14. Return loss trend by P_{H2} for array antenna.

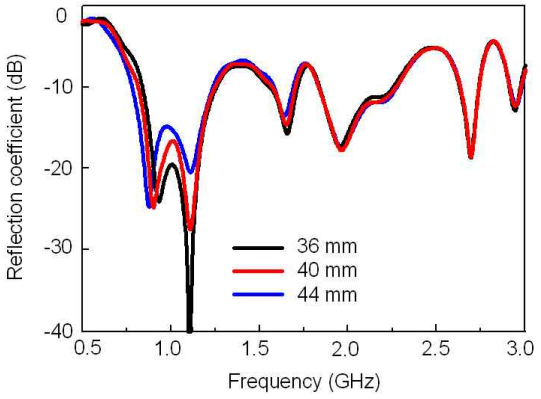


그림 15. G_L에 따른 공진 대역 반사 손실 경향(P_{H2}=54.5)
Fig. 15. Return loss trend by G_L for array antenna (P_{H2}=54.5).

표 2. 최적화된 배열 안테나의 설계 변수
Table 2. The design parameter of the optimized antenna.

설계 변수	길이(mm)	설계 변수	길이(mm)
P_W	65.0	T_{W2}	28.0
P_{H2}	48.5	T_{H2}	10.5
a_{LW}	28.0	T_{WR}	23.7
a_{RW}	35.0	T_{WL}	17.4
a_H	10.0	T_H	5.2
G_L	44.0	A_X	101.6
H	48.0	A_Y	130.0
T_{W1}	42.7	R_X	280.0
T_{H1}	15.8	R_Y	300.0

표 2는 최적화된 안테나의 설계 변수를 나타내었고, 그림 14에는 최적화된 이중 대역 배열 안테나의 반사 손실에 대한 전산 모의 값과 측정값을 나타내었다. 제안한 안테나의 −10 dB 반사 손실 대역은 1차 대역에서 855~1,380 MHz(47 %)를 가지며, 2차 대역에서는 1,770~2,330 MHz(27 %)를 가진다. 2차 대역의 중심 주파수가 1차 대역의 중심 주파수의 2배에 해당하며, 2차 공진 대역을 결정하는 설계 변수가 1차 대역에 비하여 상대적으로 민감하게 반응한다. 그러므로 2차 대역에서의 전산 모의 값과 측정값이 다른 이유는 제작상의 오차인 것으로 사료된다. 1차 대역은 GSM, CDMA를 2차 대역은 PCS와 WCDMA를 수용한다.

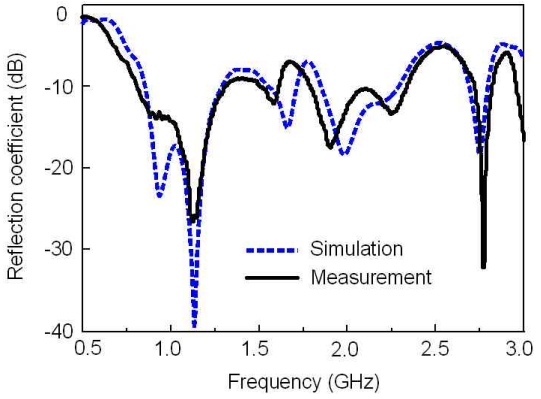
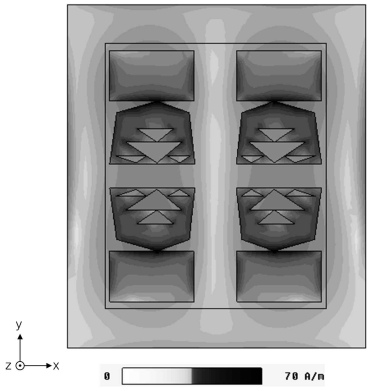
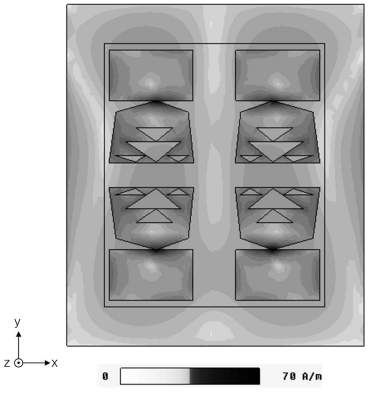


그림 16. 최적화된 배열 안테나 반사 손실
Fig. 16. Return loss of optimized array antenna.

그림 17과 18에는 제안한 안테나의 표면 전류 분포에 대한 전산 모의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 상부 1×2 배열과 하부 1×2 배열 간에 동축 선로의

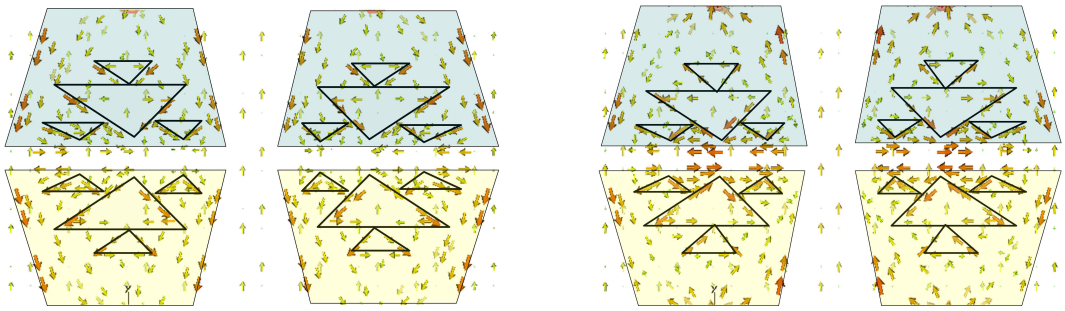


(a) 1,100 MHz



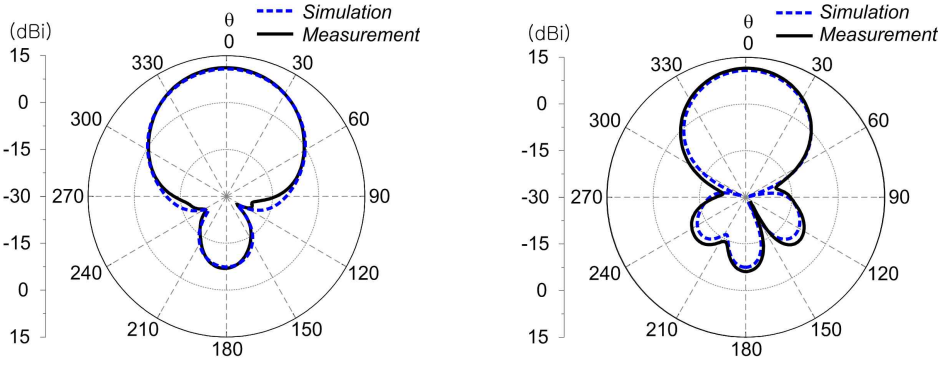
(b) 2,050 MHz

그림 17. 표면 전류 분포(진폭)
Fig. 17. Distribution of surface current(amplitude).



(a) 1,100 MHz (b) 2,050 MHz

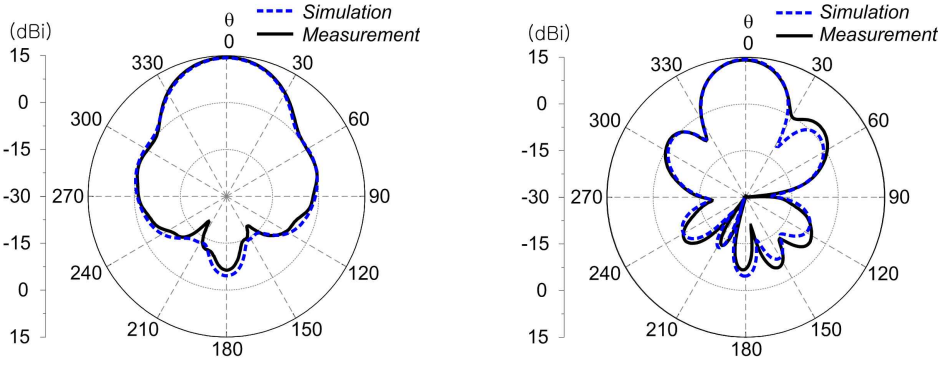
그림 18. 표면 전류 분포(진폭/위상값)
그림 18. Distribution of surface current(amplitude and phase).



(a) x-z 평면
(a) x-z plane

(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 19. 1,100 MHz에서의 복사 패턴
Fig. 19. Radiation pattern at 1,100 MHz.

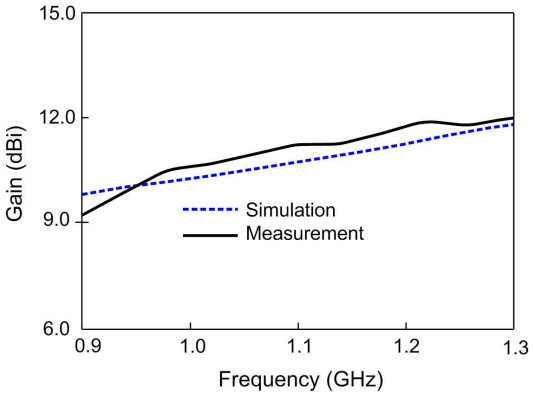


(a) x-z 평면
(a) x-z plane

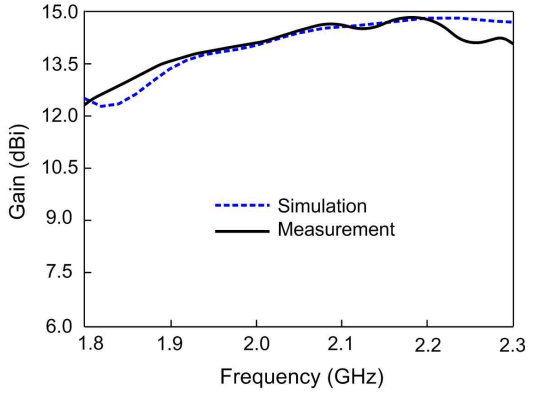
(b) y-z 평면
(b) y-z plane

그림 20. 2,050 MHz에서의 복사 패턴
Fig. 20. Radiation pattern at 2,050 MHz.

심선과 그라운드가 상호 반대로 연결되어도, 상부-하부 배열 안테나의 표면 전류 분포는 유사함을 알 수 있다. 상부 1×2 배열과 하부 1×2 배열 간에 동축선로의 심선과 그라운드가 상호 반대로 연결되어도,



(a) 1차 주파수 대역
(a) First frequency band



(b) 2차 주파수 대역
(b) Second frequency band

그림 21. 배열 안테나 이득
Fig. 21. Gain of array antenna.

상부-하부 배열 안테나의 표면 전류 분포의 amplitude는 유사함을 알 수 있다. 상부와 하부 간에 반대로 급전한 경우, 상부와 하부 간의 프랙탈 패치에서의 전류 분포 방향(진폭 및 위상 포함)이 동일한 방향으로 형성되며, 복사 패턴이 boresight에서 최댓값을 가지게 된다.

그림 19와 20에는 이중 대역 배열 안테나의 복사 패턴을 각 대역별 중심 주파수에서 나타내었다. 1차와 2차 공진 대역의 중심 주파수에서 복사 패턴이 broadside 방향으로 형성됨을 확인할 수 있으며, 이러한 특성은 대역 내에서 동일하다. 그림 11과 그림 12의 복사 패턴을 볼 때, y-z 평면에서 후방 복사 패턴이 비대칭인 것은 배열 안테나가 x-z 평면에 대해서는 대칭이지만, y-z 평면상에서는 상부와 하부 1×2 배열 간에 구조가 상이한 것과 연관성이 있을 것으로 사료된다. 반전력 빔 폭은 1,100 MHz에서 x-z 평면에서 57°, y-z 평면에서 46°이며, 2,050 MHz에서는 각각 43°, 28°이다. 대역내 이득은 1차 대역에서 9.06～12.44 dBi, 2차 대역에서 11.76～14.84 dBi를 나타낸다(그림 21). 1차 대역 및 2차 대역에서 이득이 다소 차이가 나는 것은 안테나의 제작 오차와 측정 시설의 오차가 원인으로 사료된다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 cellular 대역과 WCDMA 대역을 동시에 만족하는 이중 대역 지향성 배열 안테나를 제안하였다. 단일 안테나는 이득 개선을 위하여 반사판을 가지는 변형된 이중 대역 Sierpinski 프랙탈 안테나를 사용하고, 거울 대칭형의 2×2 배열 구조로 구성하였다. 지향성 복사 패턴의 형성을 위해 상/하 1×2 배열 간의 위상 반전 구조를 구현하고, 4×1 급전 회로 구조를 사용하였다. 안테나의 −10 dB 반사 손실 대역은 1차 대역에서 855～1,380 MHz(47 %), 2차 대역에서 1,770～2,330 MHz(27 %)를 가진다. x-z 평면과 y-z 평면에서의 반전력 빔 폭은 1,100 MHz에서 각각 57°, 46°이며, 2,050 MHz에서는 43°, 28°이다. 측정된 이득은 대역폭 내에서 각각 9.06～12.44 dBi, 11.76～14.84 dBi를 나타낸다.

참 고 문 헌

[1] S. Maci, G. B. Gentili, "Dual-frequency patch antennas", *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 39, pp. 13-20, Dec. 1997.

[2] S. Maci, G. B. Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot loaded patch antenna", *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 142, pp. 225-232, 1995.

[3] H. Memarzadeh, M. N. Azarmanesh, "Theoretical and experimental analysis of dual-band circularly polarized microstrip patch antenna", *IEEE AP-S International Symposium*, vol. 1, pp. 253-256, Jun. 2004.

[4] N. Amiri, K. Forooraghi, "Dual-band and dual-polarized microstrip array antenna for GSM1100/DCS2050 MHz base stations", in *IEEE AP-S Inter-*

national Symposium, pp. 4439-4442, Jul. 2006.

[5] T. Chan, Y. Hwang, "A dual-band microstrip array antenna", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest*, pp. 2132-2135, Jun. 1995.

[6] Y. Rahmat-Samii, K. S. Kona, M. Manteghi, S. Yueh, W. J. Wilson, S. Dinardo, and D. Hunter, "A novel lightweight dual-frequency dual-polarized sixteen-element stacked patch microstrip array antenna for soil-moisture and sea-surface-salinity missions", *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 48, issue 6, pp. 33-46. Dec. 2006.

[7] J. H. Liu, "Broadband dual-frequency operatin of circular patch antennas and arrays with a pair of L-shaped slots", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 1018-1023, May 2003.

[8] S. H. Chiou, J. H. Liu, "Cross-polarization level reduction of broadband triangular patch antenna with dual L-strip lines", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 33, pp. 300-303, May 2002.

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

[10] K. C. Hwang, "A modified Sierpinski fractal antenna for multiband application", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 357-360, 2007.

[11] 오경현, 김병철, 배기형, 태현식, 추호성, 박익모, "반사판을 가지는 비대칭형 Sierpinski 프랙탈 안테나", 추계 마이크로파 및 전파전파 학술대회논문집, p. 30, 2008년 9월.

[12] 오경현, 김병철, 배기형, 태현식, 추호성, 박익모, "반사판을 가지는 이중 대역 비대칭 Sierpinski 프랙탈 배열 안테나 설계", 한국전자파학회 종합학술발표회논문집, p. 88, 2008년 11월.

[13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, *Third Edition*, John Wiley & Sons, 2005.

오 경 현

1998년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
2010년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
1998년 1월～현재: 삼성탈레스 전자전센터 전문연구원
[주 관심분야] 안테나 설계

김 병 철

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

정 치 현

2008년 9월～현재: 삼성탈레스 통신연구소 전문연구원
[주 관심분야] 안테나 설계

김 건 우

2000년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2002년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학석사)
2009년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학박사)
2007년 1월～현재: 삼성탈레스 통신연구소 전문연구원
[주 관심분야] 안테나 설계 및 전파 산란 해석

이 득 영

1986년 2월~현재: 삼성탈레스 전자전센터 수석연구원
[주 관심분야] 전자전 시스템 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 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