

이동통신용 소형 방향성 다이폴 안테나

Small Size Directional Dipole Antenna for Mobile Communications

이광재 · 우덕제 · 김상진* · 이재욱 · 이택경

Kwang-Jae Lee · Duk-Jae Woo · Sang-Jin Kim* · Jae-Wook Lee · Taek-Kyung Lee

요 약

본 논문에서는 이동통신 중계용 방향성 다이폴 안테나의 소형화 방안과 다중대역 특성을 가지게 하는 구조를 제안한다. 무지향성의 다이폴 안테나에 평면 반사판을 적용하면 넓은 빔폭의 전면 방향성을 가지게 된다. 방향성 다이폴의 소형화를 위해 반사판의 크기를 줄였고, 이때 생기는 후면 방사 문제를 해결하기 위해 수직 스테브를 제안하였다. 또한, 수직 스테브에 다이폴 방향으로 수평 스테브를 연결하면 다이폴의 유효 전류 길이가 증가하게 되어 안테나를 더욱 소형화할 수가 있다. 현재의 이동통신 서비스 시장의 추세에 따라 안테나를 다중/광대역화하기 위해 서로 다른 주파수에서 동작하는 다이폴 안테나를 전자기 결합하여 다중/광대역 특성을 가지게 설계하였다.

Abstract

In this paper, we present a small size and multiband directional dipole antenna for mobile communication repeaters. In the omni-directional dipole antenna, a planar reflector under the dipole provides improved directivity in front-direction with wide beamwidth. In order to miniaturize the directive dipole, the size of the reflector is reduced. A vertical stub on the reflector is proposed to enhance the front-directivity of the radiation pattern and mitigate the backward radiation due to the reduced reflector. Furthermore, we use horizontal stubs on edge of vertical stub to obtain additional reduction of the antenna size. To meet the current demand of wireless communication service, the designed antenna shows wideband characteristic by employing electromagnetic coupled two-dipoles with dual-resonance frequencies.

Key words : Directional Dipole Antenna, Miniaturization, Multiband

I. 서 론

최근의 이동통신 서비스가 급속히 발전하고 그 적용 범위가 확장됨에 따라 개인 무선 통신의 소용이 기하급수적으로 증가하고 있다. 이 때문에 이동국과 기지국간의 연결이 보다 중요해지고 있고 특히 밀집 건물 또는 건물 내의 전자파 음영 구역에서 통신국 간에 원활한 연결을 위해 중계국의 역할이 더욱더 필요해지고 있다.

일반적인 중계용 안테나는 건물의 천장 및 벽면에 설치되기 때문에 전면 방향성의 넓은 빔폭을 가지는 방사 특성을 보여야 한다. 넓은 빔폭의 전면 방향성 특성을 가지는 대표적인 안테나로는 마이크로 스트립 패치 안테나가 있지만, 구조의 특성상 광대역으로 구현하기가 상당히 어렵다는 문제점이 있다^[1]. 이러한 광대역의 전면 방향성 안테나를 얻기 위해 무지향성의 다이폴 안테나에 평면 반사판을 적용해 방향성 다이폴 안테나를 설계하였다. 다이폴 안테나

「이 연구는 2007년도 중소기업청 산학연 공동기술개발컨소시엄 사업의 연구비 지원으로 연구되었음.」

한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics, Telecommunication and Computer Engineering, Korea Aerospace University)

*(주)감마누(GAMMA NU, INC.)

· 논문 번호 : 20081128-01S

· 수정완료일자 : 2008년 12월 3일

는 공진점에서의 임피던스가 시스템 임피던스 50옴과 정합하기 쉬운 값을 가지기 때문에 마이크로스트립 패치 안테나보다 넓은 대역폭을 가진다^{[2],[3]}.

한편, 대부분의 안테나의 관심사가 그러하듯이 중계용 안테나도 설치 장소와 미관을 고려하여 소형 크기의 안테나가 요구된다. 하지만 공진형 안테나는 그 크기가 성능과 밀접한 관계를 가지기 때문에 소형화에 한계를 가진다. 그리하여 소형화가 요구되는 안테나 설계 시 안테나의 크기가 작아지면서 저하되는 다른 특성을 확인하고, 이를 유념해 설계해야 할 필요가 있다.

현재의 이동통신 서비스 시장은 기본 역할이었던 이동전화와 간단한 메시지가 가능한 서비스의 2G에서부터 다양한 멀티미디어의 데이터 통신 서비스 WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access)의 3G, 무선 초고속 인터넷인 WiBro(Wireless Broadband Internet), 이동형 디지털 멀티미디어 방송 DMB(Digital Multimedia Broadcasting)까지 요구하고 있어서 서비스 제공자는 각 주파수 별 안테나를 설치해야 하고, 이를 운영하기 위해 많은 비용을 소모하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 안테나가 다중대역 특성을 가지게 되면 다양한 서비스를 하나의 안테나로 동시에 운영할 수 있게 되고 그만큼 유지보수가 쉬워지게 된다.

본 논문에서는 지금까지 언급한 소형, 다중대역의 특성을 유도하기 위해 방향성 다이폴 안테나의 반사판 크기를 줄이고, 그 크기가 감소함에 따라 생기는 후면 방사 문제를 수직 스테브를 통해 극복하였다. 또한, 안테나 방사체를 소형화하기 위해 수직 스테브에 수평 스테브를 두어 다이폴 안테나의 유효 전류 길이를 증가시켜 안테나의 크기를 소형화하였다. 그리고 다중대역 특성을 가지게 하기 위해 동작 주파수가 다른 다이폴 안테나를 전자기 결합하는 방법을 이용하였다.

이렇게 제안된 안테나는 VSWR<2 이하 687~1,101 MHz, 1,710~2,660 MHz의 대역폭을 가졌으며, 저주파 대역에서 이득 5.15 dBi, 수평 빔폭 148도, 수직 빔폭 87도, 고주파 대역에서 이득 6 dBi, 수평 빔폭 76도, 수직 빔폭 73도의 결과를 얻었다. 이는 한국형 이동통신 서비스인 TRS(Trunked Radio System), Cellular, PCS(Personal Communication Services), W-

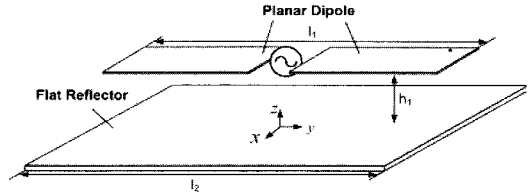


그림 1. 평면 반사판을 가지는 방향성 다이폴($l_1=160$ mm)

Fig. 1. Directional dipole antenna with flat reflector ($l_1=160$ mm).

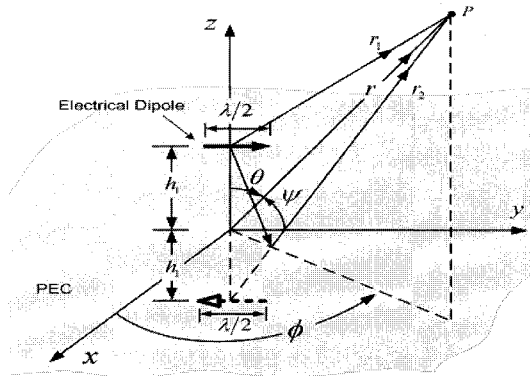


그림 2. 무한 면적의 완전한 전기적 도체 위에 놓인 수평 전기적 반파장 다이폴(PEC)

Fig. 2. Horizontal electric half-wave dipole above on infinite Perfect Electric Conductor(PEC).

CDMA, WiBro, WLAN(Wireless LAN), S-DMB(Satellite-DMB) 등의 서비스를 동시에 적용 가능한 결과이다.

II. 평면 반사판을 가지는 방향성 다이폴

벽면과 천장에 설치될 중계용 안테나는 넓은 빔폭의 전면 방사 특성을 가져야 하는데, 이러한 방사 특성을 가지는 일반적인 안테나는 마이크로스트립 패치 안테나가 있다. 하지만 마이크로스트립 패치 안테나는 협대역 특성을 가지기 때문에 중심 주파수 대비 40%(1,710~2,655 MHz)에 이르는 광대역, 다중대역 이동통신 안테나에 적용하기는 상당히 어려운 문제점이 있다^[1].

본 논문에서는 그림 1과 같이 무지향성의 평면 다이폴 안테나에 평면 반사판을 두어 넓은 빔폭의 전면 방향성을 가지게 설계하였다. 반파장 다이폴 안테나는 공진 시 50 옴에 근접하므로 임피던스 정합

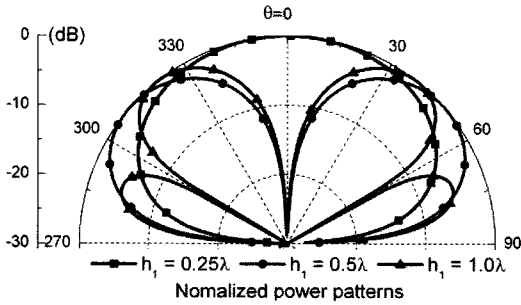


그림 3. 무한 PEC 위에 놓인 수평 전기적 다이폴의 높이 변화에 따른 정규화 전력 패턴
 Fig. 3. Normalized power pattern as a function of horizontal electric dipole height above infinite PEC.

이 쉬워 넓은 대역폭을 가진다. 또한, 도선 형태의 다이폴에 비해 평면 형태의 다이폴은 더욱 광대역 특성을 가져 실용적인 접근이 용이하다^{[2],[3]}. 그림 1의 평면 반사판 안테나는 그림 2와 같이 무한 면적의 완전한 전기적 도체(PEC) 위에 높이 h_1 으로 놓인 수평 전기적 반파장 다이폴로 모델링할 수가 있다^[3]. 실제 반사판은 유한한 크기를 가지지만 반파장 다이폴에 비해 큰 크기라면 충분히 훌륭한 근사 결과를 얻을 수 있다. PEC 위에 놓여 있는 수평 전기적 다이폴은 영상 이론에 의해 그 크기가 같고 위상이 반대인 영상 다이폴과의 합으로 표현될 수 있다. 이때 관측점에서의 전체 전장은 직접적인 전계 성분과 반사된 전계 성분과의 합으로 표현되며 원거리 근사법을 이용하여 식 (1)과 같이 쓸 수 있다^[3].

ψ 는 수평 다이폴이 누워 있는 y 축과 관측점이 이루는 각도이며, I_0 는 다이폴에 흐르는 전류이고, η_0 , k_0 는 각 자유공간에서의 파동 임피던스와 파수이다. 전체 전장은 소자 성분과 배열 성분(대괄호)으로 이루어져 있으며, 특히 배열 성분은 다이폴 높이 h_1 과 양각(elevation angle: θ)에 관련된 함수임을 알 수 있다. 그림 3에서는 전체 전장을 이용해 $\phi = 0^\circ$ 에서의 h_1 에 대한 정규화 전력 패턴(power pattern)을 구하였다. 그림 3에서 볼 수 있는 것처럼 h_1 이 반

파장보다 작은 값을 가질 때 전면 방향성을 가지나 반파장 이상의 값을 가질 때는 전면 방향($\theta=0^\circ$)에서 널(null)이 생기는 것을 알 수가 있다. 즉, 전면 방향성 안테나를 설계하려면 h_1 의 값을 반파장 이하에서 선택해야 한다. 이때 xy -평면은 소자 성분에 의해 무지향성 방사 특성을 보인다. 또한, 얻어진 전장을 이용해 지향성(directivity)을 구하면 다음의 식 (2-1) ~ (2-3)과 같이 얻을 수 있다.

$$D_0 = \begin{cases} \frac{4 \sin^2(k_0 h_1)}{R(k_0 h_1)}, & k_0 h_1 \leq \pi/2 \quad (h_1 \leq \lambda/4) \\ \frac{4}{R(k_0 h_1)}, & k_0 h_1 > \pi/2 \quad (h_1 > \lambda/4) \end{cases} \quad (2-1)$$

$$R(k_0 h_1) = \left[\frac{2}{3} - \frac{\sin(2k_0 h_1)}{2k_0 h_1} - \frac{\cos(2k_0 h_1)}{(2k_0 h_1)^2} - \frac{\sin(2k_0 h_1)}{(2k_0 h_1)^3} \right] \quad (2-3)$$

그림 4에서는 무한 PEC 위에 놓인 수평 전기적 반파장 다이폴의 높이 변화에 따른 지향성을 보였다. h_1 이 0일 때는 실제 방사가 일어나지 않지만 h_1 이 점차 작은 값을 가지기 시작하면서 지향성은 최대 8.75 dB부터 주기적으로 변화해 8 dB 근방에서 수렴하는 것을 알 수 있다. 안테나의 지향성을 고려하여

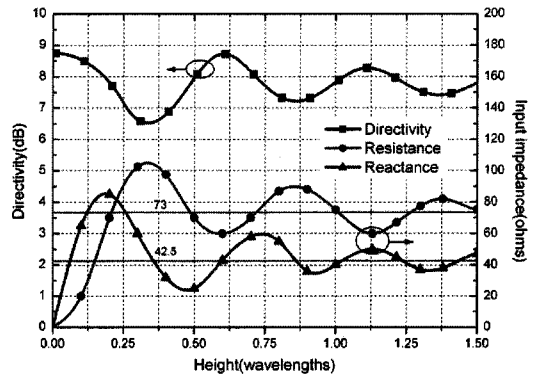


그림 4. 무한 PEC 위에 놓인 수평 전기적 다이폴의 높이 변화에 따른 지향성과 입력 임피던스
 Fig. 4. Directivity and input impedance as a function of horizontal electric dipole height above infinite PEC.

$$E_\psi^T = E_\psi^d + E_\psi^r = \left(j\eta_0 \frac{k_0 I_0 (\lambda/2) e^{-jk_0 r_1}}{4\pi r_1} \sin \psi \right) + \left(-j\eta_0 \frac{k_0 I_0 (\lambda/2) e^{-jk_0 r_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \right) \\ = j\eta_0 \frac{k_0 I_0 (\lambda/2) e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cdot \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \cdot [2j \sin(k_0 h_1 \cos \theta)] \quad (z \geq h_1 ; 0 \leq \theta \leq \pi/2, 0 \leq \phi \leq 2\pi) \quad (1)$$

h_1 을 선택해야 하나, 앞의 그림 3에서 본 것처럼 전면 방향성을 가지게 하려면 다이폴의 높이를 반파장 이하에서 설계하여야 한다. 또한, 그림 4에서는 h_1 변화에 따른 공진 시 입력 임피던스를 도시하였고, PEC가 아닌 자유공간상에 놓인 반파장 다이폴의 입력 임피던스($73+j42.5\Omega$)와 비교를 하였다.

본 논문에서는 셀룰러 주파수 대역인 850 MHz(과장: 350 mm)에서 동작하는 안테나를 설계하기 위해 높이를 0.07 과장 근방(25 mm)의 값으로 선택하였다. 이를 그림 4와 비교하면 지향성은 8.5 dB 이상의 값을 기대할 수 있으나, 입력 임피던스의 경우 자유공간에서 다이폴과 비교할 시 저항 성분은 보다 낮은 값에서, 리액턴스는 높은 값에서 얻어지게 된다. 본 논문의 경우, 안테나 설계에서 입력 임피던스보다 지향성에 초점을 두고 h_1 을 택한 것이다. 이러한 입력 임피던스의 변화는 추가적인 구조를 통해서 정합이 가능할 것이라 예상하기 때문이다. 또한 기존의 개발되는 중계용 안테나 세트의 두께가 45~50 mm 정도임을 감안하면 더 높은 h_1 값을 선택하기가 어려워진다.

III. 방향성 다이폴의 소형화, 다중대역화

3-1 반사판의 소형화

방향성 다이폴에서 가장 큰 면적을 차지하는 것은 평면 반사판이기 때문에 안테나의 소형화를 위해서는 우선 반사판의 크기를 줄이는 과정을 거쳐야 한다. 하지만 반사판을 줄이는 과정이 안테나의 방사 특성을 비롯한 다른 특성에 어떤 영향을 미치는지를 확인해야 할 필요가 있다. 이미 II장에서 평면 반사판의 방향성 안테나를 무한한 크기의 PEC 위에 놓인 수평 전기적 다이폴로 근사화 할 수 있고, 반사판이 다이폴에 비해 큰 크기를 가질 경우 상당히 정확한 근사 결과를 얻을 수 있다고 언급하였다. 하지만 실제 반사판이 다이폴과 비슷한 크기를 가지게 될 경우 II장에서의 근사와는 다른 결과를 보인다.

그림 5에서는 II장에서 설계된 안테나의 반사판 길이(l_2)가 줄어들 때 방사 특성을 보였다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 반사판의 길이가 다이폴의 길이와 근접한 반파장(175 mm) 이상의 값을 가질 때는 이득 7.5 dB에 근접한 전면 방향성을 가지나, 다이폴

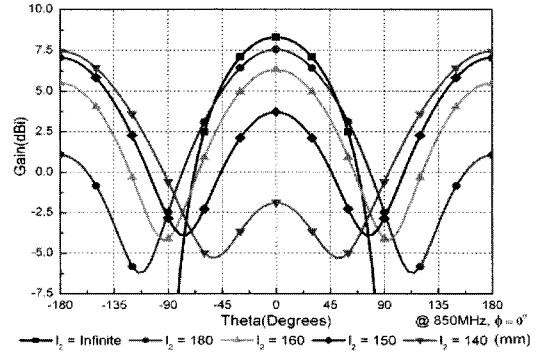


그림 5. 반사판의 길이에 따른 방사 특성의 변화
Fig. 5. Variation of radiation pattern as a function of flat reflector length.

길이(160 mm)보다 작은 값을 가질 때에는 전면 방사가 줄어들고 후면 방사가 증가하는 현상을 보인다. 반사판의 길이가 140 mm가 되었을 때에는 안테나는 완전한 후면 방사 특성을 가지게 된다. 반사판이 다이폴에 비해 큰 크기일 때는 무한한 PEC로 근사화할 수 있으나, 서로 비슷한 크기를 가지게 되면 반사판은 기생 소자로 동작한다고 볼 수가 있고, 이는 야기-우다(Yagi-Uda) 배열로 설명이 가능하게 된다^[4]. 반사판이 다이폴(driven element)보다 큰 크기를 가질 때에는 반사기(reflector)로 동작하지만, 크기가 작을 때에는 도파기(director)처럼 동작하게 되어 다이폴의 후면(반사판 방향)으로 방사가 일어나게 된다^[5]. II장에서 이미 ϕ 방향으로는 무지향성 특성을 가진다고 설명한 바 있다. 즉, $\phi=0^\circ$ 의 수평 패턴뿐 아니라 $\phi=90^\circ$ 의 수직 패턴에서도 같은 경향을 보인다. 한편, 반사판의 폭 변화에 대해서는 방사 특성의 변화가 그다지 심하지 않는데, 이는 야기-우다 배열에서 반사기와 도파기를 구분하는 주된 변수가 소자의 길이이기 때문이다.

본 논문에서는 이러한 반사판의 크기가 줄어들 때 생기는 후면 방사를 전면 방사로 유도하기 위해 그림 6에서 볼 수 있는 것처럼 반사판의 양 끝단에 수직 스테브를 설치하였다. 그림 7을 보면 반사판의 길이가 140 mm를 가질 때 후면 방사 특성을 보이는데, 수직 스테브를 설치하면 전면 방사를 유도하는 것을 알 수가 있다. 이는 실제 줄어든 반사판의 길이가 수직 스테브의 높이(h_2)에 의해 전기적 유효 길이가 다시 증가되기 때문이다. 또한, 반사판의 다른 부

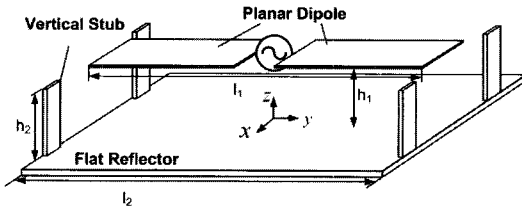


그림 6. 수직 스테르브를 가지는 방향성 다이폴($l_1=160$ mm, $l_2=140$ mm, $h_1=25$ mm)

Fig. 6. Directional dipole with vertical stub($l_1=160$ mm, $l_2=140$ mm, $h_1=25$ mm).

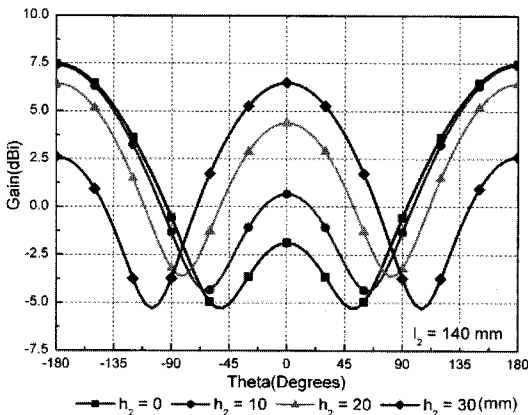


그림 7. 수직 스테르브의 높이에 따른 방사 패턴 변화
Fig. 7. Variation of radiation pattern as a function of vertical stub height.

분이 아닌 끝부분에 스테르브를 설치함으로 스테르브를 반사판에 고정하기 위한 추가적인 공정 없이 한 조각의 금속 소자로 안테나 조립이 가능하기 때문에 제작에도 유리한 장점이 있다. 스테르브의 위치 결정에 따른 또 다른 이유는 PIM 개선을 위함인데, 이후 V장에서 다시 언급하기로 한다.

3-2 방사체의 소형화

이전 절에서는 방향성 다이폴의 반사판 소형화와 그에 따른 문제점을 해결하는 방법을 제안하였다. 이제 이번 절에선 다이폴 방사체를 소형화하는 관점으로 접근하려고 한다. 방사체를 소형화하는 잘 알려진 방법은 고 유전체를 사용하거나, 방사체를 적절히 접거나, 방사체 근방에 기생 소자를 두어 안테나의 전기적 공진 길이를 증가시키는 방법들이 있다^[6]~^[8]. 하지만 안테나의 대역폭은 유전율과 반비례하

는 관계에 있고^[9], 방사체를 접거나 기생 소자를 사용하는 방법은 안테나 표면 전류가 상쇄되는 구조가 대부분이어서 이득의 감소가 문제된다.

본 논문에서는 그림 8과 같이 이전 절에서 제안된 수직 스테르브에 다이폴 방향으로 수평 스테르브를 두어 다이폴 방사체의 소형화를 유도했다. 그림 9를 보면 수평 스테르브의 길이(l_3)가 길어질수록 공진 주파수가 저주파로 이동한다. 또한, l_3 가 증가함에 따라 임피던스 정합의 효과를 가지는 것을 알 수 있다. 이를 이용하면 다이폴 방사체를 소형화할 수 있는데, 이러한 현상은 수평 스테르브가 다이폴의 유효 공진 길이를 증가시키기 때문이다.

그림 10과 11에선 제안된 안테나의 표면 전류의 흐름과 분포(y-방향 성분)를 보여주고 있다. 다이폴에서 여기된 전류는 반사판에서 반대 방향의 흐름을 가지나, 반사판에 직접 연결되어 있는 수직 스테르브를

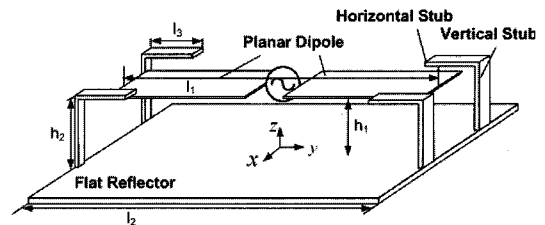


그림 8. 수평 스테르브를 가지는 방향성 다이폴($l_1=140$ mm, $l_2=160$ mm, $h_1=25$ mm, $h_2=35$ mm)

Fig. 8. Directional dipole with horizontal stub($l_1=140$ mm, $l_2=160$ mm, $h_1=25$ mm, $h_2=35$ mm).

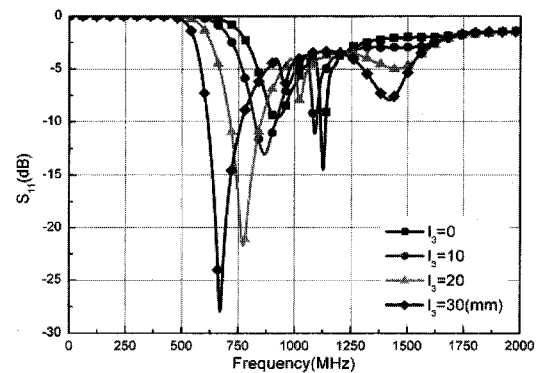


그림 9. 수평 스테르브의 길이에 따른 주파수 응답 특성 변화

Fig. 9. Frequency response as a function of horizontal stub length.

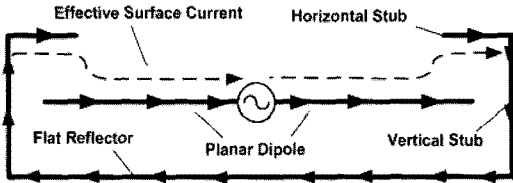


그림 10. 제안된 안테나의 표면 전류 흐름 경로
Fig. 10. Surface current path of proposed antenna.

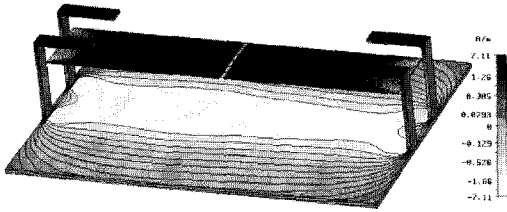


그림 11. 제안된 안테나의 표면 전류 분포
Fig. 11. Surface current distribution of proposed antenna.

통해 흐르는 전류는 수평 스텐브에서 다이폴과 같은 방향의 전류 분포를 보인다. 즉, 안테나의 표면 전류가 상쇄되지 않으며 소형화할 수 있는 구조이기 때문에 이득 감소의 문제점 측면에서 유리하게 작용된다. 이를 이용해 방사체와 반사판을 줄여가며 824~960 MHz의 대역폭을 가지는 방향성 다이폴을 안테나 크기별로 설계하였고, 850 MHz에서 전면 방사 이득을 그림 12에서 보였다. 스텐브가 없는 방향성 다이폴 안테나는 크기 160 mm부터 전방 방사 이득이 감소하기 시작하며 후방 방사로 역전된다. 130 mm 이후에는 다시 이득이 증가하는데, 이는 전방 방사 이득이 증가하는 것이 아니라 무지향성 특성으로 변화하기 때문이다. 이러한 준 무지향성 패턴(Quasi-omnidirectional pattern)은 더 이상 방향성 안테나로 볼 수 없다. 반면에 스텐브가 적용된 안테나는 크기가 작아져도 계속 전면 방사 특성을 유지함을 알 수 있다. 하지만 크기가 작아질수록 이득은 점차 감소하는 경향을 보인다. 지금까지 제안된 이득의 개선을 위한 여러 작업을 통해서도 완전한 이득 감소 문제 해결은 얻을 수 없었다. 하지만 이득의 감소의 영향을 최소한으로 하여 얻은 소형화의 결과는 상당히 획기적인 수치를 보인다. 만약 고 이득보다 소형의 안테나가 요구되는 특수한 상황에선 이러한 결과는

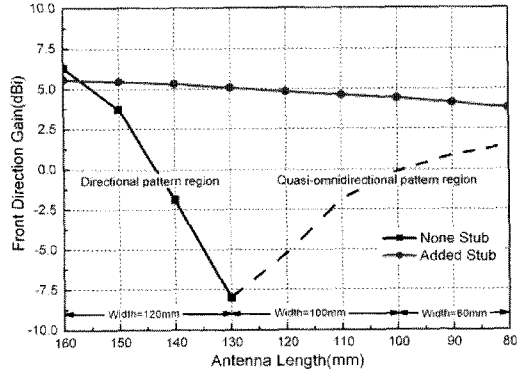


그림 12. 안테나별 크기에 따른 전면 방사 이득 변화
Fig. 12. Front direction gain as a function of antenna size.

상당히 유리하게 적용할 수 있을 것이다. 본 논문에서는 이득 성능 측면까지 고려하여 방향성 안테나의 최소 요구 이득을 5 dBi로 정하였고 설계를 진행하였다.

3-3 전자기 결합을 이용한 다중대역화

서론에서 언급한 바와 같이 현재의 이동통신 서비스는 한 사업자가 다수의 서비스를 동시에 제공해야 하기 때문에 다중대역의 안테나를 사용하여 운영 손실을 줄여야 한다. 이러한 이유 때문에 안테나를 다중대역화하기 위한 연구는 꾸준히 진행되어왔다^{[10],[11]}. 본 논문에서는 이전 절까지 제안들이 적용된 850 MHz 방향성 다이폴 안테나에 다중대역 특성을 가지게 하기 위해 1,750 MHz에서 동작하는 다이폴(제 2 다이폴)을 2소자 배열하여 850 MHz 다이폴(제 1 다이폴)과 일정한 간격을 유지하게 하여 전자기 결합(electromagnetic coupling)하였다. 그림 13에서는 이러한 구조를 그림으로 보여주고 있다. 제 2 다이폴은 일정 간격으로 배열된 두 소자가 급전되는 부분을 공유하고 있는데, 제 1 다이폴을 통해 전원 전류가 공급되면 공유 부분에서 집중적으로 전자기 결합되고, 두 배열 소자에 대칭적으로 공급된다. 배열의 간격은 1,750 MHz 방사 패턴에 영향을 주므로 가장 왜곡되지 않은 전면 방향의 방사 특성을 가지게 정한다. 또한, 안테나의 임피던스 정합을 위해 수직 벽(vertical wall)을 추가하였다. 그림 14에서는 두 개의 다른 공진 주파수를 가지는 안테나를 전자

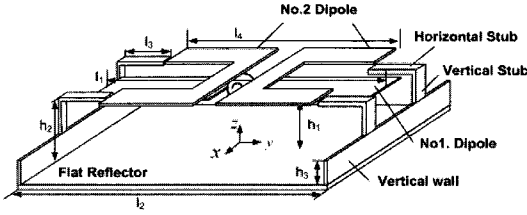


그림 13. 다른 동작 주파수를 갖는 두 다이폴이 전자기 결합된 다중대역 방향성 다이폴($l_1=130$ mm, $l_2=150$ mm, $l_3=19$ mm, $l_4=82$ mm, $h_1=25$ mm, $h_2=30$ mm, $h_3=25$ mm)

Fig. 13. Multiband directional dipole with electromagnetic coupled dipole which differential operating frequency($l_1=130$ mm, $l_2=150$ mm, $l_3=19$ mm, $l_4=82$ mm, $h_1=25$ mm, $h_2=30$ mm, $h_3=25$ mm).

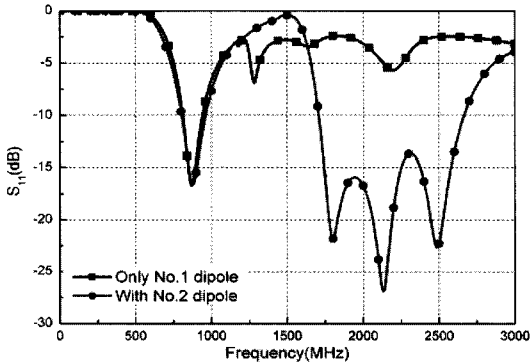


그림 14. 다중대역 방향성 다이폴의 주파수 응답 특성

Fig. 14. Frequency response of multiband directional dipole.

기 결합을 통해 다중대역 특성을 유도한 주파수 응답 특성을 보여준다. 그림 14에서 볼 수 있는 것처럼 두 안테나의 전자기 결합 후 저주파 대역(824~960 MHz) 특성을 유지하면서 고주파 대역(1,710~2,655 MHz) 공진이 새로 생긴 것을 알 수 있다. 실제 제 1 다이폴은 850 MHz에서 기본 공진을 형성하고, 이후 2,200 MHz에서 2차 공진이 일어난다. 여기에 제 2 다이폴을 전자기 결합시키면 1,750 MHz에서 기본 공진을 형성하고, 이후 2,500 MHz에서 2차 공진이 나타난다. 이렇게 전자기 결합된 안테나는 824~960 MHz, 1,710~2,655 MHz의 다중대역 특성을 얻을 수 있게 된다. 이는 그림 15와 16의 각 안테나가 담

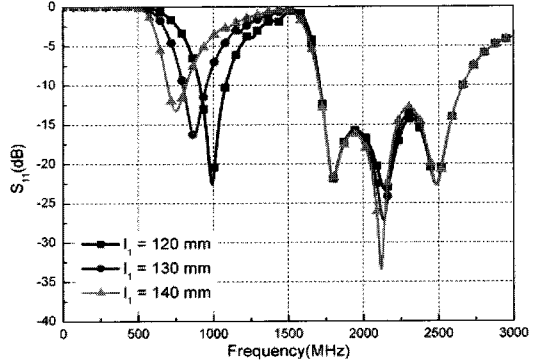


그림 15. 제 1 다이폴의 길이 변화에 따른 주파수 응답 특성

Fig. 15. Frequency response as a function of No. 1 dipole length.

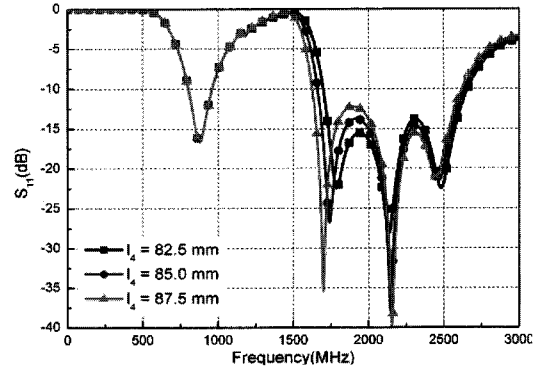


그림 16. 제 2 다이폴의 길이 변화에 따른 주파수 응답 특성

Fig. 16. Frequency response as a function of No. 2 dipole length.

당하는 공진 구간을 통해 알 수 있다.

이러한 전자기 결합을 이용하여 얻을 수 있는 장점은 크게 두 가지이다. 첫째로 독립적인 조절이 가능한 다중대역 특성이다. 본 절 처음에서 언급한 바와 같이 다중대역 특성을 얻기 위해서는 방사 소자를 표면 전류가 서로 다른 길이를 가지며, 각기 다른 경로로 나뉘는 형태를 고안해야 한다. 이때 이들의 형태가 직접 연결될 시 서로 종속적인 특성을 가지게 된다. 즉, 특정 대역을 담당하는 방사 부분을 변경하게 되면 다른 대역도 영향을 받게 되는 문제가 생긴다. 하지만 본 논문에서 시도한 전자기 결합의 경우 그림 15, 16에서 볼 수 있는 것처럼 각각의 대

역을 담당하는 부분의 변화에 둔감하여 서로 독립적인 조절이 가능하다. 한편, 전자기 결합을 통해 얻을 수 있는 두 번째 장점은 광대역 특성이다. 위에서 언급한 바와 같이 두 다이폴의 기본 및 고차 모드의 공진점을 적절히 위치하게 하면 1,710~2,655 MHz의 중심 주파수 대비 40%에 이르는 광대역 특성을 유도할 수 있다. 또한 제 1, 2 다이폴의 간격을 통해 전자기 결합 정도를 조절할 수 있어 임피던스 정합 측면에도 유리하다.

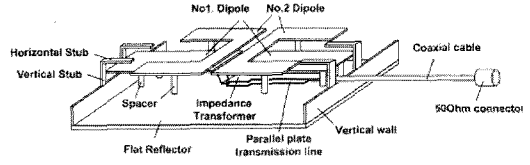
IV. 제안된 안테나의 제작 및 측정

그림 17과 표 1은 III장에서는 최종 제안된 소형화된 다중대역의 방향성 다이폴의 구조 파라미터와 그 수치를 나타냈고, 이를 토대로 제작된 안테나 시제품을 보였다. 방사체는 두께 0.5 mm의 황동소자를, 반사판은 두께 1.5 mm의 알루미늄 소자를 사용하였다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 제 1 다이폴 아래로 평행판 전송선, 동축 케이블과 커넥터를 사용하여 급전을 하였다. 그리고 제 1 다이폴에 급전되기 직 전에는 평행판 전송선의 폭을 변화하여 임피던스 정합하였다. 반사판과 방사 소자는 플라스틱 지지대를 사용하여 소자 간 높이 및 간격을 유지하게 하였다.

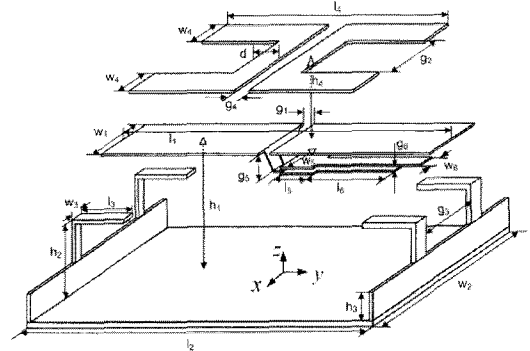
그림 18, 19에서는 제작된 시제품의 측정된 주파수 응답 특성과 무반향실에서 측정된 주파수별 방사 패턴을 보였다. 제안된 안테나는 120×100×35 mm(레이더 포함) 크기로 VSWR<2 이하 687~1,101, 1,710~2,660 MHz의 대역폭을 가졌으며, 저주파 대역에서 최고 이득 5.3 dBi, 평균 빔폭 수평 148도, 수직 87도, 고주파 대역에서 최고 이득 7.8 dBi, 평균 빔

표 1. 제안된 최종 안테나의 파라미터별 수치
Table 1. Design values of proposed antenna.

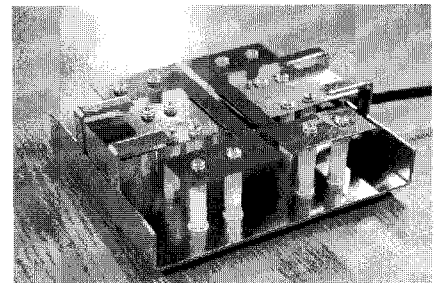
w_1	30.0	w_2	95.0	w_3	7.0
w_4	19.0	w_5	13.0	w_6	7.0
l_1	108.0	l_2	115.0	l_3	22.0
l_4	82.0	l_5	5.0	l_6	39.5
g_1	3.0	g_2	46.0	g_3	23.0
g_4	3.0	g_5	10.0	g_6	1.5
h_1	25.0	h_2	30.0	h_3	15.0
h_4	0.5	d	8.0	unit	(mm)



(a)



(b)



(c)

그림 17. 제안된 최종 안테나의 (a) 구조, (b) 파라미터와 (c) 제작된 시제품

Fig. 17. (a) Geometry of proposed antenna, (b) parameters of each part and (c) fabricated antenna.

폭 수평 76도, 수직 73도의 결과를 얻었다. 이는 한국형 이동통신 서비스인 TRS, Cellular, PCS, WCDMA, WiBro, WLAN, S-DMB 등의 서비스를 동시에 적용 가능한 결과이다. 그리고 표 2에서는 시제품과 실제 시판되는 증계용 안테나의 대표적 특성들을 비교하여 시제품이 충분히 상용화 가능한 결과물임을 보였다.

V. 결 론

본 논문에서는 이동통신 증계용 안테나의 적용

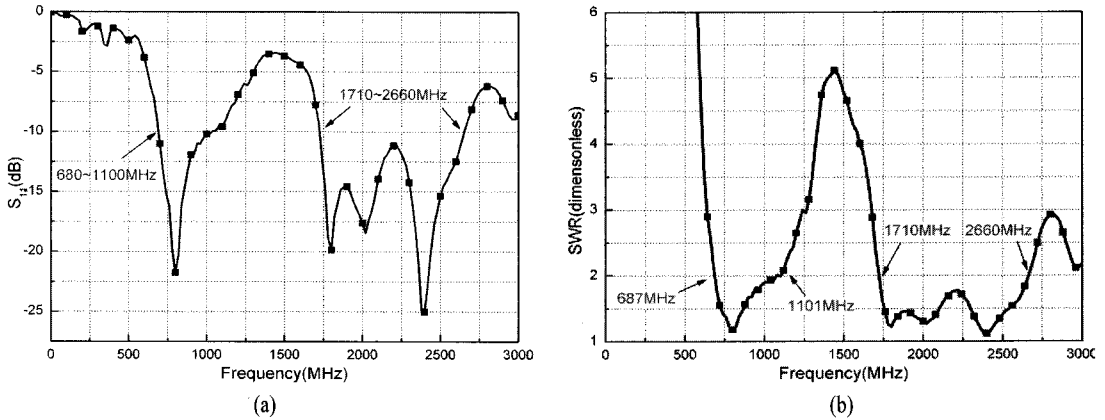


그림 18. 제작된 시제품의 (a) 반사 손실과 (b) 정재파비 측정 결과
 Fig. 18. (a) Measured return loss and (b) VSWR of fabricated antenna.

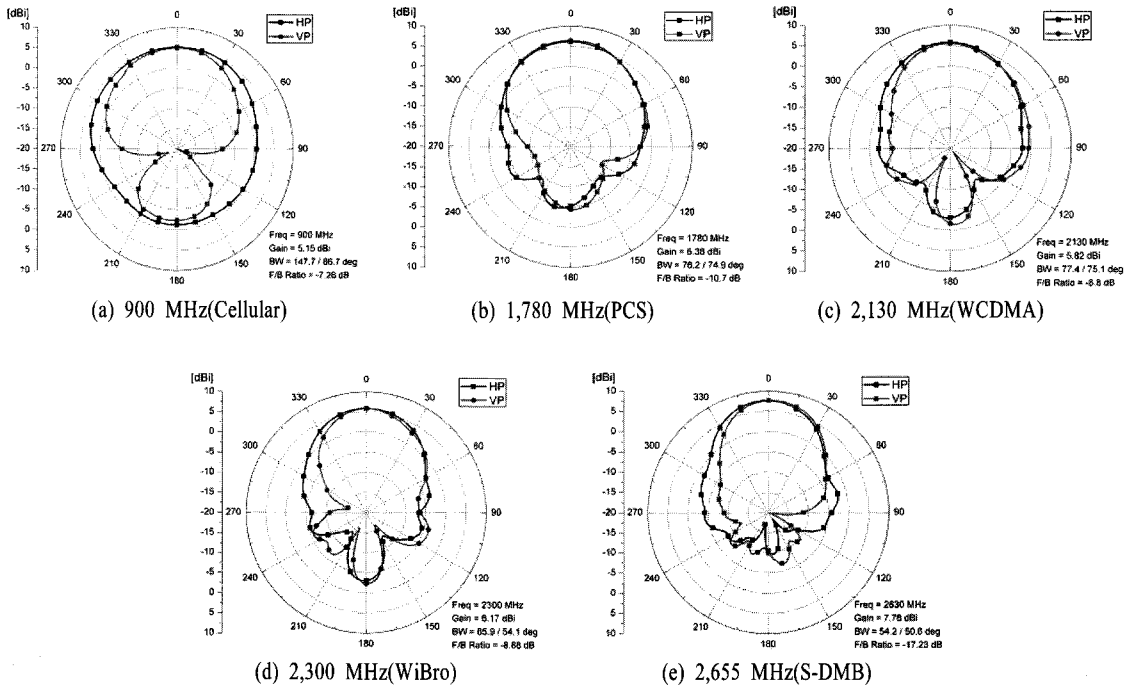


그림 19. 제안된 안테나의 주파수별 방사 패턴
 Fig. 19. Measured radiation patterns.

표 2. 제작된 시제품과 시판품의 안테나 성능 비교

Table 2. Comparison between fabricated prototype and marketed products.

제품 (모델명)	크기 L×W×H(mm)	대역폭 (기준 VSWR)	이득 Low-/high-band	빔폭		F/B Ratio
				Low-band(H/V)	High-band(H/V)	
본 시제품	120×100×35	687-1100/1710-2660(2.0:1)	5.3/7.8	148/87	76/73	11
(주)감마누(MBPS-2500-9) ^[12]	210×180×42	824-960/1710-2655(1.8:1)	7.0/8.0	90/60	80/40	15
(주)에이스안테나(PAT-CID) ^[13]	220×220×45	824-894/1885-2655(1.8:1)	7.0/7.0	90/50	90/50	15
Kathrein(742290) ^[14]	328×155×69	824-960/1710-2170(1.7:1)	7.0/7.0	90/60	82/70	18

을 위한 소형의 다중대역 방향성 다이폴 안테나를 설계하였다. 우선 방향성 다이폴의 적절한 이득과 높이 결정을 위해 이론적 접근을 하였고, 또한 안테나를 소형화하기 위해 수직 및 수평 스티브를 제안 하였으며, 안테나의 크기와 이득간의 상호 관계를 보여 설계의 초점을 제시하였다. 현재의 이동통신 서비스 시장의 추세에 맞추어 안테나를 다중대역화 하기 위해 동작 주파수가 서로 다른 다이폴을 전자기 결합하였고, 전자기 결합이 안테나 설계에 용이 하고 보다 광대역 특성을 유도함을 보였다.

제작된 시제품은 이동통신 중계용 안테나로 적용 가능한 결과를 얻었고, 실제 시판되는 안테나와 비교하여 이를 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, pp. 2, 533-539, 2001.

[2] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Wiley, pp. 169-170, 173, 1998.

[3] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Wiley, pp. 184, 197-204, 514, 2005.

[4] Y. Mushiake, "A theoretical analysis of the multi-element endfire array with particular reference to the yagi-uda antenna", *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-4, pp. 441-444, Jul. 1956.

[5] G. A. Thiele, "Analysis of yagi-uda type antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-17, no. 1, pp. 24-31, Jan. 1969.

[6] Y. Zhou, C. Chen, and J. L. Volakis, "Single-fed circularly polarized antenna element with reduced coupling for GPS arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1469-1472, May 2008.

[7] W. Hong, K. L. Sarabandi, "Low profile miniaturized planar antenna with omnidirectional vertically polarized radiation", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp. 1533-1472, Jun. 2008.

[8] H. Lee, T. Lee, W. Jang, and J. Lee, "Miniaturization of planar spiral monopole antennas with parasitic elements for terrestrial DMB application", in *IEEE Int. Symp. Antennas and Propag.(ISAP)*, Seoul Korea, pp. 573-576, Aug. 2005.

[9] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, pp. 13, 45, 2003.

[10] P. Ciaisi, R. Staraj, G. Kossivas, and C. Luxey, "Design of an internal quad-band antenna for mobile phones", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 4, Apr. 2004.

[11] S. R. Best, "A multiband conical monopole antenna derived from a modified Sierpinski gasket", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 205-207, 2003.

[12] Gamma Nu. Inc., [Online]. Available: http://www.gammanu.com/uploadfile/product_web/MBPS-2500-9/mbps-2500-9.htm

[13] Ace Antenna Corp., [Online]. Available: <http://www.aceantenna.co.kr>

[14] Kathrein Inc., [Online]. Available: <http://www.kathrein-scala.com/catalog/742290.pdf>

이 광 재



2007년 2월: 한국항공대학교 항공 전자 및 정보통신공학부 (공학사)
 2007년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 소형·광대역 안테나 마이크로 능·수동 소자 설계 및 분석

우 덕 제



2002년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학사)
 2005년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 주기구조의 모델링 및 회로 응용, 능·수동 소자 모델링, 안테나

김 상 진



1992년 2월: 서울산업대학교 전자공학과 (공학사)
1992년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)
2000년 8월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학박사)
2000년 9월~현재: (주)감마누 부설

연구소 수석연구원
[주 관심분야] 안테나 해석 및 설계, 수치 해석, RF 수동소자

이 택 경



1983년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
1985년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1990년 5월~1991년 4월: Univ. of

Texas at Austin, Post-Doctoral Fellow
1991년 9월~1992년 2월: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원
2001년 7월~2002년 7월: Univ. of Illinois, Urbana-Champaign, Associate Visiting Research Professor
1992년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 교수
[주 관심분야] 마이크로파, 안테나, 전자파 해석, 레이더

이 재 욱



1992년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1998년 3월~2004년 2월: 한국전자

통신연구원 디지털방송연구단 전파기반연구그룹
2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부, 전자 및 항공전자 전공, 부교수
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 능·수동 소자 해석 및 설계, EMI/EMC 대책 기술, 고출력 증폭기 및 고출력 안테나 설계