

# 이중층 패치와 부분 제거된 접지면을 이용한 광대역 평판형 역 F 안테나의 설계

## Design of Wideband Planar Inverted-F Antenna Using Two-Layer Patches and Modified Ground Structure

이광재 · 이용희 · 강연덕 · 이택경

Kwang-Jae Lee · Young-Hee Lee · Yeon-Duk Kang · Taek-Kyung Lee

### 요 약

본 논문에서는 이중층의 패치와 제거된 접지면을 이용하여 광대역 평판형 역 F 안테나(PIFA)를 설계하였다. 제안된 안테나는 급전부를 공유하게 한 이중 층 패치의 슬릿을 통해 공진점을 조절하였고 접지면을 부분 제거하여 임피던스 정합을 개선하였다. 대역폭은 VSWR 2 이하 기준 1,492 MHz(BW: 67.7 %, 1,457~2,949 MHz)와 VSWR 2.5 이하 기준 1,170 MHz(BW: 21 %, 4,970~6,140 MHz)를 얻었다. 이는 DCS1800, DCS1900, UMTS (W-CDMA), WiBro, WLAN(IEEE 802.11b), Satellite DMB, WLAN(IEEE802.11a) 총 7개의 무선 통신 서비스를 만족한다. 방사 패턴은 전 방향에서 신호의 송수신이 가능하였고 대역 내에서 주파수별 서로 유사한 형태를 가졌다.

### Abstract

In this paper, we proposed a wideband design of planar inverted-F antenna(PIFA) using two-layer patches and modified ground structure. The antenna consists of two layer patches with common feed and modified ground plane to control resonance frequency and antenna input impedance. The measured bandwidth is 1,492 MHz(BW: 67.7 %, 1,457~2,949 MHz) for VSWR<2, and 1,170 MHz(BW: 21 %, 4,970~6,140 MHz) for VSWR<2.5. It covers service bands of DCS1800, DCS1900, UMTS(WCDMA), WiBro, WLAN(IEEE 802.11b), satellite DMB. WLAN(IEEE 802.11a) in Korea and radiation patterns shows constant figure with frequency change.

Key words : Wideband-PIFA, Two-Layer Patches, Modified Ground Structure, Impedance Matching Enhancement

### I. 서 론

지금의 현대 사회는 지속적인 무선 통신의 발전에 힘입어 다양한 서비스를 제공하는 휴대용 개인 이동 통신 기기들을 요구하고 있다. 특히 최근 들어 개인 이동 통신 기기들은 그 크기는 작으면서 소비자가 요구하는 여러 가지 서비스를 만족해야 하고 있다. 그뿐 아니라 다양해지는 무선 통신 서비스들을 위해 기존의 서비스 대역은 바뀌기도 하고 새로운 서비스

들이 신설되는 주파수 재분배가 이루어지고 있다.

여러 가지 서비스 대역을 만족하는 안테나를 설계하는 방법 중 하나는 해당 주파수 대역마다 공진을 유도하는 다중 공진 구조의 설계이다. 이러한 방법은 그 구조가 복잡해져 소형화에도 불리할 뿐더러 각 공진을 담당하는 부분들이 서로 완전히 독립적이지 못해 설계에 어려움이 많다. 이러한 문제점들 때문에 앞에서 언급한 유동적인 서비스 대역의 변경 및 신설에 대한 탄력적인 대처가 어렵다. 하지만 광

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

· 논문 번호 : 20070416-045

· 수정완료일자 : 2007년 8월 14일

대역 공진을 유도하여 여러 가지 서비스들을 하나의 대역 안에 포함하는 설계 방법은 앞에서 지적된 여러 가지의 문제점들을 극복할 수가 있다.

평판형 역 F 안테나(Planar Inverted-F Antenna: PIFA)는 평판 마이크로스트립 안테나의 변형된 구조로 한쪽 면을 단락시켜 물리적 크기를 줄인 형태이다. 또한, 모노폴 안테나를 접어 만든 낮은 높이(low-profile)의 안테나로 볼 수도 있다. 이러한 소형화의 장점을 가진 PIFA는 협소한 대역폭을 가진다는 문제점이 있다. 이러한 협대역의 문제를 해결하기

위해 기생 소자를 추가하는 방법<sup>[1]</sup>, 슬릿을 이용하는 방법<sup>[2]</sup>, 다중 공진을 이용하는 방법<sup>[3]</sup> 등 여러 가지 방법이 알려져 있다. 본 논문에서는 광대역의 PIFA를 설계하기 위해 급전부를 서로 공유하는 이중층의 패치를 이용하여 근접한 이중 공진을 유도하고 슬릿의 형태를 적절히 조절하여 대역폭을 확장하였고, 이때 생기는 입력 임피던스의 정합의 문제점을 적절히 잘려진 접지면을 이용하여 개선하였다.

## II. 안테나 특성

### 2.1 급전부를 공유하는 이중 층 패치

광대역의 대역폭을 얻기 위한 방법 중 하나는 근접한 이중 공진을 유도하여 서로 겹치게 하는 것이다. 본 논문에서는 PIFA의 패치 아래 새로운 패치를 장착하여 이중 공진을 유도하였다. 그림 1에서 볼 수 있는 것처럼 맴돌이형 패치(30×12 mm<sup>2</sup>) 아래에 급전부를 공유하는 가지 모양의 T슬릿을 부설한 패치(길이 30 mm, 폭 12 mm 이하)를 1 mm 간격을 두어 장착한 하여 이중층의 패치를 가지도록 설계하였다. 상판 패치는 단락판을 가지고 있어 PIFA로 동작하며 공진 시작점(*f<sub>lower</sub>*)을 결정하는데, 이는 다음과 같은 전형적인 PIFA의 동작 주파수 산출 공식에 의해 구해질 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$f_{PIFA} = \frac{C_0}{4(L+H)} \tag{1}$$

한편, 단락판을 가지고 있지 않은 하판 패치는 마이크로스트립 패치 안테나로 동작하여 공진 종료점(*f<sub>upper</sub>*)을 결정하는데 이 또한 전형적인 마이크로스트립 패치 안테나의 동작 주파수 산출 공식인 식 (2)와 같이 구해진다<sup>[5]</sup>.

$$f_{MSA} = 0.49 \frac{C_0}{L} \tag{2}$$

이때 *C<sub>0</sub>*는 전파의 진행 속도이며, *L*은 패치의 길이, *H*는 안테나의 높이이다. 이때 패치에 슬릿을 부설하여 설계하면 공식에 의해 얻어진 값보다 저주파에서 얻어지는데, 이는 패치에 슬릿이 부설되면 전기적 길이가 증가하게 되며, 이중 층 패치 구조에 의해 두 패치 간 영향이 유효 전기적 길이를 증가하게 한 것

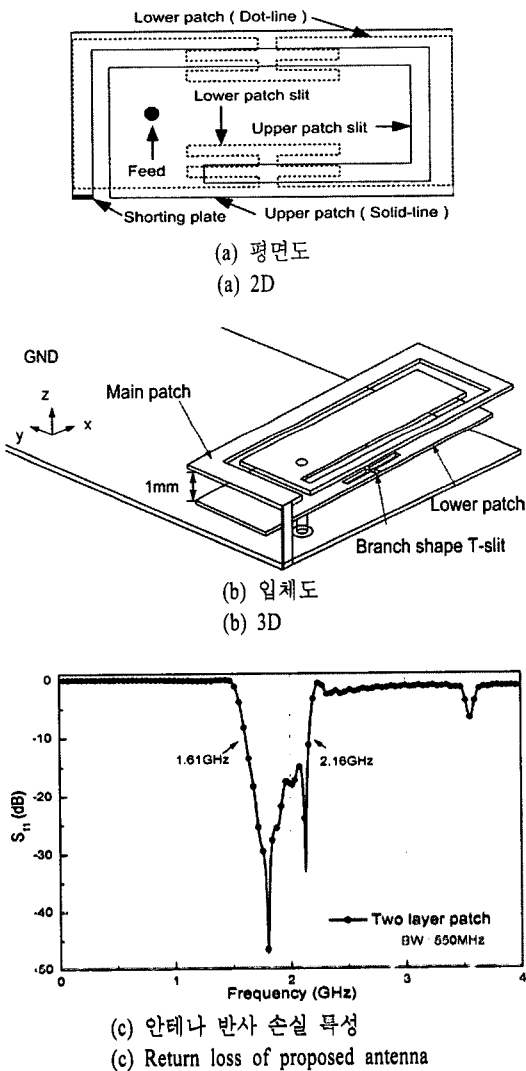
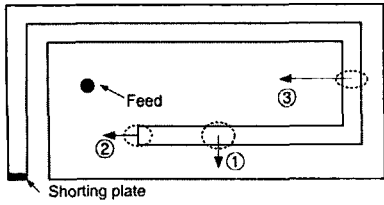


그림 1. 이중 층 PIFA 구조 및 반사 손실 특성  
Fig. 1. Geometry of PIFA with two-layer patches and return loss.

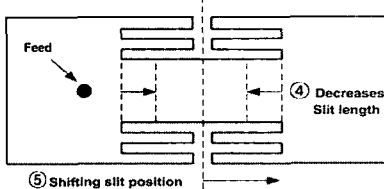
폭 550 MHz를 얻을 수 있었다.

### 2-2 슬릿 변화에 따른 대역폭의 확장

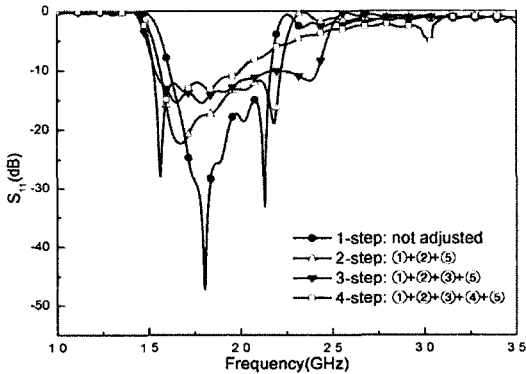
앞 절에서는 이중 층 패치를 부설하였을 경우의 반사 손실 특성을 보았다. 이때 패치들의 슬릿 위치와 길이를 적절히 조절하면 대역폭을 증가시킬 수 있다. 그림 2에서는 상판과 하판 패치의 슬릿 변화에 따른 공진 주파수 변화 경향을 보였으며, 표 1에서는 이를 정리하였다. ①, ② 슬릿의 변화는 공진 시작점( $f_{lower}$ )을 저주파 쪽으로 이동하게 하며, ③, ④, ⑤ 슬릿의 변화는 공진 종료점( $f_{upper}$ )을 고주파 쪽으로 이동하게 하여 대역폭을 확장시킨다. 특히 ③, ④ 슬릿의 변화는 다른 슬릿의 변화에 비해 공진점의 이동 폭이 커서 대역폭 확장에 가장 큰 영향을 주었다. 이를 종합하면 패치의 슬릿을 전기적 길이가 길어지는 형태로 슬릿이 변화하면(①, ② 변화) 공진점은 낮아지는 것이고, 이와 반대로 전기적 길이가 줄어드는 형태로 슬릿을 변화시키면(③~⑤ 변화) 공진점이 높아지는 것을 알 수 있다. 즉, 공진 시작점을 저주파로, 공진 종료점을 고주파로 이동시켜 전체적인 대역폭을 증가시킬 수 있는 것이다. 그러나 이러한 슬릿의 변화들은 VSWR 값을 증가시키고 있다. 이 때문에 특정 점을 지나서는 VSWR 2 이상의 구간이 생겨 결과적으로 대역폭은 한계점 이상으로 증가하지 않는다.



(a) 상판 패치 슬릿의 변화  
(a) Change of upper patch slit



(b) 하판 패치 슬릿의 변화  
(b) Change of lower patch slit



(c) 공진 주파수의 변화  
(c) Variation of resonance frequency

그림 2. 슬릿 변화에 따른 주파수 응답 특성  
Fig. 2. Variation of slit vs. frequency response.

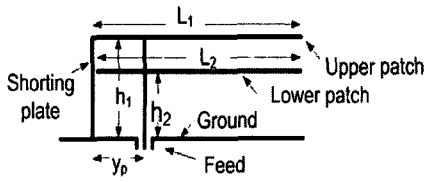
표 1. 파라미터 조절을 통한 대역폭의 개선  
Table 1. Implement of bandwidth by parameter adjustment.

변수	$f_{lower}$	$f_{upper}$	VSWR	Bandwidth
①	낮아짐		증가함	증가함
②	낮아짐		증가함	증가함
③		크게 높아짐	증가함	증가함
④		크게 높아짐	증가함	증가함
⑤		높아짐	증가함	증가함

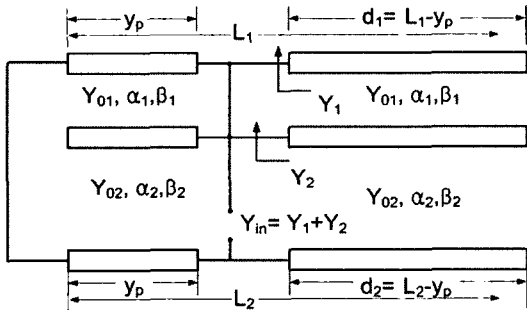
으로 볼 수가 있다. 실험적으로 얻어진 결과, 그림 1의 구조는 상판과 하판 패치에 의한 두 개의 공진이 서로 연결되어 1.61~2.16 GHz(VSWR<2)까지 대역

### 2-3 PIFA 구조의 전송 선로 모델링

슬릿의 길이 및 위치를 조절함은 두 공진 주파수를 이동하게 하였고 그 결과 대역폭이 증가하였으나, 이때 VSWR 값도 증가되어 결과적으로 대역폭의 확장의 한계점을 만들었다. 그러나 임피던스 정합이 개선된다면 대역폭의 한계점도 개선할 수가 있다. 그림 3에서는 본 논문에서 제안하는 이중 층 패치의 PIFA 구조를 전송 선로 모델링으로 단순화 하였다<sup>6)</sup>. 일반적으로 공진기형 안테나는 개방 전송 선로 특성을 가진다고 볼 수 있다. 상판 패치와 하판 패치는 서로 거의 독립적으로 동작되므로 병렬로 연결된 것으로 볼 수 있고, 각각의 전송 선로는 위아래 패치에서 예상되는 특성 임피던스, 감쇄 및 전파상수, 슬릿에 의한 유효 전기적 길이를 가지게 된다. 여기서 급



(a) 이중 층 패치를 갖는 PIFA 구조  
(a) Geometry of PIFA with two layer patches



(b) 전송 선로 모델  
(b) Transmission-line model

그림 3. 이중 층 PIFA 구조의 전송 선로 모델링  
Fig. 3. Transmission line modeling of two-layer PIFA.

전점의 위치를 조절하게 되면 급전 점에서 보이는 입력 임피던스는 변화하게 된다. 실제로 PIFA와 마이크로스트립 패치 안테나는 50 Ω 특성 임피던스 급전 시 급전 위치를 조절하는 작업으로 입력 임피던스 정합을 하게 된다. 하지만 패치에 복잡한 슬릿이 부설되게 되면 슬릿에 의해 급전 점의 위치 변경 가능 공간이 제한되는 문제점이 생긴다.

#### 2.4 접지면 부분 제거를 통한 임피던스 매칭 개선

안테나의 입력 임피던스는 식 (3)과 같이 될 때 급전부의 50Ω 급전 케이블과 매칭이 된다.

$$Z_{in} = 50 [\Omega], (R_{in} = 50, X_{in} = 0 [\Omega]) \quad (3)$$

그림 4는 2.2절에서 상판 및 하판의 슬릿 조절로 양쪽 공진점을 이동시켜 공진 구간을 확장시킨 안테나(4-STEP)의 입력 임피던스를 보여주고 있다. 그림 4에서 볼 수 있는 것처럼 급전 구조의 변경을 통해 최대 임피던스 정합을 하여도 대역폭 내에서  $R_{in}$ 의 값이 50Ω에 미치지 못하며, 2.7 GHz 근방에서는

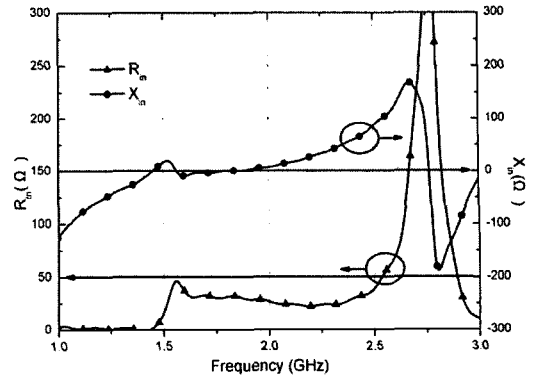


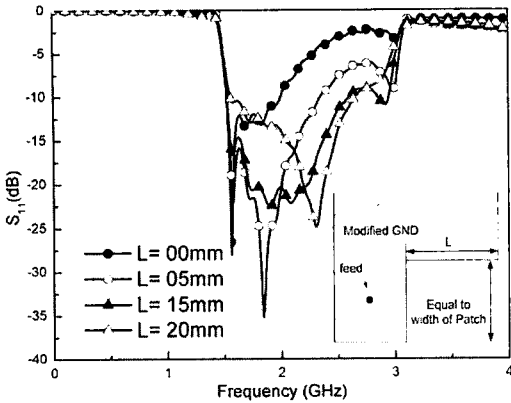
그림 4. 확장된 공진 구간을 갖는 PIFA의 입력 임피던스

Fig. 4. Input impedance of expanded BW structure.

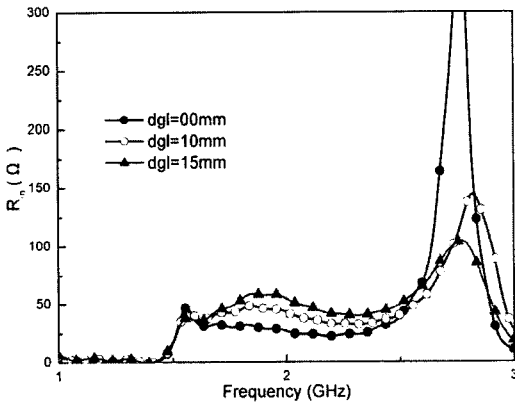
$R_{in}$  및  $X_{in}$ 이 급격하게 변화함을 알 수 있다. 이는 전체 길이가 한 파장인 다이폴 안테나의 입력 단자에서 전류의 감소에 따른 입력 저항의 증가로 설명할 수 있다. 한편, 입력 리액턴스는 식 (4)와 같이 나타나는 길이에 변화에 따른 개방 전송 선로의 리액턴스 특성과 같은 현상으로 설명이 가능하다.

$$Z_{in} = -jZ_0 \tan \beta l \quad (4)$$

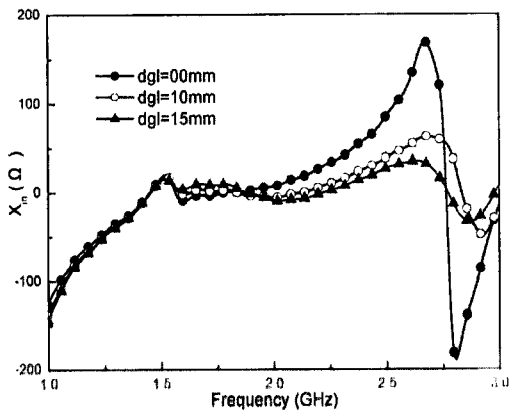
즉, 이러한 급격한 임피던스 특성의 변화 때문에 넓은 대역에서의 임피던스 정합은 더욱 어렵게 된다. 앞 절에서는 패치에 복잡한 슬릿이 부설될 시 기존의 임피던스 정합 방법인 급전부의 위치 변화로는 정합에 한계가 있음을 밝힌 바 있다. 이러한 임피던스 정합의 한계점 및 광대역에서의 임피던스 정합을 위해 본 논문에서는 접지면을 적절히 제거하여 임피던스 정합을 시도하였다. 한편, PIFA 구조의 접지면 변화는 동작 주파수에 대해 최적의 길이가 존재하며 [7], 접지면의 형태 변화로 주파수 응답 특성을 변화 [8]하게 한다는 여러 가지 사례들이 소개된 바 있다. 하지만 PIFA는 소형의 내장형 안테나로 설계되는 구조이므로 접지면은 후에 PCB(Printed Circuit Board)로 사용돼 회로부가 장착되므로 형태의 변화가 제한된다. 한편, PIFA의 경우, 패치와 접지면 사이에는 강한 전자계가 형성되므로 패치 아랫부분은 되도록 소자들의 장착을 피하고 있다. 이러한 조건들을 고려하여 본 논문에서는 패치 아래의 부분의 접지면을 부분 제거해 설계하였다. 그림 5에서는 이



(a) 접지면을 부분 제거함에 따른 반사 손실 변화  
(a) Return loss vs. modified ground structure



(b) 접지면을 부분 제거함에 따른 입력 저항의 변화  
(b)  $R_{in}$  vs. modified ground structure



(c) 접지면을 부분 제거함에 따른 입력 리액턴스 변화  
(c)  $X_{in}$  vs. modified ground structure

그림 5. 접지면을 부분 제거에 따른 주파수 응답 특성 변화

Fig. 5. Frequency response vs. modified ground structure.

를 적용한 결과를 보여준다. 그림 5(a)에서는 접지면이 제거되면서 VSWR 값이 작아져 대역폭이 넓어짐을 알 수 있다. 그림 5(b), (c)에서는 접지면이 제거됨에 따라 공진 구역 내에서  $R_{in}$ 이 50 Ω에 근접하게 되었고, 2.7 GHz 근방에서는 급격히 변화하던  $R_{in}$  및  $X_{in}$ 이 각각 50 Ω과  $j0$  Ω에 근접하게 되었다. 접지면의 제거는 다이폴 안테나의 급전 점의 위치 변화로 볼 수 있다. 중앙 급전시 한 파장 길이인 다이폴의 경우 입력 단자에서의 전류가 0에 가깝지만 급전 위치가 바뀌게 되면 입력 단자에서의 전류 값이 증가하게 되어 결과적으로 입력 저항의 감소를 야기시킨다. 또한, 개방 전송 선로에서 진행되는 위아래 두 도체 간 불평형적인 전류의 흐름은 리액턴스 특성의 변화를 가져오게 된다. 이러한 결과는 입력 단자에서 임피던스의 정합을 유도한다. 하지만 위에서 언급한 불평형적인 전류 흐름은 원치 않는 편파의 변화를 가져오는 문제점이 생기는데, 휴대용 기기에 장착되는 안테나의 편파는 심각히 고려해야 할 설계 대상은 아니다. 이로써 접지면 제거를 통하여 급전부 위치 조절에 의한 정합의 한계점을 극복하였으며, 광대역에 걸쳐 임피던스의 정합이 가능하였다.

### III. 안테나의 제작 및 측정

지금까지의 제안된 안테나의 구조의 변화를 분석하였다. 이를 종합하여 최적화된 수치를 얻기 위해 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션의 정확성과 타당성을 검증하기 위해 서로 다른 해석법을 기반으로 하는 시뮬레이터를 비교 검증(cross checking)하였다. 사용된 시뮬레이터는 FIM(Finite Integration Method) 기반의 CST사 MWS(Microwave-Studio)와 FEM(Finite Elements Method)를 기반으로 하는 Ansoft사의 HFSS(High Frequency Structure Simulator)이다. 그림 6은 실험적으로 최적화된 구조와 그 수치를 보여주고 있다. 또한, 제안된 수치로 안테나를 제작해 Agilent사의 E5071B 네트워크 분석기를 사용하여 측정하였다. 그림 8에서는 MWS와 HFSS, 그리고 측정된 결과를 서로 비교하였다. 제작된 안테나는 저주파 대역은 VSWR < 2 기준 1,457 ~ 2,949 MHz 대역폭 1,492 MHz(67.7%)의 특성이 고주파 대역은 VSWR < 2.5 기준 4,970 ~ 6,140 MHz, 대역폭 1,170 MHz(21

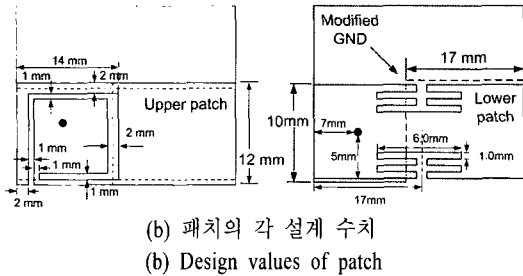
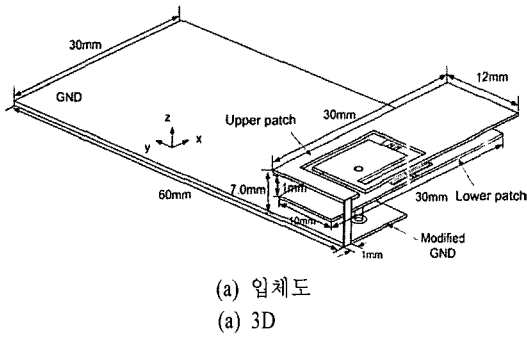


그림 6. 제안된 안테나 구조  
Fig. 6. Geometry of proposed antenna.

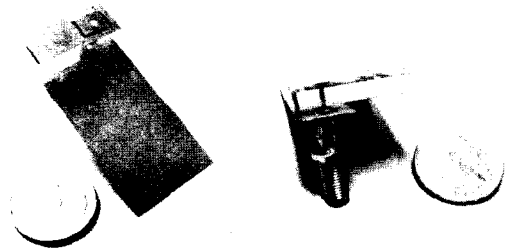
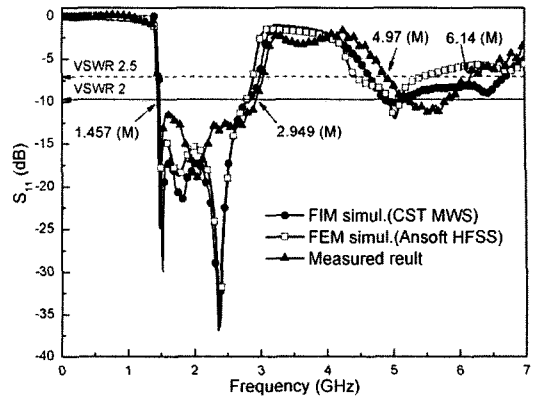
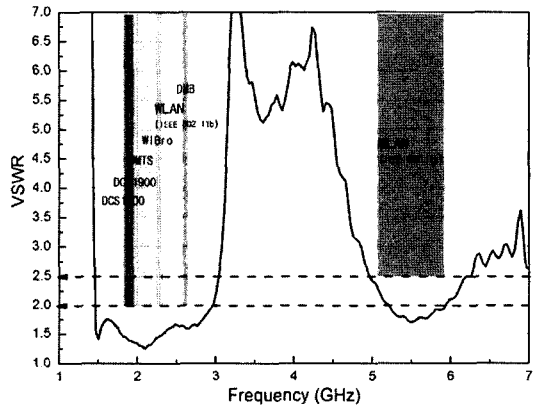


그림 7. 실제 제작된 안테나  
Fig. 7. Fabricated antenna.

%)의 특성을 얻었다. 고주파 대역(4,970~6,140 MHz)은 저주파 대역의 고차 모드로 생성되므로 파라미터의 적절한 튜닝으로 조절할 수 있었다. 이러한 측정된 결과는 DCS1800(1,710~1,880 MHz), DCS1900(1,850~1,990 MHz), UMTS(WCDMA)(1,885~2,200 MHz), WiBro(2,300~2,381 MHz), WLAN(IEEE 802.11b)(2,400~2,483 MHz), satellite DMB(2,605~2,655 MHz) WLAN(IEEE 802.11a)(5,150~5,825 MHz) 총 7개의 무선 통신 서비스 대역을 동시에 만족한다. 시뮬레이션 결과 HFSS, MWS 서로 거의 유사한 결과를 보였으며, 측정 결과 역시 시뮬레이션 결과들과 유사하였다. 그림 9는 측정된 안테나 방사 패턴을 보여



(a) 측정된 반사 손실 특성  
(a) Measured return loss



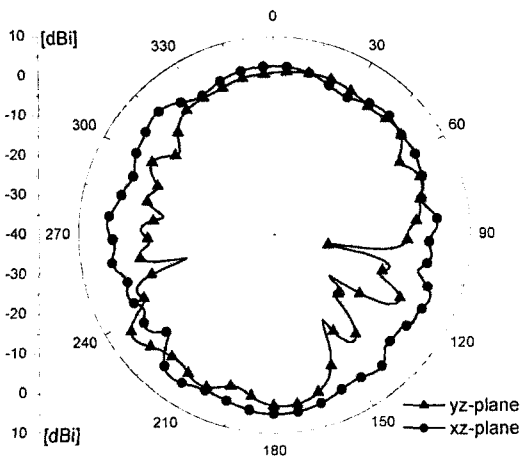
(b) 측정된 VSWR 특성  
(b) Measured VSWR

그림 8. 제작된 안테나의 측정 결과  
Fig. 8. Measured results of fabricated antenna.

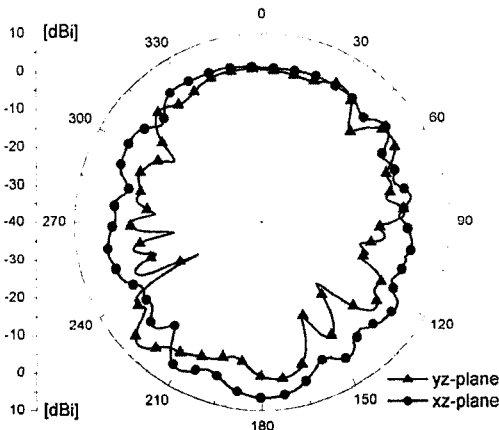
주고 있다. 각각의 대역 내에서 서로 비슷한 패턴을 보이고 있으며, 전 방향에서 신호의 송수신이 가능한 전방향성의 특성을 보였다. 이득 또한 기존의 상용 PIFA에 비해 높은 값을 얻었다.

#### IV. 결 론

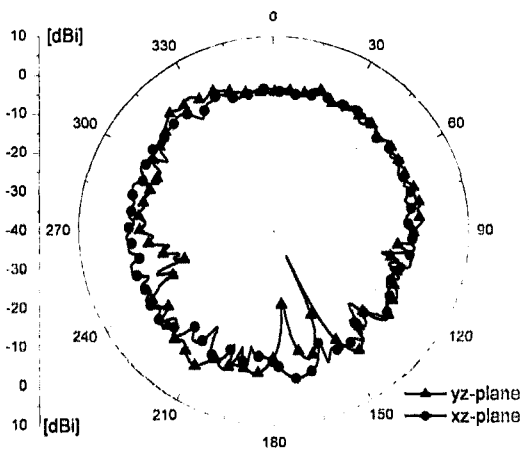
본 논문에서는 일반적으로 협대역 특성을 가지는 PIFA에 급전부를 공유하는 이중층의 패치에 슬릿을 부설하여 장착하고 적절히 절지면을 제거하여 대역폭 67.7 %, 21 %를 가지는 광대역 PIFA를 설계하였다. 이는 동시에 7개의 무선 통신 서비스가 가능해 휴대용 기기의 통합된 안테나로 적용할 수가 있다. 측정된 안테나 방사 패턴은 전 방향에서 신호 송



(a) 1.8 GHz



(b) 2.2 GHz



(c) 5.5 GHz

그림 9. 측정된 방사 패턴

Fig. 9. Measured radiation patterns.

수신이 가능한 전 방향성의 특성을 얻었다. 특히 제안하는 구조는 여러 가지 서비스 대역을 포함하기 위해 광대역 공진으로 유도한 구조이어서 신설 서비스 대역 포함과 기존 서비스 대역의 이동에 탄력적인 대처가 가능한 장점을 가지고 있다. 지금까지 언급한 장점들 때문에 기존의 안테나들보다 개인용 휴대 무선기기에 유리하게 적용할 수 있다고 본다.

### 참고 문헌

- [1] M. K. Kärkkäinen, "Meandered multiband PIFA with coplanar parasitic patches", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, Oct. 2005.
- [2] G. Tiago, P. Custódin, "Compact triple-band double U-slotted planar inverted-F antenna", *Personal Indoor and Mobile Radio Communication 15th*, vol. 1, pp. 417-421, Sep. 2004.
- [3] Y. X. Guo, H. S. Tan, "New compact six-band internal antenna", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 3, pp. 295-297, 2004.
- [4] Z. D. Liu, P. S. Hall, and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted-F antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 10, pp. 1451-1458, Oct. 1997.
- [5] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, 1998.
- [6] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.
- [7] A. T. Arkko, "Effect of ground plane size on the free-space performance of a mobile handset PIFA antenna", *Antennas and Propagation(ICAP 2003). Twelfth International Conference on (Conf. Publ. No. 491)*, vol. 1, pp. 316-319, Mar.-Apr. 2003.
- [8] M. C. Huynh, W. L. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-F antenna performance", *IEEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, Issue 4, Aug. 2003.

이 광 재



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

강 연 덕



1993년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)  
1996년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학석사)  
2000년 8월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학박사)  
2000년 9월~2004년 6월: LG 이노텍(주) 전문화그룹 선임연구원  
2004년 7월~2007년 3월: 넥스원퓨처(주) 전문화그룹 책임연구원  
2007년 4월~현재: LIG 넥스원(주) 초고주파연구센터 책임연구원  
[주 관심분야] 레이더 시스템, 초고주파 소자, 전자파 해석 등

이 용 희



1991년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)  
2001년 2월: 한국항공산업대학원 정보통신공학과 (공학석사)  
2001년 3월~현재: 한국항공대학교 박사과정  
1991년 6월~현재: (주)에이스안테나 BA연구팀장

[주 관심분야] 이동통신 기지국 안테나, 레이더

이택경



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 정보통신공학과 교수  
[주 관심분야] 마이크로파, 안테나, 전자파 해석, 레이더