

# 전방향성 복사 패턴을 갖는 소형 평면 패치 안테나

## A Compact Folded Patch Antenna for Omni-Directional Radiation Patterns

서영훈 · 김태영 · 김명기 · 박익모 · 서용교\* · 송기무\*

Young Hoon Suh · Tae-Young Kim · Myoung Ki Kim · Ikmo Park ·  
Yong Gyo Seo\* · Ci Moo Song\*

### 요 약

본 논문에서는 광대역 특성을 갖는 소형 평면 패치 안테나를 설계하였다. 제안된 안테나는 기존의 모노폴 안테나와 동일한 복사 특성을 가지나 평면형으로 구현되었기 때문에 모노폴 안테나보다 작은 크기이며 넓은 대역폭을 갖는다. 제안된 안테나의 설계 변수들을 변화시켜 안테나의 공진 주파수와 대역폭을 조사하여 최적화를 이루었다. 또한, 제안된 안테나의 금전부에 정합 회로를 구현하여 중심 주파수 6.05 GHz에서 1.17 GHz(19.3 %)의 대역폭을 얻었다.

### Abstract

The design of a compact folded patch antenna with moderately broad bandwidth is presented in this paper. The proposed antenna has radiation characteristics that are similar to the conventional monopole antenna. However, since this antenna is designed in a planar form, it has smaller size than that of a conventional monopole antenna. We have investigated the resonance frequency and bandwidth characteristics of the proposed antenna by changing the antenna design parameters. The proposed planar form of a monopole antenna in this paper has 1.17 GHz bandwidth with a matching circuit at the center frequency of 6.05 GHz.

### I. 서 론

현대 사회가 급속도로 정보화됨에 따라 무선 통신을 통한 정보 교환이 큰 부분을 차지하게 되었다. 무선 통신은 유선 통신의 단점인 시간과 공간의 제약을 없앰으로써 보다 신속한 정보 교환을 할 수 있다. 이러한 무선 통신의 유용성과 편리성 때문에 무선 통신 이용자가 급증하면서 무선 통신에 사용되는 무선 단말기의 제조 기술 또한 매우 빠르게 발전하고 있다. 특히 일반 사용자들이 무선 단말기의 휴대가 용이하도록 소형화된 무선 단말기의 개발에

많은 노력이 기울여지고 있다. 이와 함께, 무선 단말기 부품 중 비교적 큰 부피를 차지하고 있는 안테나 역시 소형화를 위한 연구가 진행되고 있다. 현재 무선 통신 단말기에는 외장형 안테나인 모노폴 안테나(monopole antenna)와 헬리컬 안테나(helical antenna)를 일반적으로 사용하고 있다<sup>[1]</sup>. 이를 외장형 안테나들은 대역폭이 비교적 넓다는 장점은 있지만 무선 단말기의 크기를 줄이는데 문제점을 가지고 있기 때문에 최근 내장형 안테나로 칩 안테나에 대한 관심이 커지고 있다<sup>[2]</sup>. 그러나, 칩 안테나는 안테나의 크기를 줄이기 위해 높은 유전 상수를 갖

「본 내용은 과학기술부 21세기 프론티어개발사업 중 “지능형마이크로시스템개발사업단”의 연구비 지원을 받아 수행한 결과임.」  
아주대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Ajou University)

\* 삼성종합기술원(Samsung Advanced Institute of Technology)  
· 논문 번호 : 20010804-105  
· 수정완료일자 : 2001년 10월 29일

는 유전체를 사용하므로, 유전체 손실에 의해 안테나의 이득과 효율을 크게 떨어뜨리는 단점이 있다. 내장형 안테나로 관심을 끄는 또 다른 안테나로는 평면형 역 F 안테나 (PIFA; planar inverted-F antenna)와 단락 마이크로스트립 안테나가 있다. 이 안테나들은 제작비용이 낮고 입력단 설계가 간편한 점 등<sup>[3]</sup>의 장점은 있지만 대역폭이 좁은 단점을 가지고 있다<sup>[4]</sup>. 이 외에도 내장형 안테나로 사용하기 위해 평면형 구조의 안테나들이 연구되고 있다. Delaveaud가 제안한 평면형 안테나<sup>[5]</sup>는 모노폴과 유사한 복사 특성을 보이지만, 안테나 크기와 대역폭에 문제점을 가지고 있다. Faraone가 제안한 평면형 안테나<sup>[6]</sup>는 전방향성 복사 특성과 안테나 크기가 작은 장점은 있지만 대역폭이 좁은 단점이 있다.

본 논문에서는 대역폭이 좁은 내장형 안테나의 단점을 개선하기 위해 소형 평면 패치 안테나의 구조를 제안하고 연구하였다. 본 논문에서 제안한 안테나의 복사 특성은 기존의 외장형 모노폴 안테나의 복사 특성과 유사하다. 그러나 제안된 안테나는 평면형으로 설계되었기 때문에 기존의 외장형 모노폴 안테나에 비해 작은 크기를 가지며, 기존에 평면형 안테나에 비해 넓은 대역폭을 갖는다는 장점이 있다. 본 논문에서 제안한 안테나 구조를 해석하는데 있어서, full wave 해석법인 MoM (method of moments) 방법을 이용한 상용 simulation tool인 Ensemble을 사용하였다. 안테나의 설계 변수들을 각각 변화시켜 안테나의 공진 주파수와 대역폭을 조사하였으며, 이 결과를 토대로 제안된 안테나의 최적화를 위한 초기 설계식을 유도하였다. 제안된 구조의 안테나를 최적화 하여 중심 주파수 5.8 GHz에서 VSWR < 2를 기준으로 13.6 %의 대역폭을 얻었다. 최적화된 안테나 크기는 중심 주파수 5.8 GHz에서 5.5 mm × 4 mm × 5.6 mm이다. 또한, 제안된 안테나의 급전선로에 정합 회로를 사용하여 VSWR < 2를 기준으로 19.3 %의 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 이는 동일한 안테나 크기에서 1.4배 이상의 대역폭을 확장시킨 것이다.

## II. 안테나 구조와 동작 원리

일반적인 소형 안테나는 전기적 길이(electrical

wavelength)에 비해 크기가 작은 안테나로 안테나 자체의 높은 Q값으로 좁은 대역폭을 갖는 단점이 있다<sup>[7]</sup>. 따라서 전기적으로 소형인 안테나를 설계하는데 있어서 낮은 Q를 갖도록 설계하는 것이 최우선으로 고려되어야 한다. Mclean이 연구한 바에 의하면<sup>[8]</sup> 최소 Q값은 안테나를 포함하는 가상 구의 최소 부피와 관계 있다고 보고되었다.

그림 1은 이와 같은 이론을 바탕으로 안테나를 포함하는 가상의 구에 최대 전기적 길이를 갖도록 설계한 안테나의 구조도이다. 제안된 안테나 복사 소자는 두 개의 패치로 구성되어 있으며 두 개의 패치는 동일한 크기이며 상판 패치 (upper patch)와 하판 패치 (lower patch)는 3개의 비아에 의해 전기적으로 연결되어 있다. 이 때, 비아의 지름은 0.5 mm이다. 하판 패치와 접지면을 단락 펀으로 연결하여  $\lambda/4$ 보다 짧은 파장에서 안테나가 공진하도록 하여 안테나의 크기를 줄였다. 여기서 안테나의 입력 임피던스와 공진 주파수에 큰 영향을 미치는 단락 펀 사

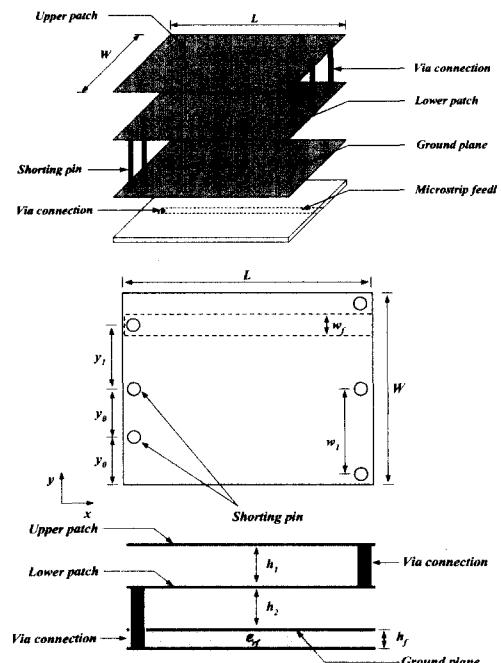


그림 1. 소형 평면 패치 안테나의 구조도와 설계 변수

Fig. 1. The geometry and design parameters of a compact folded patch antenna.

표 1. 제안된 안테나의 기본 설계 변수

Table 1. The basic design parameters of the proposed antenna.

Basic design parameters							
$L$	$W$	$h_1$	$h_2$	$\epsilon_f$	$h_f$	$w_f$	비아 지름
5.5 mm	4 mm	3 mm	2 mm	6.15	0.635 mm	0.94 mm	0.5 mm

이의 간격을  $y_0$ 로 정의하였다 (하판 패치 가장 자리와 가장 가까운 단락 편 사이의 간격 또한  $y_0$ 로 정의하였다). 제안된 안테나의 급전 방식은 비아를 통해 급전선로와 안테나의 하판 패치를 연결하였다. 이와 같은 급전 방식은 복사 소자와 급전부를 접지면으로 격리시켜 급전부에서 발생할 수 있는 불필요한 복사를 최소화하고 급전부에 대역폭 확장을 위한 정합 회로를 자유로이 구성할 수 있다는 장점이 있다. 마이크로스트립 급전 선로와 하판 패치 사이의 비아 연결은 접지면에 작은 훌을 통해 이루어진다. 여기서, 마이크로스트립 급전선로와 하판 패치를 연결시키는 비아와 단락 편 사이의 간격을  $y_1$ 으로 정의하였다. 그 외에 제안된 안테나의 기본적인 설계 변수는 표 1에 정리되어 있다.

일반적으로 안테나에 흐르는 전류 분포를 통해 안테나의 복사 패턴을 예상할 수 있다. 제안된 안테나는 상판 패치와 하판 패치의 길이가 같고 두 패치 간의 수직 거리가 매우 가까우며, 각 패치에 흐르는 전류의 위상이  $180^\circ$  차가 나기 때문에 두 패치에 흐르는 전류가 서로 상쇄되어 제안된 안테나의 복사 패턴이 모노폴 안테나의 복사 패턴과 유사할 것임을 예측할 수 있다.

### III. 설계 변수에 따른 안테나 특성 변화

제안된 안테나에서 공진 주파수와 안테나의 정합 특성에 가장 큰 영향을 주는 설계 변수는  $y_0$ 와  $y_1$ 이다. 그림 2에서  $y_1$ 을 1.5 mm로 고정시킨 후,  $y_0$ 을 변화시켰을 때 안테나의 공진 주파수 변화를 살펴보았다. 이 때 모든 경우에서 단락 편의 수는 2개이다. 각  $y_0$ 에 따라 정합되는  $y_1$ 이 다르기 때문에 정합 특성은 각 경우에 따라 다르지만,  $y_0$ 가 커질수록 공진 주파수가 높아지는 것을 확인할 수 있다. 이는 단락 편의 위치가 하판 패치에 흐르는 전류 경로에 영향을 주기 때문에 즉, 전기적 길이가 변하기 때문에

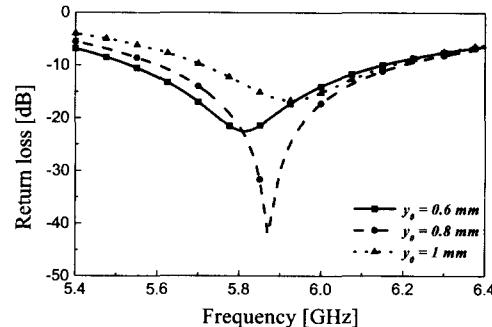
그림 2.  $y_0$  변화에 따른 안테나 반사 손실 변화

Fig. 2. Return loss of the antenna with respect to  $y_0$ .

안테나 전체의 공진 주파수에 변화를 준다.

그림 3은  $y_0$ 를 0.6 mm로 고정시키고  $y_1$ 을 0.4 mm씩 증가시켰을 때, Smith chart상에서의 안테나 정합 특성을 나타내었다. 이 때 Smith chart상의 주파수 체적은 4 GHz부터 8 GHz까지이다. 그림을 통해 알 수 있듯이,  $y_1$ 이 커질수록 Smith chart의 정합점에 근접하는 것을 알 수 있다. 또한,  $y_1$ 이 커짐에 따라 주

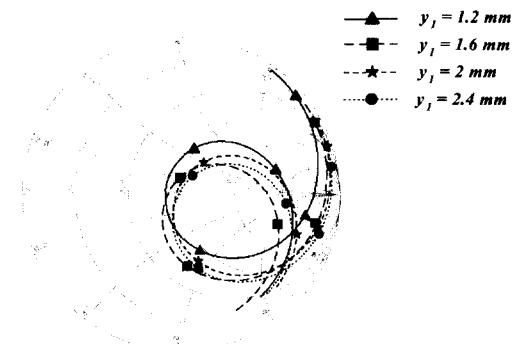
그림 3.  $y_1$  변화에 따른 Smith chart 상에서의 안테나 특성 변화

Fig. 3. Characteristic of the antenna on a Smith chart with respect to  $y_1$ .

파수 궤적이 Smith chart상에서 아래 부분으로 내려감을 알 수 있다. 이와 같은 사실은 급전선과 하판 패치를 연결하는 비아와 단락 핀(비아와 가장 근접한 단락 핀)을 2선식 전송 선로로 간주하면 다음 식 (1)과 (2)로 설명할 수 있다. 2선식 전송 선로에서 인덕턴스와 캐패시턴스는 식 (1)과 (2)로 주어진다 [9].

$$L = \frac{\mu h}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right) \quad (1)$$

$$C = \frac{\pi \epsilon h}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad (2)$$

식 (1)과 (2)에서  $d$ 는 단락 핀 사이와 비아 사이의 거리이고,  $a$ 는 단락 핀과 비아의 반지름이며,  $h$ 는 단락 핀의 길이이다. 단락 핀과 비아의 저항과 유전체의 컨덕턴스는 인덕턴스와 캐패시턴스에 비해 매우 작기 때문에 무시하였다. 인덕턴스와 캐패시턴스에 의하여 단락 핀과 비아의 리액턴스가 결정되며, 만약 이 값이 인덕티브한 값을 가지게 되면 공진 주파수는 낮아지고, 캐패시티브한 값을 가지게 되면 공진 주파수는 높아지게 된다<sup>[10]</sup>. 식 (1)과 (2)에서 주어진  $a$ 에 대해  $d$ 가 작아지면 인덕턴스는 작아지고 캐패시턴스는 커진다. 따라서,  $y_1$ 이 커짐에 따라  $d$ 가 커지는 결과를 초래하여 Smith chart상의 주파수 궤적이 인덕티브한 값에서 캐패시티브한 값으로 움직이는 것을 알 수 있다.

그림 4에서는 단락 핀의 수에 따라 안테나를 최적화 시켰을 때의 반사 손실 특성을 나타냈다. 모든 경우 단락 핀의 지름은 0.5 mm이고, 최적화된 결과는 각 경우에 따라  $y_0$ 와  $y_1$ 값을 조절하여 최대 대역폭을 얻도록 하였다. 그림 4를 통해 알 수 있듯이, 단락 핀의 수가 증가할수록 공진 주파수가 높아진다. 이와 같은 결과도 식 (1)과 (2)를 통해 설명할 수

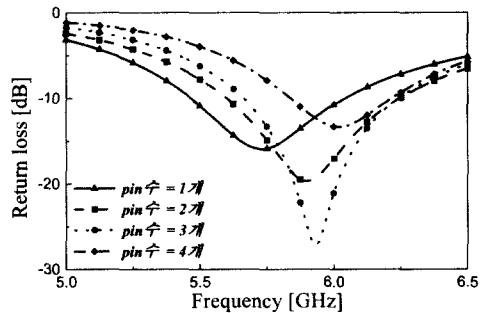


그림 4. 단락 핀 수에 따른 안테나 특성 변화

Fig. 4. The return loss of antenna with respect to the number of shorting pins.

있다. 식 (1)과 (2)에서 주어진  $a$ 에 대해  $d$ 가 작아지면 인덕턴스는 작아지고 캐패시턴스는 커진다. 일반적으로 단락 핀의 수가 늘어나면 인덕턴스에 비해 캐패시턴스가 증가하는 비율이 커지고, 전체 단락 핀의 리액턴스는 캐패시티브한 값을 가지게 되어 공진 주파수는 높아지게 되며, 안테나의  $Q$ 값은 작아져 대역폭이 증가하게 된다<sup>[11]</sup>. 그러나 표 2에 정리하였듯이, 단락 핀의 수가 3개 이상이 되면 오히려 대역폭이 줄어드는데 이는 안테나의 폭이 단락 핀의 지름과 비교해 그리 크지 않기 때문에  $y_1$ 의 자유도가 좁아져서 안테나의 정합이 잘 안되기 때문이다.

그림 5는 단락 핀의 지름에 따라 안테나를 최적화 시켰을 때의 반사 손실 특성을 나타낸 것이다. 모든 경우 단락 핀의 수는 2개이며, 단락 핀의 지름은 각각 0.2 mm, 0.3 mm, 0.5 mm이다. 이 경우에도 각각의 경우에 따라  $y_0$ 와  $y_1$ 을 변화시켜 최대 대역폭을 얻도록 최적화 하였다. 그림 5를 통해 알 수 있듯이, 단락 핀의 지름에 따라 공진 주파수와 정합 정도의 차이가 나타난다. 즉, 단락 핀의 지름이 증가

표 2. 단락 핀 수에 따른 공진 주파수와 대역폭 변화

Table 2. The resonance frequency and bandwidth of the antenna with respect to the number of shorting pins.

단락 핀 수	$y_0$ (mm)	$y_1$ (mm)	$f_r$ (GHz)	Bandwidth	% bandwidth
1	1.5	1.5	5.73	625 MHz	10.86 %
2	0.5	1.7	5.9	695 MHz	11.73 %
3	0.5	1.5	5.93	620 MHz	10.41 %
4	0.5	1.5	6.015	425 MHz	7.05 %

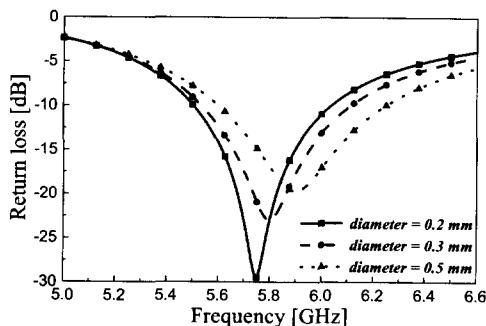


그림 5. 단락 핀 지름에 따른 안테나 특성 변화  
Fig. 5. The return loss of antenna with respect to the diameter of shorting pin.

할수록 안테나의 공진 주파수와 대역폭이 증가한다. 이는 단락핀 수의 증가에 따른 공진 주파수와  $Q$ 값의 변화 현상과 마찬가지로 단락핀의 지름이 증가하면 인덕턴스는 작아지고 캐패시턴스는 커지기 때문이다. 그림 5의 결과를 표 3에 정리하였다.

이와 같은 결과를 토대로 제안된 안테나를 설계하고자 할 때, 초기 설계를 쉽게 할 수 있는 방법을 얻을 수 있다. 그 방법은 식 (3)과 (4)를 통해 설명된다.

$$2N y_0 \leq W \quad (3)$$

$$(N-1) y_0 + y_1 + D = \alpha, \quad 2 \leq \alpha \leq 3.5 \quad (4)$$

식 (3)과 (4)에서,  $N$ 은 단락 핀의 수이고  $y_0$ 는 단락 핀 사이의 간격,  $y_1$ 은 급전선과 하판 패치를 연결하는 비아와 단락 핀 사이의 간격,  $D$ 는 단락 핀의 지름이며,  $\alpha$ 는 보정 상수로  $D$ 의 영향을 받는다. 제안된 안테나를 초기 설계할 때, 식 (3)을 통해 단락 핀의 수와 단락 핀의 위치를 결정할 수 있다. 그리고 식 (4)를 통해 급전 위치 (급전선과 하판 패치를 연결하는 비아의 위치)를 대략적으로 결정할 수 있다. 위 식을 가지고 초기 설계한 후, 약간의 튜닝

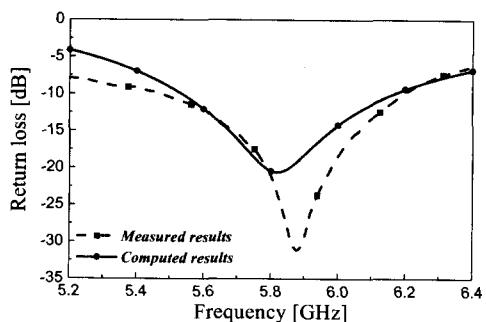


그림 6. 중심 주파수 5.8 GHz로 설계된 안테나의 반사 손실 계산값과 측정값  
Fig. 6. The computed and measured return loss of the optimized antenna at the center frequency of 5.8 GHz.

(tuning)을 통해 안테나를 최적화할 수 있다.

그림 6은 중심 주파수 5.8 GHz에서 최적화된 안테나의 반사 손실의 계산 값과 측정값을 비교한 그래프이다. 설계 변수는 다음과 같다. 단락 핀의 수는 2개, 단락 핀의 지름은 0.5 mm,  $y_0 = 0.6$  mm,  $y_1 = 1.4$  mm이다. 제작된 안테나의 접지면 크기는 90 mm × 90 mm이다. 약간의 주파수 천이는 있지만, 계산 값과 측정 값이 유사함을 보인다. 제작된 안테나는 VSWR < 2를 기준으로 13.6 %의 대역폭을 갖는다.

마이크로스트립 안테나의 대역폭을 확장시키는 방법 중에서 임피던스 정합 회로에 의한 방법은 Griffin<sup>[12]</sup>, Pues<sup>[13]</sup> 등에 의해 연구되었다. 임피던스 정합 회로에 의한 대역폭 확장 방법은 안테나를 직렬 공진이나 병렬 공진 회로를 등가화 한 부하 임피던스를 전송선로에 정합시켜 주는 여파기를 설계하는 것과 같다. 일반적으로, 정해진 대역폭에 대해 임의의 복소수 부하를 완전 정합시킬 수 있는 무손실

표 3. 단락 핀 지름에 따른 안테나 특성 변화

Table 3. The resonance frequency and bandwidth of the antenna with respect to the diameter of shorting pin.

단락 핀의 지름	$y_0$ (mm)	$y_1$ (mm)	$f_r$ (GHz)	Bandwidth	% bandwidth
0.2 mm	0.5	2.5	5.75	575 MHz	9.96 %
0.3 mm	0.5	2	5.8	620 MHz	10.64 %
0.5 mm	0.5	1.7	5.9	695 MHz	11.73 %

회로망을 구성하는 것은 불가능하기 때문에, 통과 대역에서의 최대 허용 정재파비를 정해 주어서 동작 주파수 내에서 일정한 정합이 이루어지도록 하는 정합 회로를 설계할 수 있다. 본 논문에 제안한 안테나의 대역폭을 확장시키기 위한 정합 회로를 구현하는데 개방 스터브를 이용하였다. 안테나의 대역폭 확장을 위해 정합 회로를 구현하려면 우선 안테나를 부정합 (mismatch)시켜야 한다. 그래서 급전선 종단에 정사각형으로 된 부정합 단을 만들어 줌으로써 안테나를 부정합시켰다.

그림 7에서는 제안된 안테나에 정합 회로를 구현하여 최적화 시킨 안테나의 반사 손실 계산 값과 측정값을 비교하였다. 설계 변수는 단락 펀의 수가 2 개, 단락 펀의 지름은 0.5 mm,  $y_0 = 0.6$  mm,  $y_1 = 1.4$  mm이며, 정사각형 부정합 단의 길이는 2.5 mm, 마이크로스트립 급전선과 하판 패치를 연결하는 비아의 정중앙에서 개방 스터브까지의 거리는 4.79 mm이며, 개방 스터브의 길이는 3.5 mm이다. 그림 7을 통해 이중 공진에 의해 두 곳에서 정합점이 생기면서 대역폭이 확장되어진 것을 확인할 수 있다. 제작된 안테나는  $VSWR < 2$ 를 기준으로 19.3 %의 대역폭을 갖는다. 이는 정합 회로가 없는 안테나와 동일한 크기에서 대역폭을 약 1.4배로 확장시킨 것이다.

그림 8은 정합 회로를 사용하지 않은 안테나의 중심 주파수인 5.8 GHz에서의 계산된 동일 편파 복사 패턴과 측정한 동일 편파 복사 패턴을 비교한 그

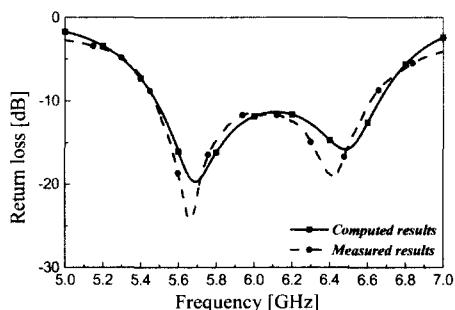
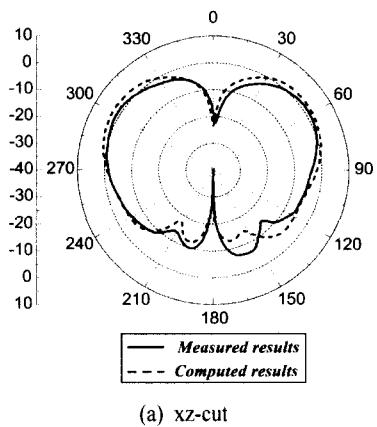


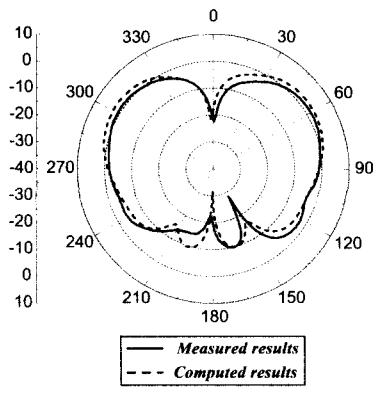
그림 7. 정합 회로를 구현한 안테나의 반사 손실 계산값과 측정값

Fig. 7. The computed and measured return loss of the optimized antenna with a matching circuit.

림이다. 계산된 복사 패턴과 측정한 복사 패턴이 유사한 것을 알 수 있다. 또한, 앞에서 상·하판 패치에 흐르는 전류 흐름으로 예상하였듯이, 제안된 안테나의 복사 패턴이 모노폴 안테나의 복사 패턴과 유사한 것을 확인할 수 있다. 그럼에는 나타내진 않았지만, 단락 펀과 비아의 위치 때문에 상·하판 패치 내의  $J_y$  성분에 발생하는데, 이  $J_y$  성분에 기인해 생기는 교차 편파가 발생하지만  $-15$  dB이하의 값을 갖는다. 안테나의 이득은 계산된 복사 패턴의 경우에는 2.86 dBi이며 측정한 복사 패턴의 경우는 2.26 dBi이다. 안테나 이득값이 약간 차이가 있는데, 이는 제작한 안테나의 도체 손실과 측정시 calibration의 오차라고 사료된다. 정합 회로를 사용한 안테나의 경우에도 각각 정합 점인 5.69 GHz의 복사 패



(a) xz-cut



(b) yz-cut

그림 8. 5.8 GHz에서 측정과 계산된 복사 패턴

Fig. 8. The measured and computed radiation patterns at 5.8 GHz.

턴과 6.48 GHz 복사 패턴 모두 정합 회로를 사용하지 않은 안테나의 복사 패턴과 유사하다. 정합 회로를 사용한 안테나 이득은 5.69 GHz에서는 2.99 dBi이며 6.48 GHz에서는 2.97 dBi이다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 내장형 안테나로 사용하기 적합한 소형 평면 패치 안테나를 제안하였고 설계 변수들을 변화시켜서 최대 대역폭을 얻도록 최적화 시켰다. 제안된 안테나는 기존의 내장형 안테나를 목적으로 설계되었던 안테나들에 비해 넓은 대역폭을 갖는다. 그리고 본 논문에서 제안한 안테나는 단락 편을 이용하여  $\lambda/2$ 가 아닌  $\lambda/4$ 에서 공진하고, 단락 편의 길이가 안테나의 전기적 길이에 포함되었기 때문에 안테나의 크기를 많이 줄일 수 있었다. 제안된 안테나의 복사 패턴은 상·하판 패치의 수직 거리가 매우 가깝고, 두 패치에 흐르는 전류의 위상이  $180^\circ$  차이가 나기 때문에 두 패치에 흐르는 전류가 서로 상쇄되어 모노풀 안테나와 유사하다. 그러나 제안된 안테나는 평면형으로 제안되었기 때문에 단말기의 소형화를 위한 내장형 안테나로써 적합하다. 제안된 안테나의 설계 변수 변화에 따른 공진 주파수와 대역폭을 조사하여 안테나의 초기 설계 시 사용할 수 있는 식을 유도하였다. VSWR < 2를 기준으로 중심 주파수 5.8 GHz에서 13.6 %의 대역폭을 얻을 수 있었으며, 이때 안테나의 크기는 5.5 mm  $\times$  4 mm  $\times$  5.6 mm이었다. 또한, 동일한 크기에서 정합 회로를 이용하여 약 1.4 배의 대역폭(19.3 %)을 확장시킬 수 있었다. 측정한 복사 패턴은 기존의 모노풀 안테나의 복사 패턴과 유사하며, 5.8 GHz에서 측정한 안테나 이득은 2.26 dBi이다.

#### 참 고 문 헌

- [1] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Boston: Artech House Inc., 1994.
- [2] 이종환, 우종명, 김현학, 김경용, “PCS용 표면 실장형 칩 유전체 세라믹 안테나 설계”, 한국 전자파학회 논문집, vol. 11, no. 1, pp. 55-62,

2000년 1월.

- [3] S. Seki, N. Kammuri, and A. Sasaki, “Detachable unit service in 800 MHz band cellular radiotelephone system”, *IEEE Communications magazine*, vol. 24, pp. 47-52, Feb. 1986.
- [4] K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, Boston: Artech House Inc., 1992.
- [5] C. Delaveaud, P. Leveque, and B. Jecko, “New kind of microstrip antenna: the monopolar wire-patch antenna”, *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 10, pp. 1-2, 745, May 1994.
- [6] A. Faraone and D. O. McCoy, “The folded patch omnidirectional antenna”, *IEEE AP-S International Symposium Digest*, pp. 712-715, Boston, Massachusetts, July 2001.
- [7] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [8] J. S. Mclean, “A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-44, pp. 672-676, May 1996.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York: John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [10] M. Sanad, “Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas”, *IEEE AP-S International Symposium Digest*, pp. 701-704, Seattle, Washington, June 1994.
- [11] 박익모, 조범준, “Aperture-coupled 소형 마이크로스트립 안테나 특성연구”, *Telecommunications Review*, 7(5), pp. 583-594, 1997년 10월.
- [12] J. M. Griffin and J. R. Forrest, “Broadband circular disc microstrip antenna”, *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 267-269, 1982.
- [13] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, “An improved impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas”, *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. 37, pp. 1345-1354, 1989.

### 서 영 훈



1999년 2월: 아주대학교 전파공학  
과 (공학사)

2001년 8월: 아주대학교 전자공학  
과 (공학석사)

2001년 9월 ~ 현재: (주) 삼성전자연  
구원

[주 관심분야] 광대역 안테나, 초고  
주파 능 · 수동 소자, 수치해석

### 김 태 영



2000년 2월: 강남대학교 전자공학  
과 (공학사)

2000년 3월 ~ 현재: 아주대학교 전  
자공학과 석사과정

[주 관심분야] 안테나 설계, 수치 해  
석

### 김 명 기



1999년 2월: 아주대학교 전파공학  
과 (공학사)

2001년 2월: 아주대학교 전자공학  
과 (공학석사)

2001년 3월 ~ 현재: 아주대학교 전  
자공학과 박사과정

[주 관심분야] 안테나 설계, 수치  
해석

### 박 익 모



1984년: 뉴욕 주립대학교 전기전자  
공학과 (공학사)

1989년: 일리노이 대학교 전기전자  
공학과 (공학석사)

1994년: 일리노이 대학교 전기전자  
공학과 (공학박사)

1994년 ~ 1996년: LG 전자기술원  
1996년 ~ 현재: 아주대학교 교수

### 서 용 교



1985년: 경북대학교 전자공학과  
(공학사)

1988년: 와세다대학교 금속공학과  
(공학석사)

1993년: 동경대학 공학계연구과  
(공학박사)

1993년 ~ 1995년: (주)삼성코닝 연  
구소

1996년 ~ 1998년: 삼성경영기술대학 메카트로닉스학과 교  
수

1998년 ~ 현재: 삼성종합기술원 수석연구원

### 송 기 무



1977년: 연세대학교 기계공학과  
(공학사)

1982년: 연세대학교 기계공학과  
(공학석사)

1987년: 베를린공과대학교 기계공  
학과 (공학박사)

1977년 ~ 1982년: 한국과학기술원  
정밀기계연구소  
1987년 ~ 현재: 삼성종합기술원 수석연구원