

리액턴스의 변화를 이용한 정삼각형 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭 개선

Bandwidth Enhancement of Equilateral Triangular Microstrip Patch Antenna using Reactance Variation

이원희 · 이재욱* · 전승길** · 최홍주** · 허 정**

Won-Hui Lee · Jae-Wook Lee* · Seung-Gil Jeon** · Hong-Ju Choi** · Jung Hur**

요 약

삼각형 패치 안테나에 대해 이론적인 방법과 실험을 통해 연구하였다. 삼각형 패치 안테나는 사각형 패치 안테나와 비슷한 복사 특성을 갖으나, 그 크기를 더 줄일 수 있다. 본 논문에서는 정삼각형 마이크로스트립 패치 안테나를 공동 모델을 사용하여 해석하고, 설계 하였다. 또한 대역폭 향상을 위해 커패시티브 갭과 공기층 갭을 이용하였다. 커패시티브 갭은 패치의 급전점 부근에서 사각형 모양으로 만들었고, 공기층 갭은 유전체 기판과 그라운드 사이에 삽입하여 프로브 인덕턴스를 조정하였다. 안테나 각 부분의 효과와 특성 해석을 위해 상업용 시뮬레이션 툴인 Ensemble 5.0을 사용하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 삼각형 마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선의 가능성을 발견하였다.

Abstract

Triangular patches have been studied, both theoretically and experimentally. We found that provided radiation characteristics similar to those of rectangular patches, but with smaller size. In this paper, we designed an equilateral triangular microstrip patch antenna using cavity model analysis. Then, in order to improve narrow bandwidth, we add capacitive gap and air gap. Capacitive gap is located with square shape beside feeding point on the patch, and air gap is inserted between substrate dielectric and ground plane to adjust probe inductance. The analysis of characteristics and effects of each component was performed by commercial simulation tool, Ensemble 5.0. Throughout the simulation and experiment, we found the possibility of bandwidth enhancement in triangular microstrip antenna.

Key words : Triangular Microstrip Patch Antenna, Capacitive Gap, Air Gap, Probe Inductance

I. 서 론

무선 통신 시스템의 중요한 한 부분을 차지하고 있는 안테나는 좀 더 소형이고, 경량인 방향으로 연구되고, 개발되고 있다. 기존의 안테나보다 소형, 경

량을 위한 방법으로 그 동안 마이크로스트립 안테나가 많이 제안되었다. 마이크로스트립 안테나는 평면상의 기판에 복사계와 급전계를 동시에 구성할 수 있으며, 얇고, 가볍고, 소형화가 가능할 뿐만 아니라, 인쇄회로 기법을 이용하여 손쉽게 제작할 수

「이 논문은 2002년도 건국대학교 학술진흥연구비 지원에 의한 논문임.」

LG전자(주) DA연구소(LG Electronics Inc. DA Lab.)

*삼성전자(주)(Samsung Electronics Co., Ltd.)

**건국대학교 전자·정보통신공학과(Dept. of Electronics, Information & Communication Eng., Konkuk University)

· 논문 번호 : 20030221-031

· 수정완료일자 : 2003년 4월 8일

있어 제작비용을 저렴하게 할 수 있는 등의 여러 가지 장점을 가지고 있다^[1]. 그러나 일반적으로 마이크로스트립 안테나는 주파수 대역폭이 좁고, 효율이 낮아 이전에는 많이 사용되지 못하였다. 안테나의 주파수 대역폭과 효율은 안테나 설계에 있어 매우 중요한 요소이므로, 마이크로스트립 안테나의 대역폭과 효율을 개선하고자 많은 연구가 진행되어져 왔다^[2]. 대역폭을 넓히기 위한 방법에는 기판의 유전율을 낮추는 방법과 기판의 두께를 증가시키는 방법 등이 있다^{[3],[4]}. 그러나 실제 기판의 유전율을 낮추는 데에는 한계가 있으며, 기판 사용에 따른 제작비용이 증가할 뿐만 아니라 유전손실이 발생하게 된다. 또한 기판의 두께가 두꺼워질수록 대역폭이 늘어나기는 하나 표면파가 증가하게 되어 효율이 떨어지게 되는 단점이 있다. 그 밖에 대역폭을 증가시키는 방법으로는 패치의 형태를 변형시키는 방법, 기생소자를 추가하는 방법, 급전선의 형태를 변화시키거나 이중 공진(dual-feeding, dual-patch)을 만드는 구조, 적층형(stacked) 구조 등이 있다^{[1],[5]}.

본 논문에서는 일반적으로 사용되는 직사각형의 패치가 아닌 정삼각형 마이크로스트립 안테나의 광대역화에 대해 연구하여 보았다. 삼각형 구조의 안테나는 같은 복사 특성을 갖는 직사각형 구조의 안테나에 비해 크기가 작은 특징을 가지고 있다^[6]. 그러나, 대역폭이 매우 작은 단점이 있어, 앞에서 언급한 광대역화 방법들 중 커패시티브 갭(capacitive gap)과 공기 갭(air gap)을 추가하여 리액턴스(reactance)의 변화를 통해 대역폭을 개선하는 방법을 연구해 보았다. 커패시티브 갭은 어놀러 링(annular ring)의 변형된 형태로서, 원형이 아닌 정삼각형의 형태로 패치의 급전점 주변에 추가하였다. 급전점으로부터의 거리 및 갭의 폭을 조절함으로써 커패시턴스를 조절하였다. 공기층은 기판의 유전체와 접지면 사이에 추가하여 높이에 따른 기판의 유효 유전율 및 인덕턴스를 조절하였다.

II. 정삼각형 마이크로스트립 패치 안테나의 이론적 해석

2-1 필드 표현

삼각형 패치 내부의 필드 분포는 직사각형이나

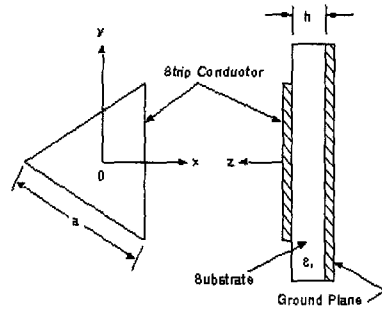


그림 1. 정삼각형 마이크로스트립 안테나의 구조
Fig. 1. A structure of equilateral triangular microstrip patch antenna.

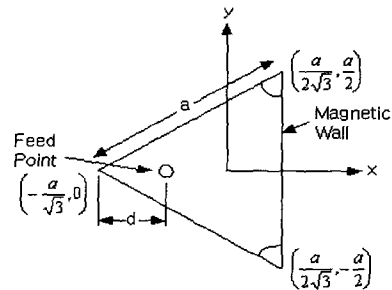


그림 2. 기하학적 구조와 프로브 급전
Fig. 2. Geometry structure and probe feeding.

원형 패치의 해석에서와 같이 삼각형의 주변을 따라 자기벽(magnetic wall)이 존재한다는 공동 모델(cavity model)을 이용해 나타낼 수 있다.

자기벽으로 둘러싸이고, 비유전율이 ϵ_r 인 유전체로 채워져 있는 높이가 h 인 삼각형 공진기를 가정한다. 이 구조는 z 방향의 TM 모드를 제공한다. 전기벽(electric wall)에 의한 경계를 갖는 정삼각형 도파관에서의 TE 필드에 대한 해석은 Schelkunoff와 Akaiwa에 의해 정리되었다^{[6],[7]}. 쌍대성 원리(duality principle)에 의해, 자기벽에 의한 경계 조건에서의 TM 필드 패턴은 전기벽에 의한 경계 조건에서의 TE 모드와 같으므로, TM_{mn} 모드의 전개와 자계 분포는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_z^{mn} = A_{m,n,l} \Psi_{m,n,l}(x, y) \quad (1)$$

$$H_x^{mn} = \frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z^{mn}}{\partial y} \quad (2)$$

$$H_y^{mn} = \frac{-j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z^{mn}}{\partial x} \quad (3)$$

$$H_z = E_x = E_y = 0 \quad (4)$$

여기서, $\Psi_{m,n,l}(x,y)$ 는 다음과 같이 정의되는 고유 함수이다.

$$\begin{aligned} \Psi_{m,n,l}(x,y) = & \cos\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} l\right) \cos\left(\frac{2\pi(m-n)y}{3a}\right) \\ & + \cos\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} m\right) \cos\left(\frac{2\pi(n-l)y}{3a}\right) \\ & + \cos\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} n\right) \cos\left(\frac{2\pi(l-m)y}{3a}\right) \end{aligned}$$

$$x' = x + a/\sqrt{3} \quad (5)$$

좌표계의 원점이 삼각형의 중심과 일치한다고 할 때, 위 식에서 $A_{m,n,l}$ 은 여기(excitation)에 의해 결정되는 진폭 상수(amplitude constant)이고, a 는 삼각형의 한 변의 길이이며, m, n, l 은 동시에 0이 될 수 없고 다음 조건을 만족하는 정수이다.

$$m + n + l = 0 \quad (6)$$

모달 필드(modal field)는 다음의 파동 방정식을 만족하며,

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_{mn}^2\right)E_z^{mn} = 0 \quad (7)$$

여기서

$$k_{mn} = \frac{4\pi}{3a} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (8)$$

이다. 식 (8)에서 세 정수 m, n, l 을 서로 바꾸어도 파수(wave number) k_{mn} 과 이에 따른 공진주파수는 바뀌지 않는 것을 볼 수 있다. 앞에서 살펴본 필드에 대한 표현은 일반적인 것이다. $m=1, n=0, l=-1$ 인 도미넌트 모드(dominant mode)를 살펴보면, 필드 표현은 다음과 같이 나타난다.

$$E_z^{10} = A_{1,0,-1} \left[2 \cos \frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} \cos \frac{2\pi y}{3a} + \cos \frac{4\pi y}{3a} \right] \quad (9a)$$

$$H_x^{10} = -jA_{1,0,-1} \xi_0 \left[\cos \frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} \sin \frac{2\pi y}{3a} + \frac{\sin 4\pi y}{3a} \right] \quad (9b)$$

$$H_y^{10} = j\sqrt{3}A_{1,0,-1} \xi_0 \left[\sin \frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} \cos \frac{2\pi y}{3a} \right] \quad (9c)$$

여기서,

$$\xi_0 = \frac{4\pi}{3a} \frac{1}{\omega\mu} \left(= \frac{1}{120\pi} \text{ at } \omega = \omega_{1,0,-1} \right) \quad (10)$$

이다.

2-2 공진주파수

k_{mn} 에 의해 표현되는 여러 모드의 공진주파수는 다음 식으로 정리된다.

$$f_r = \frac{ck_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (11)$$

여기서, c 는 자유 공간에서의 빛의 속도이다. 위의 식은 삼각형 공진기가 완전한 자기벽(perfect magnetic wall)으로 둘러싸여 있을 때만 유효하다. 불완전한 자기벽(nonperfect magnetic wall)에 의해 공진주파수에 미치는 효과는 실험적인 방법을 추가한다. 불완전한 자기벽으로 둘러싸인 삼각형 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 정확한 표현을 산출하기 위해 식 (11)를 수정하려는 많은 노력이 있었다^[8]. 제시된 방법은 삼각형의 한 변의 길이 a 를 유효값 a_e 로 바꾸고 기판의 유전 상수는 그대로 두는 방법이다. 다른 접근법으로는 a 와 ϵ_r 을 모두 유효값으로 바꾸는 것이 있다. a_e 에 대한 식은 TM₁₀ 모드의 공진주파수를 실험적, 이론적인 결과에 커브 피팅(curve fitting)함으로서 얻을 수 있으며, 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$f_{10} = \frac{2c}{3a_e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} a_e = & a \left[1 + 2.199 \frac{h}{a} - 12.853 \frac{h}{a\sqrt{\epsilon_r}} + 16.436 \frac{h}{a\epsilon_r} \right. \\ & \left. + 6.182 \left(\frac{h}{a}\right)^2 - 9.802 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{h}{a}\right)^2 \right] \quad (13) \end{aligned}$$

이 실험값의 정확성은 모멘트법(moment method analysis)으로 구한 값과 비교할 때, 오차가 1% 이내이다^[8]. 위의 식에서 f_{10} 를 알게 되면, 식 (11)을 이용해 높은 차수 모드의 공진주파수를 계산할 수 있다.

$$f_{mn} = f_{10} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (14)$$

식 (14)의 정확도는 오차 0.5% 이내로 알려져 있다^[8]. 해석에 사용된 전체 도메인 기저 함수(entire domain basis function)는 다음과 같다.

$$f_x(m,n) = \sqrt{3} \left[\sin\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(m-n)y}{3a}\right) \right]$$

$$\begin{aligned}
 &+ m \sin\left(\frac{2\pi mx}{\sqrt{3}a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(n-l)y}{3a}\right) \\
 &+ n \sin\left(\frac{2\pi nx}{\sqrt{3}a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(l-m)y}{3a}\right) \Big] \quad (15a)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_y(m, n) = &(m-n) \cos\left(\frac{2\pi lx}{\sqrt{3}a}\right) \sin\left(\frac{2\pi(m-n)y}{3a}\right) \\
 &+ (n-l) \cos\left(\frac{2\pi mx}{\sqrt{3}a}\right) \sin\left(\frac{2\pi(n-l)y}{3a}\right) \\
 &+ (l-m) \cos\left(\frac{2\pi nx}{\sqrt{3}a}\right) \sin\left(\frac{2\pi(l-m)y}{3a}\right) \quad (15b)
 \end{aligned}$$

이 기본 함수들은 표면 적분 방정식을 이용한 접근법에서 패치의 입력 임피던스를 계산할 때도 사용될 것이다.

2-3 입력 임피던스

정삼각형 패치 안테나의 입력 임피던스는 공동 모델과 적분 방정식 접근법(integral equation approach)을 이용해 결정할 수 있다. 삼각형 패치 구조의 공동 모델 해석(cavity model analysis)은 직사각형 패치 구조에서 보여진 과정과 공동 모드 고유함수(cavity mode eigenfunction)인 식 (15)를 이용하면 된다. 다음에 동축 선로(coaxial probe)를 이용해 급전하는 삼각형 패치 안테나에 대한 식을 요약해 놓았다. 그림 2에 보인 것과 같이 동축 급전선이 삼각형의 중심선상에 위치하며, 꼭지점으로부터 d 만큼 떨어진 지점에 있다고 가정하면, 급전점의 좌표는 $(-a/\sqrt{3}+d, 0, h)$ 가 되며, x 축을 따라 놓이는 유효 폭이 $2w$ 인 전류띠(current ribbon)를 따라 급전이 될 때, 전류는 다음과 같다.

$$\vec{J} = \hat{z}J(x)\delta(y) \quad (16)$$

여기에서,

$$J(x) = \begin{cases} 1 & (-a/\sqrt{3}+d-w < x < -a/\sqrt{3}+d+w) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (17)$$

공동 모델과 고유함수를 이용하면, 금속 패치 아래의 전계와 입력 임피던스에 대한 식을 다음과 같이 유도할 수 있다^[9].

$$E_z(x, y) = j\omega\mu \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m \geq n}^{\infty} C_{mn} \left[\cos\frac{2\pi lx'}{\sqrt{3}a} \cos\frac{2\pi(m-n)y}{3a} \right.$$

$$\left. + \cos\frac{2\pi mx'}{\sqrt{3}a} \cos\frac{2\pi(n-l)y}{3a} + \cos\frac{2\pi nx'}{\sqrt{3}a} \cos\frac{2\pi(l-m)y}{3a} \right] \quad (18)$$

$$\begin{aligned}
 C_{mn} = &C_{mn} \frac{4\sqrt{3}}{27a^2(k^2 - k_{mn}^2)} \left\{ (d+w) \left[\text{sinc}\left(\frac{2\pi l}{\sqrt{3}a}(d+w)\right) \right. \right. \\
 &+ \left. \text{sinc}\left(\frac{2\pi m}{\sqrt{3}a}(d+w)\right) + \left. \text{sinc}\left(\frac{2\pi n}{\sqrt{3}a}(d+w)\right) \right] \right. \\
 &- (d-w) \left[\text{sinc}\left(\frac{2\pi l}{\sqrt{3}a}(d-w)\right) \right. \\
 &+ \left. \text{sinc}\left(\frac{2\pi m}{\sqrt{3}a}(d-w)\right) \right. \\
 &+ \left. \left. \text{sinc}\left(\frac{2\pi n}{\sqrt{3}a}(d-w)\right) \right] \right\} \quad (19)
 \end{aligned}$$

$$C_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{if } m=n=0 \\ 6 & \text{if } (m=n \neq 0) \text{ or } (m=0 \text{ and } n \neq 0) \\ & \text{or } (n=0 \text{ and } m \neq 0) \\ 12 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
 Z_{in} = R + jX = &-j\omega\mu \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m \geq n}^{\infty} \frac{4\sqrt{3}hC_{mn}}{27a^2} \cdot \\
 &\left[\cos\left(\frac{2\pi ld}{\sqrt{3}a}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi 2w}{\sqrt{3}a}\right) \right. \\
 &+ \cos\left(\frac{2\pi md}{\sqrt{3}a}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi m 2w}{\sqrt{3}a}\right) \\
 &+ \left. \cos\left(\frac{2\pi nd}{\sqrt{3}a}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi n 2w}{\sqrt{3}a}\right) \right]^2 \\
 &\frac{1}{(\omega^2 - \omega_{mn}^2)\mu\epsilon - j\delta_{eff}k^2} \quad (21)
 \end{aligned}$$

여기서, δ_{eff} 는 손실 탄젠트(loss tangent)의 유효 값이다.

III. 안테나의 구조

안테나의 기본적인 구조는 유전체 기판 위에 도체 패치가 형성되어 있고, 도체 패치의 일정한 위치에 급전점이 형성되어 있으며, 급전점 주위에 정사

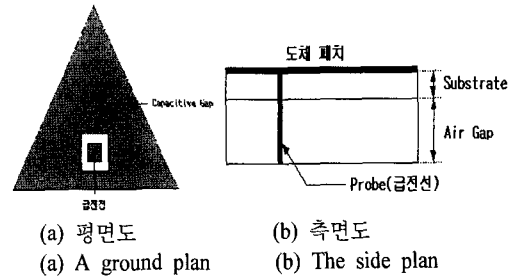


그림 3. 안테나의 기본구조
Fig. 3. Basic structure of antenna.

각형의 커패시티브 갭(capacitive gap)이 존재한다. 기판의 유전체 아래쪽은 공기층을 두어 프로브의 인덕턴스를 조절하게 되며, 공기층 아래에 급전용 동축 선로의 외부 도체가 확장된 접지면이 놓여 있다. 안테나의 구조를 그림으로 나타내면 그림 3과 같다.

IV. 삼각형 패치 안테나의 시뮬레이션

4-1 안테나의 설계

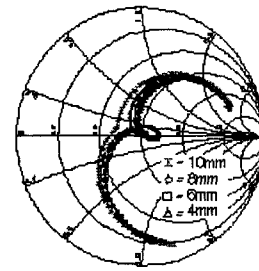
본 논문에서는 정삼각형 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭 증가에 초점을 맞추어 안테나의 설계하였다. 중심주파수는 패치의 크기를 조절함으로써 원하는 대역에 위치하게 할 수 있기 때문에 소형화되어 가는 최근의 경향에 따라 안테나의 크기를 먼저 정하였고, 이에 따라 결정되는 공진주파수를 중심으로 하여 커패시티브 갭과 공기 갭을 추가·변화시켜가면서 그에 따른 특성들을 살펴보았다. 퍼센티지 대역폭을 기준으로 삼았을 때, 일반적인 마이크로스트립 안테나가 3~5 %임을 고려하여 VSWR 2:1인 대역폭이 20 % 이상이 되도록 향상시키고, 상용화에 필요한 기준인 VSWR 1.5:1의 대역폭도 15 % 이상이 나오도록 설계 목표를 정하였다.

4-2 안테나 구성 요소들의 변화에 따른 특성

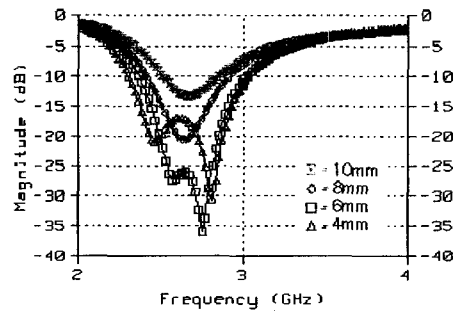
제작하려는 안테나는 변화 가능한 구성 요소들을 몇 가지 갖고 있다. 이들을 분석하기 위해 Ansoft社의 앙상블(Ensemble)을 사용하여 구성요소들을 변화시켜가며, 이에 따른 안테나의 특성 변화를 살펴 보았다. 기판은 비유전율이 3.2, 두께가 0.76 mm인 테플론 기판을 사용하였고, 한 변의 길이가 50 mm인 정삼각형 패치를 구성하여 시뮬레이션을 실행하였다.

4-3 급전점의 위치 변화에 따른 영향

급전점의 위치 변화는 도체의 길이 방향에 대한 크기를 변화시키는 것과 유사하다. 도체의 길이 방향의 크기가 변하면 안테나의 입력 임피던스 및 공진주파수가 변하게 된다. 또한 급전점의 위치를 변화시키게 되면 안테나의 입력 임피던스에 가장 큰



(a) 입력 임피던스
(a) Input impedance



(b) 반사계수
(b) Reflection coefficient

그림 4. 급전점의 위치 변화에 따른 안테나의 특성
Fig. 4. Antenna characteristic according to probe position variation.

영향을 주게 되며 적절한 급전점을 찾는 것이 프로브 급전의 중요 사항이 된다. 이는 결국 안테나의 입력 임피던스가 50 Ω인 점을 찾는 것이 된다. 급전점의 위치는 삼각형의 중심선상에 있으며, 한 변으로부터 4, 6, 8, 10 mm 떨어진 지점에 대하여 시뮬레이션 하였으며, 그 결과를 그림 4에 나타내었다. 급전점의 위치가 기준이 되는 변으로부터 멀어질수록 꼬이는 원이 사라지며, 매칭점으로부터 멀어지는 것을 볼 수 있다. 입력 임피던스가 50 Ω에 가장 근접하는 위치는 6 mm일 때이며, 이때 반사계수 특성도 가장 좋은 것을 볼 수 있다.

4-4 커패시티브 갭의 길이 변화에 따른 영향

커패시티브 갭의 길이가 변하게 되면 직렬 커패시턴스의 값이 변하게 된다. 커패시티브 갭의 길이는 급전점으로부터 떨어진 거리를 조절함으로써 변화시켜 시뮬레이션하였다. 급전점의 위치에 따른 영향을 고려하여 급전점은 기준변으로부터 6 mm 떨

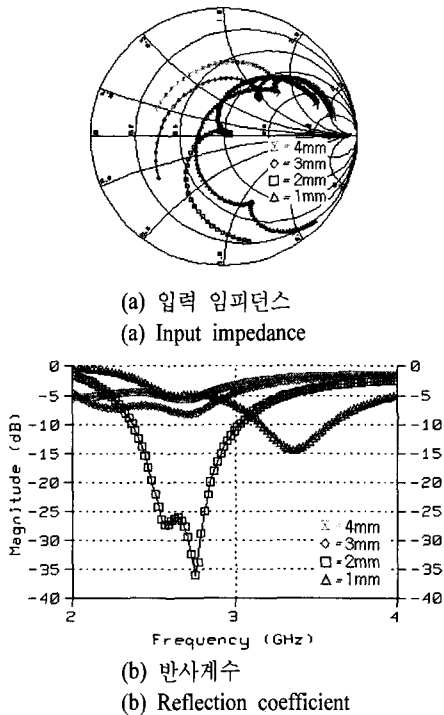


그림 5. 커패시티브 갭의 길이 변화에 따른 안테나의 특성
Fig. 5. Antenna characteristic according to length variation of capacitive gap.

어진 지점에 위치시키고, 커패시티브 갭의 안쪽변이 급전점의 중심에서 1, 2, 3, 4 mm 떨어진 지점에 위치하도록 하였으며, 커패시티브 갭의 폭은 임의로 1 mm로 정하여 시뮬레이션하였다. 그림 5에 커패시티브 갭의 길이 변화에 따른 안테나의 특성 변화를 나타내었으며, 커패시티브 갭의 길이가 증가할수록 스미스 차트 상에서 인덕턴스 성분이 증가하는 위쪽으로 올라가는 경향을 보이는 것을 볼 수 있다. 반사 계수의 경우, 스미스 차트 상에서도 보인 것처럼 커패시티브 갭의 길이 변화에 민감하게 반응하여 매칭이 많이 틀어지므로, 매칭이 가장 잘 된 2 mm의 경우를 제외하고는 특성이 매우 좋지 않은 것을 볼 수 있다.

4.5 커패시티브 갭의 폭 변화에 따른 영향

커패시티브 갭의 폭을 변화시키는 것도 직렬 커패시턴스에 영향을 준다. 따라서 길이를 변화시켰을 때와 마찬가지로 안테나의 특성 변화에 큰 영향을

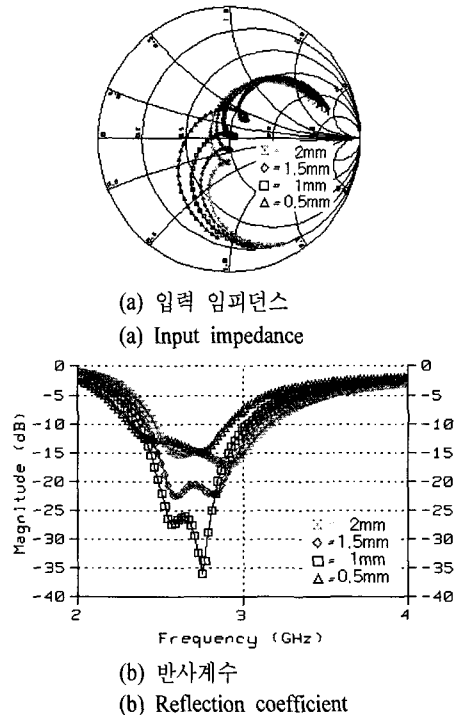


그림 6. 커패시티브 갭의 폭 변화에 따른 안테나의 특성
Fig. 6. Antenna characteristic according to width variation of capacitive gap.

미칠 것으로 예상되어 시뮬레이션을 수행하였다. 급전점의 위치와 급전점으로부터 커패시티브 갭의 거리는 앞의 시뮬레이션을 통해 각각 기준변에서 6 mm, 급전점에서 2 mm 떨어진 지점으로 정하고 폭을 0.5, 1, 1.5, 2 mm로 변화시켜가며 시뮬레이션 하였다. 그림 6은 커패시티브 갭의 폭을 변화시켜가며 살펴본 안테나의 특성 변화를 보여준다. 커패시티브 갭의 폭이 증가할수록 커패시턴스 성분이 커지게 되어 스미스 차트 상에서 아래쪽으로 이동하는 것을 볼 수 있다. 그러나 움직임을 살펴보았을 때, 커패시티브 갭의 길이를 변화시켰을 때보다는 적은 변화 폭을 보여주는 것을 알 수 있다.

4.6 공기층의 높이 변화에 따른 영향

논문에서 제시한 안테나의 구조를 볼 때, 공기층의 높이를 변화시킨다는 것은 급전선의 길이를 변화시키는 것과 같은 효과를 가진다. 프로브의 길이가 길어지게 되면, 유도성 리액턴스가 과도하게 흐

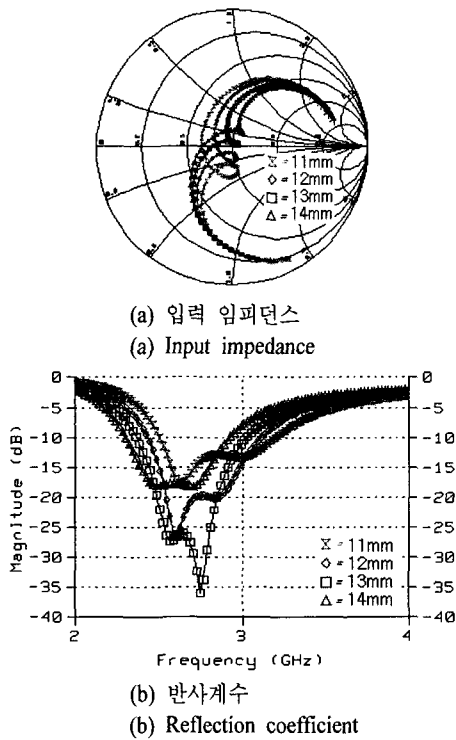


그림 7. 공기층의 높이 변화에 따른 안테나의 특성
Fig. 7. Antenna characteristic according to height variation of air gap.

르게 되며 입력 임피던스는 스미스 차트 상에서 윗 부분에 존재하게 된다. 용량성 리액턴스 성분을 보상해 주기 위해 직렬 커패시턴스로 등가화 될 수 있는 커패시티브 갭을 사용하였다. 프로브의 길이, 즉 공기층의 높이를 최적화시켰을 때 좋은 특성을 얻을 것이라 예상된다. 그림 7은 공기층의 높이에 따른 안테나의 특성 변화를 보여주며, 공기층의 높이가 증가할수록 유도성 리액턴스 성분이 증가하

표 1. 최종 설계된 안테나의 크기
Table 1. The size of designed antenna.

구 분	규 격
기판 비유전율	3.2 mm
기판 두께	0.76 mm
패치 한 변의 길이	50 mm
급전점과 커패시티브갭 간의 거리	2 mm
커패시티브 갭의 폭	1 mm
공기층의 높이	13 mm
프로브의 두께	0.8 mm

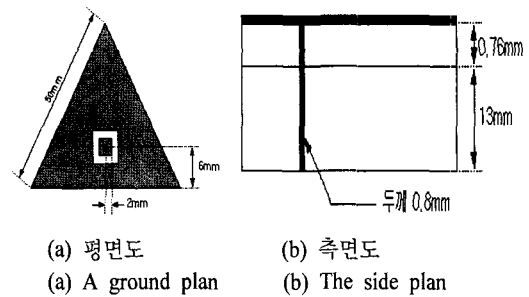


그림 8. 최종 설계된 안테나의 구조 및 크기
Fig. 8. A structure and a size of designed antenna.

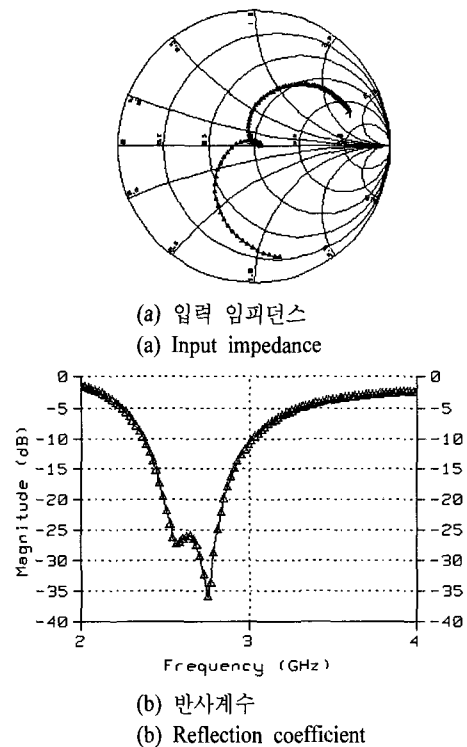


그림 9. 최종 설계된 안테나의 시뮬레이션 결과
Fig. 9. Simulation results of designed antenna.

므로 스미스 차트 상에서 입력 임피던스는 위쪽으로 변화하고 있음을 알 수 있으며, 꼬이는 원의 크기가 작아짐을 알 수 있다.

4-7 안테나 시뮬레이션 결과

각 안테나 구성 요소들의 시뮬레이션 결과를 바탕으로, 변화시켜 보았던 네 가지 구성요소의 최적화된 위치와 상태를 조합하여 최종 시뮬레이션을 해보았다. 최종적으로 설계된 안테나의 크기와 모양

을 표 1과 그림 8에 나타내었다. 안테나의 시뮬레이션 결과는 그림 9에 나타내었으며, 그림에서 볼 수 있는 것과 같이, -10 dB 대역폭 (VSWR<2)이 중심 주파수 (2.7 GHz)에서 22 % (600 MHz) 정도이고, -15 dB 대역폭 (VSWR<1.5)도 16 % (450 MHz) 정도로서 목표로 삼았던 대역폭을 만족하는 것을 볼 수 있었다. 시뮬레이션 실행 시, 접지면은 시뮬레이션 툴의 특성에 따라 무한 접지면 위에서 하였으며, 2~4 GHz까지 넓은 범위를 선택하여 실행하였다. 이는 패치 크기를 조절해 중심주파수를 조절할 수는 있으나, 커패시티브 갭과 공기층의 영향으로 중심주파수가 계산에 의한 값과 많이 틀려질 수 있기 때문이다.

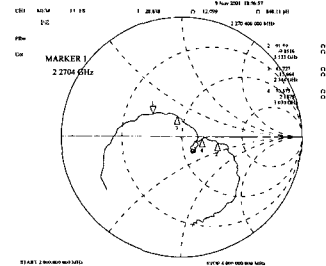
V. 제작 · 측정 및 고찰

시뮬레이션 결과를 토대로 하여 안테나를 제작하고, 측정하여 보았다. 비유전율이 3.2이고, 높이가 0.76 mm인 양면 테플론 기판을 이용해 인쇄 회로 기법을 통하여 패치의 모양 및 커패시티브 갭을 만든 다음, 드릴을 이용해 급전점에 구멍을 뚫고, 패치와 급전선을 납땀하여 연결하였다. 입력 임피던스 및 반사계수, 정재파비의 측정은 HP社의 8753D 네트워크 분석기(network analyzer)를 이용하였고, 안테나의 복사 패턴 및 이득은 NSI社의 Near Field Measurement System을 이용해 측정하였다. 측정된 안테나의 입력 임피던스, 반사계수, 정재파비는 그림 10에 나타내었다.

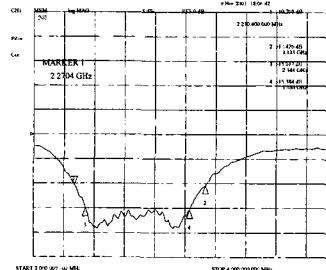
실제로 제작하여 측정한 안테나의 특성은 시뮬레이션과는 조금 차이를 나타냈다. 첫번째로, 스미스 차트 상에서의 궤적이 시뮬레이션 결과에 비해 시계방향으로 많이 돌아가 있었다. 그러나 중심주파수 부근의 꼬인 원은 시뮬레이션과 마찬가지로 50 Ω 근처에서 나타나 매칭은 잘된 것을 알 수 있었다. 반사 계수의 그래프를 보았을 때는 대역폭의 경우 시뮬레이션 값보다 더 넓게 나타났는데, -10 dB 대역폭이 약 860 MHz 정도로 31 %나 되었고, -15 dB 대역폭도 약 680 MHz로 25 %나 되었다. 그러나, 중앙 부분에서 반사계수가 덜 떨어져 외부 영향에 간섭을 받을 우려가 있어, 이 부분을 향상시키기 위한 튜닝이 필요할 것으로 생각된다.

정재파비는 반사 계수와 비슷한 경향의 결과를 보였다. 그림 11과 12는 안테나의 복사 패턴을 보여주고 있다. 복사 패턴은 2.3 GHz와 3 GHz에서 측정하였는데, 이는 -10 dB 또는 -15 dB 대역폭의 경계 부근에서의 결과를 보여주기 위해서이며, 전대역에 걸쳐 이와 비슷한 복사 패턴이 나타나는 것을 확인할 수 있었다.

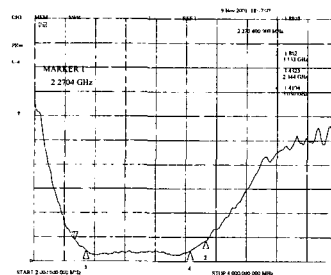
안테나의 복사 패턴은 시뮬레이션 결과와 비교해 볼 때, 후방 복사량이 매우 크게 나타난 것을 볼 수 있다. 이는 시뮬레이션 툴이 접지면을 무한히 큰



(a) 입력 임피던스
(a) Input impedance

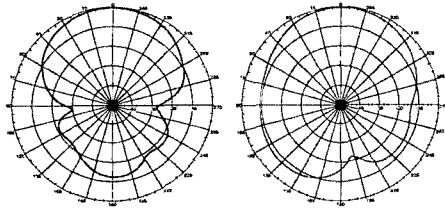


(b) 반사계수
(b) Reflection coefficient



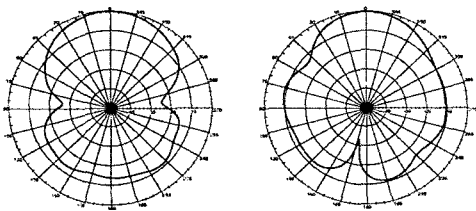
(c) 정재파비
(c) VSWR

그림 10. 제작된 안테나의 특성 측정 결과
Fig. 10. Measured results of produced antenna.



(a) E-plane 복사패턴 (b) H-plane 복사패턴
(a) E-plane radiation pattern (b) H-plane radiation pattern

그림 11. 2.3 GHz에서의 복사 패턴 측정 결과
Fig. 11. The measurement results of radiation pattern to 2.3 GHz.



(a) E-plane 복사패턴 (b) H-plane 복사패턴
(a) E-plane radiation pattern (b) H-plane radiation pattern

그림 12. 3 GHz에서의 복사 패턴 측정 결과
Fig. 12. The measurement results of radiation pattern to 3 GHz.

것으로 가정하여 계산하는 반면, 실제 제작한 안테나의 접지면은 크기가 한정되어 있기 때문에 나타난 오차이다. 0° 방향의 이득은 시뮬레이션 결과와 전 대역에 걸쳐 3.6~4 dBi였는데, 측정 결과는 2.5~3 dBi로 나타났다.

VI. 결 론

본 논문에서는 현재 일반적으로 사용되고 있는 사각형 모양의 패치가 아닌, 정삼각형 모양의 패치를 이용하여 광대역화를 실현하기 위한 안테나를 설계하고 제작하여 보았다.

안테나의 설계는 식 (11)~(15)의 공동 모델을 이용하여 해석한 결과를 이용하였다. 패치의 크기를 50 mm로 고정하고, 기판의 비유전율(3.2)과 높이(0.76 mm)를 이용하여 구한 중심주파수가 2.23 GHz이고, 이 때의 시뮬레이션 결과도 2.21 GHz로 식이 상당히 정확함을 확인할 수 있었다. 공기층이 추가되면서 유전체의 유효 유전율이 바뀌어 제작한 안테나의 중심주파수는 2.7 GHz로 나타났으며, 이

결과도 공기층을 추가하였을 때 중심주파수가 증가하리라는 예상에 일치함을 볼 수 있었다.

안테나를 설계할 당시 현재 이동통신 등에 사용되고 있는 특정한 주파수 대역을 목표로 정하여 설계하지 않고, 안테나의 소형화 및 광대역화에 초점을 맞추어 설계하였으므로, 주파수 대역은 약 2.3~3 GHz 정도로 나타났다. 즉, 중심주파수가 2.7 GHz로 현재 뚜렷이 사용되는 주파수 대역은 아니나, 패치의 크기를 조절함으로써 중심주파수의 이동이 가능하므로, 광대역화에 중점을 두었다. 안테나의 측정 결과 대역폭은 중심주파수를 기준으로 -10 dB 대역폭(VSWR<2)이 31 %가 되고, 현재 상용화에 필요한 조건인 -15 dB 대역폭(VSWR<1.5)도 25 %나 되었다. 그러나 측정 결과에서 볼 수 있었듯이, 복사 패턴이나 이득이 그다지 좋지는 않은 편이어서, 이 부분에 대한 수정 작업이 필요할 것으로 보인다. 본 논문에서 제시한 안테나의 크기와 특성들을 적절히 수정하거나, 광대역화에 사용한 방법들을 다른 형태의 마이크로스트립 안테나에 적용한다면, 현재 사용되고 있거나 미래에 사용될 수 있는 주파수 대역에서 상용화에 필요한 조건을 만족시켜주는 안테나를 제작할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] R. Grag, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.
- [2] I. J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1980.
- [3] T. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley.
- [4] K. C. Gupta, I. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1979.
- [5] Lui-Han Lu, Chia-Luan Tang and Kin-Lu Wong, "Novel Dual-frequency and Broad-Band Designs of Slot-Loaded Equilateral Triangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 7, pp. 1048-1053, July 2000.
- [6] S. A. Schelkunoff, *Electromagnetic Waves*, Van Nostrand, New York, 1943.

- [7] Y. Akaiwa, "Operation Modes of a Waveguide Y-Circulator", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-22, pp. 954-959, 1974.
- [8] W. Chen, K. F. Lee and J. S. Dahele, "Theoretical and Experimental Studies of the Resonant Frequencies of the Equilateral Triangular Microstrip Antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-40, pp. 1253-1256, 1992.
- [9] K. F. Lee, K. M. Luk and J. S. Dahele, "Characteristics of the Equilateral Triangular Patch Antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-36, pp. 1510-1518, 1988.
- [10] 최경식, 윤종섭, 류미라, 이원희, 허정, "보조도 선과 Annular Gap을 추가한 PCS 대역 마이크로스트립 패치 안테나설계", *한국전자파학회논문지*, 12(3), 2001년 4월.

이 원 희



1998년 2월: 영동대학교 정보전자공학부 전자공학과 (공학사)
 1998년 3월~1999년 2월: 건국대학교 공과대학 전자·정보통신공학과 교육조교
 2000년 2월: 건국대학교 전자·정보통신공학과 (공학석사)

2003년 2월: 건국대학교 전자·정보통신공학과 (공학박사)
 현재: LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 선임연구원
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 설계 및 마이크로파 응용 시스템 등

이 재 욱

2000년 2월: 건국대학교 전자·정보통신공학과 (공학사)
 2002년 2월: 건국대학교 대학원 전자·정보통신공학과 (공학석사)
 현재: 삼성전자 연구원
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 설계 및 이동통신 시스템 등

전 승 길

2001년 2월: 건국대학교 전자·정보통신공학과 (공학사)
 2003년 2월: 건국대학교 대학원 전자·정보통신공학과 (공학석사)
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 및 안테나 설계 등

최 홍 주

1993년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)
 1995년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
 2000년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학박사)
 [주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 이동통신, 마이크로파 회로 설계 등

허 정



1981년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1983년: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1991년: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
 현재: 건국대학교 전자·정보통신공학과 교수

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 마이크로파 회로설계, 마이크로파 소자 등