

# 광대역 3차원 마이크로스트립 안테나의 설계

## A Design of 3-Dimension Microstrip Antennas with Wide Bandwidth

오희태 · 조민규 · 김형동

Hee-tea Oh · Min-gyu Cho · Hyeong-dong Kim

### 요 약

마이크로스트립 안테나는 유전체층이 있으므로 해서 대역폭과 방사 효율의 제한을 받고 있다는 것은 잘 알려져 있다. 본 논문에서는 이러한 제한을 극복하기 위해 유전체를 갖고 있는 구조체의 사용대신 금속봉이나 비금속봉으로 지탱되는 금속판으로 구성된 구조체를 사용한다. 본 연구의 가장 중요한 동기는 기존의 안테나보다 높은 방사효율을 보이는 광대역 마이크로스트립 안테나를 구현하는 데에 있다. 또한 대역폭의 증가를 위해 패치의 크기와 높이 그리고 임피던스 정합이 고려된다.

### Abstract

Printed microstrip antennas are known to have limitations in terms of bandwidth and efficiency all imposed by the presence of the dielectric substrate. In this paper, to overcome these limitations, rather than using a superstrate geometry, the printed circuit is etched out of metal and supported in "strategic points" by (metallic or nonmetallic) post. The main motivation for this work was to obtain the wide bandwidth microstrip antenna which exhibits a higher efficiency than conventional ones. In this paper, to increase the bandwidth, patch sizes, electrical thickness and impedance matching are considered.

### I. 서 론

마이크로스트립 구조에서 전송 특성과 안테나 특성은 서로 상반된 관계가 있다. 즉 안테나 특성이 강하면 복사하려는 경향이 커져서 전송 능력이 떨어진다. 이는 마이크로스트립 안테나에서 급전선 부분에서 불필요한 방사사가 커지고 따라서 부엽 준위와 선

형편과 이외의 교차편파가 증가하여 안테나의 효율과 복사패턴을 저하시킨다. 반대로 전송 특성이 강한 마이크로스트립 구조에서는 패치 안에서 많은 양의 무효전력(Reactive power)이 축적된다. 따라서 Q값이 증가하고 대역폭이 감소하여 비효율적인 안테나가 된다.

마이크로스트립 안테나에서 좁은 대역폭은 안테나의 사용 범위를 축소시키는 단점 중의 하나이다.

「본 연구는 1998년도 한국학술진흥재단 대학부설연구소의 과제 연구비와 (주)삼정의 연구비에 의하여 연구되었음」  
한양대학교 전자전기공학부(Div. of Electrical & Computer Eng., Hanyang University)

· 논문 번호 : 990826-10S

· 수정완료일자 : 1999년 9월 8일

안테나의 대역폭을 증가시키기 위한 가장 직접적인 방법으로는 패치의 높이를 높이는 것이다<sup>[1]~[4]</sup>. 이것은 마이크로스트립 구조에서 안테나 특성을 향상시키는 것으로 패치의 복사 특성은 강하나 전력 전송능력이 약화된다. 이러한 방법에 의해 높이를  $\lambda/4$  까지 증가시켜 임피던스 대역폭을 연속적으로 넓힐 수 있으나 정합(Impedance matching)과 급전을 하는데 어려움이 발생한다. 그리고 패치의 높이가 높아짐에 따라 유전체 층의 두께가 커짐으로서 표면파가 다량 발생하여 복사효율이 감소한다<sup>[2]</sup>.

본 논문에서는 패치의 높이를 높였을 때 발생하는 급전의 어려움과 복사 효율의 감소를 극복하기 위해 급전선이 높이에 따라 변하고 패치와 접지면 사이에 유전체 대신 공기로 채워져 있는 구조의 안테나를 사용한다.<sup>[3]</sup> 따라서 본 연구의 안테나는 금속으로 된 패치와 그것을 지탱해주는 비금속봉, 그리고 급전 전송로로 구성된 그림 1에서와 같은 3차원 안테나 구조를 갖는다. 본 연구에서 사용된 광대역 3차원 안테나의 설계 및 제작에 관한 연구 결과로 다음과 같은 장점을 가지고 있다.

- 1) 패치의 높이를 높이고 급전선의 높이를 낮추어서 패치는 복사 특성을, 급전선은 전송특성을 알맞게 강화할 수 있다.
- 2) 방사부와 급전부를 연결하는 3차원 연결로가 가능하다. 그러므로 패치에서의 급전위치와 급전로의 폭 조절이 가능해진다. 정합이 효율적이면서 간단해지고 급전네트워크에서의 불

필요한 방사를 줄일 수 있다.

- 3) 접지면과 패치 사이는 공기로 채워져 있어서 유전체 손실과 표면파 손실이 없다. 그리고 패치의 높이를 높여도 복사효율(Radiation efficiency)이 감소되지 않는다. 따라서 기존의 마이크로스트립 안테나보다 복사효율이 상당히 높다.
- 4) 급전부에서의 전파는 순 TEM 모드이다. 따라서 분산(dispersion)이 없다.
- 5) 유전체가 없으므로 안테나 특성이 온도에 따라 변하지 않는다.
- 6) 제작비용이 저렴하다.

## II. 본 론

일반적으로 패치의 높이를 높이면 대역폭은 넓어진다. 그러나 이는 공진 주파수와 입력 임피던스, 그리고 복사효율 등 다른 특성을 변하게 한다. 이는 안테나의 공진 주파수, 반사손실, 대역폭, 빔패턴, 지향성, 안테나 이득, 복사효율 등 여러 특성들이 서로 독립된 변수가 아니기 때문이다. 따라서 안테나 대역폭과 밀접한 관계가 있는 주요 특성 및 패치 크기에 대해 간략히 살펴보기로 한다.

### 2-1 안테나 대역폭과 복사효율

안테나 대역폭을 논할 때 관심 주파수 대역에서

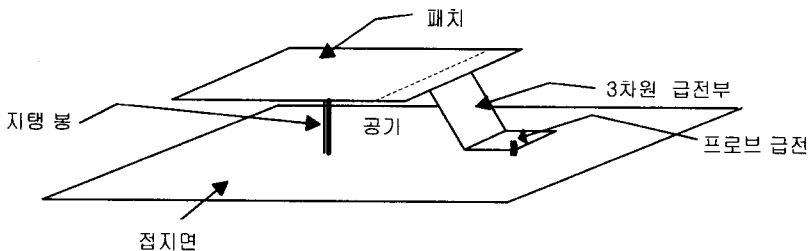


그림 1. 3차원 급전선과 지탱봉, 그리고 금속판으로 구성된 안테나

Fig. 1. The antenna consisting of a 3-D feed line, supporting posts, and metal.

두 가지 분리된 사항을 만족해야 한다. 첫째는 임피던스 대역폭(Impedance bandwidth)으로 패치와 연결된 급전선의 VSWR이 특정 수치 범위 안에 있는 주파수 대역폭을 말한다. 임피던스 대역폭은 Q와 최대 허용 VSWR로 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\text{임피던스 대역폭} = \frac{VSWR - 1}{Q \sqrt{VSWR}} \quad (1)$$

둘째인 패턴 대역폭은 복사패턴(빔폭, 부엽준위, 안테나이득)이 주파수에 따라 변하게 되는데, 특정 모양으로 일정하게 유지되는 주파수 대역폭을 말한다. 일반적으로 단일 마이크로스트립 안테나에서 패턴 대역폭은 주파수에 따라 임피던스 대역폭보다 작게 변하기 때문에 임피던스 정합은 안테나 대역폭을 결정짓는 주된 요소이다.

얇은 유전체층을 가지고 있는 기본적인 마이크로스트립 안테나는 일반적으로 좁은 임피던스 대역폭을 가지고 있다. 임피던스 대역폭은 두께가 커짐에 따라 연속적으로 증가한다. 같은 높이에서 유전율이 낮은 안테나가 높은 유전율을 갖은 것보다 넓은 대역폭을 가지고 있고 표면파와 유전체 손실이 작아짐으로 해서 복사효율도 크다.<sup>[2]</sup> 그러므로 임피던스 대역폭과 안테나 효율을 크게 하기 위해서 패치의 높이를 높이고 유전체의 유전율을 작게 해야 한다. 그림 2에서 패치의 길이(L)는 공진 주파수를 결정짓는 요소이다. 패치의 폭(W)은 임피던스 대역폭과 입력 임피던스에 영향을 준다. 또한 패치 내부에 존재하는  $TM_{01}$ 와 그 이상의 고차모드의 공진 주파수에 결정적인 영향을 준다.  $TM_{01}$  모드의 공진 주파수 대역에서 고차모드의 발생을 억제하기 위해 패치의 폭(W)은  $\lambda/2$ 와  $\lambda$ 사이의 값이어야만 한다.  $TM_{01}$  모드 상태에서 길이(L)를 일정하게 하고 폭(W)을 늘리면, ① 입력저항이 작아진다. ② Q값이 작아진다. ③ 임피던스 대역폭이 커진다. ④ 복사영역이 넓어짐으로 지향성이 커진다. ⑤ 특히  $TM_{11}$ 과  $TM_{20}$ 의 고차모드의 공진 주파수가  $TM_{01}$  모드의 공진 주파수에 근접한다. 즉 마이크로스트립 안테나에서 대

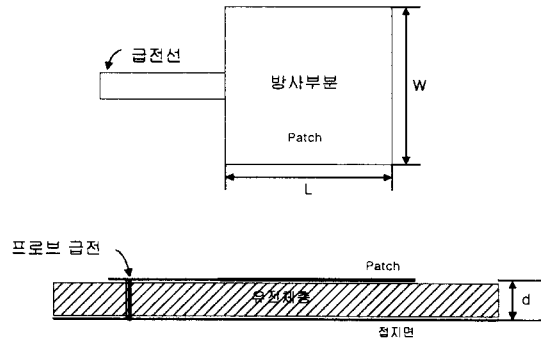


그림 2. 일반적인 마이크로스트립 안테나 구조

Fig. 2. The structure of a conventional microstrip antenna.

역폭을 넓히기 위해 고차모드가 복사패턴에 큰 영향을 주지 않는 범위에서 폭(W)을 크게 할 수 있다<sup>[4]</sup>.

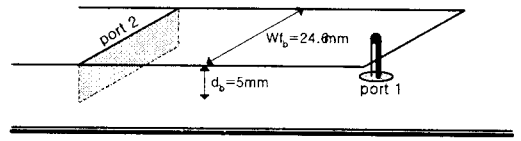
### 2-2 3차원 마이크로스트립 안테나

3차원 마이크로스트립 안테나는 그림 3에서와 같이 기본 방사부분을 비금속봉이나 금속봉으로 지탱해 주고 임의의 각도와 폭을 가지는 급전선을 통하여 급전한다. 본 논문에서는 이 급전방식을 3차원 전이(3-D transition)라 하고 이 방식을 사용하는 마이크로스트립 안테나를 3차원 마이크로스트립 안테나로 정의한다. 급전방식에서 3차원 전이의 사용은 설계에서의 새로운 가능성을 부여해 준다. 그 중 가장 중요한 사항은 급전선의 폭과 패치에서의 급전위치, 그리고 프로브와 연결되는 전송선의 높이를 조절할 수 있다는 것이다. 기존의 방식으로는 대역폭을 넓히기 위해 패치의 높이를 접지면 위로 높게 올리면 프로브 방식이나 마이크로스트립선으로 급전하기 어려워진다. 그러나 3차원 마이크로스트립 안테나는 그림 3에서 보듯이 급전선의 높이를 패치보다 낮추고 3차원 급전선의 폭을 조절할 수 있어 효율적인 급전과 패치에서 급전선과의 임피던스 정합이 가능하다. 패치 내부의 전자계는  $TM_{01}$  모드로 중앙에서의 전계는 거의 존재하지 않기 때문에 지탱봉

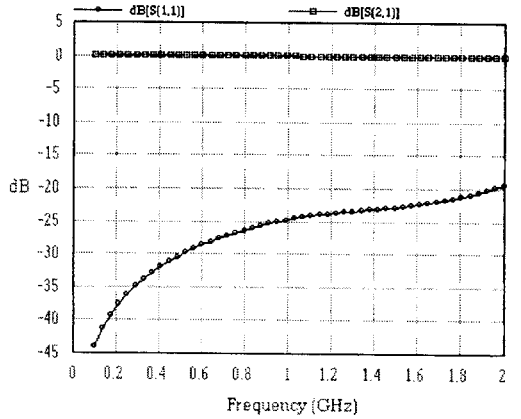
의 지름이 크지 않다면 그것으로 인한 변화는 무시할 수 있다. 본 논문에서는 대역폭을 넓히기 위해 패치의 폭을 크게 하였다. 그로 인해  $TM_{11}$  모드의 영향을 받아 공진 주파수에서 높은 주파수쪽으로 대역폭이 더 넓어진다. 3차원 급전선이 패치 안쪽으로 연결되면 공진 주파수가 높아지고 입력 임피던스의 값이 작아지는데 패치와 3차원 급전선의 임피던스 정합을 위해 급전선의 폭( $W_f$ )이 커져야 한다. 높은 패치 구조에서 급전선의 폭이 크면 복사패턴의 저하를 가져오므로 급전선의 연결 위치를 패치 끝으로 하였다.

### III. 수치 해석

본 논문에서는 상용 프로그램인 IE3D를 사용하여 안테나를 해석하였다. 그림 3에서 프로브방식을 사용하여 전송선으로 급전을 하고 있다.  $50 \Omega$ 의 특정 저항을 갖는 프로브는 전송선의 특성 임피던스가  $50 \Omega$ 이면 그림 4에서 보듯이 거의 반사파가 없이 프로브에서 급전선으로 전송된다.<sup>[5]</sup> 그래서 본 논문에서는 전송선의 특성 임피던스 값이  $50 \Omega$ 을 되도록  $W_f (=24.6 \text{ mm})$ 와  $d_b (=5 \text{ mm})$ 를 일정한 값으로 고정하였다. 그림 4는 800 MHz 대역을 기준으로 프로브와 급전선의 크기를 고려하여 설계된 것으로



(a)



(b)

그림 4. (a) 프로브급전 모형도, (b) 프로브와 마이크로스트립 전이의 반사계수( $S_{11}$ )와 투과계수( $S_{21}$ )

Fig. 4. (a) The view of a coaxial probe-fed microstrip, (b) The S parameters of coax-to-microstrip transition.

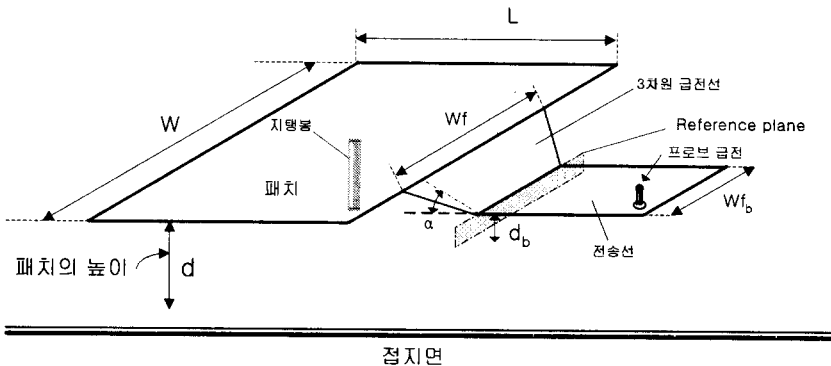


그림 3. 3차원 마이크로스트립 안테나 구조

Fig. 3. The geometry of a 3-dimension microstrip antenna.

Port 1은 프로브 입력단자이고 Port 2는  $0.014 \lambda$ 의 높이를 갖는 전송선의 한쪽 면으로 구성된다. 이때 프로브에서의 반사계수는 주파수가 높아짐에 따라 증가함을 알 수 있다. 이것은 주파수가 높아짐에 따라 파장 당 전송선 높이가 점점 커지게 되어 프로브에서의 직접 방사량이 많아지기 때문이다.

### 3-1 3차원 급전선의 폭(Wf)을 조절한 임피던스 정합

3차원 마이크로스트립 안테나의 중요한 특징은 3차원 급전선의 폭을 조절하여  $0.1 \lambda$  이상으로 높이가 높은 패치에 정합을 할 수 있다는 것이다. 그림 5는 일정 크기와 높이를 갖는 패치에서 3차원 급전선의 폭(Wf)을 조절하여 임피던스 정합을 시킨 결과이다. 그림 5(a)는 그림 3에 3차원 급전선의 시작 지점(Reference plane)에서의 입력 임피던스를 나타내는 스미스 차트이다. 이것으로 보아 공진 주파수에서 3차원 급전선의 폭이 커지면 입력 임피던스의 값이 작아짐을 알 수 있다. 패치의 끝단에서 입력 임피던스가 작아지면 3차원 급전선과 정합을 이루기

위해 그 폭이 커져야 하고 반대의 경우는 작아져야 한다.

### 3-2 높이에 따른 변화

일반적으로 마이크로스트립 안테나에서 패치의 높이가 높아지면 공진 주파수는 낮아지고 대역폭은 커진다. 또한 높이가  $0.02 \lambda$  이상 되는 패치 끝단에서의 공진 저항(Resonant resistance)값은 높이가 높아질수록 작아진다.<sup>[4]</sup> 따라서 3차원 마이크로스트립 안테나에서 패치의 높이가 균일한 증가율로 높아지면 정합을 이루기 위해 3차원 급전선의 폭(Wf)은 더 높은 증가율로 커져야만 한다. 그림 6은 패치의 크기가 같고 높이가 30 mm, 40 mm, 50 mm로 커질 때 각 높이에 따른 3차원 급전선의 폭을 조절하여 정합을 하여 얻은 수치해석 결과이다. 표 1에서 같은 크기의 패치를 높게 하였을 때 정합이 되는 3차원 급전선의 폭은 급격히 커진다. 그러나 대역폭은 넓어졌으나 공진 주파수는 일반적인 이론과 반대로 높아졌다. 이것은 동일 크기 패치에서 3차원 급전부의 폭이 커지면 공진 주파수는 증가하는데, 높이가

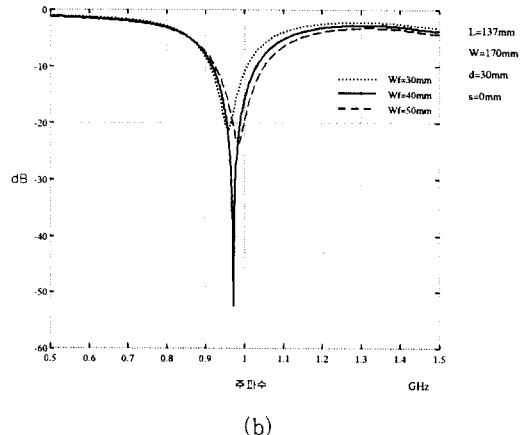
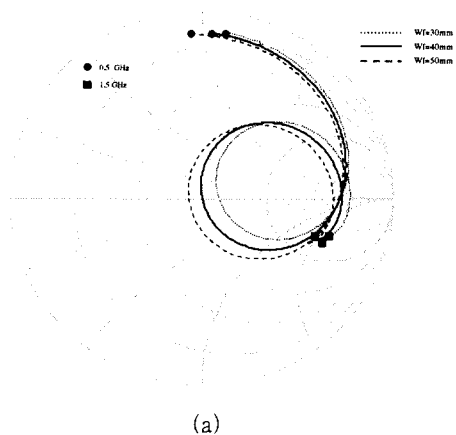


그림 5. 3차원 급전선의 폭 조절을 통한 임피던스 정합 과정에서 Reference 평면에서 계산된 (a) 임피던스 곡성을 나타내는 스미스 차트. (b) 반사계수( $S_{11}$ )

Fig. 5. Impedance matching by adjusting the width of 3-D feed line. (a) The smith chart display of impedance, (b) Reflection coefficient computed at reference plane.

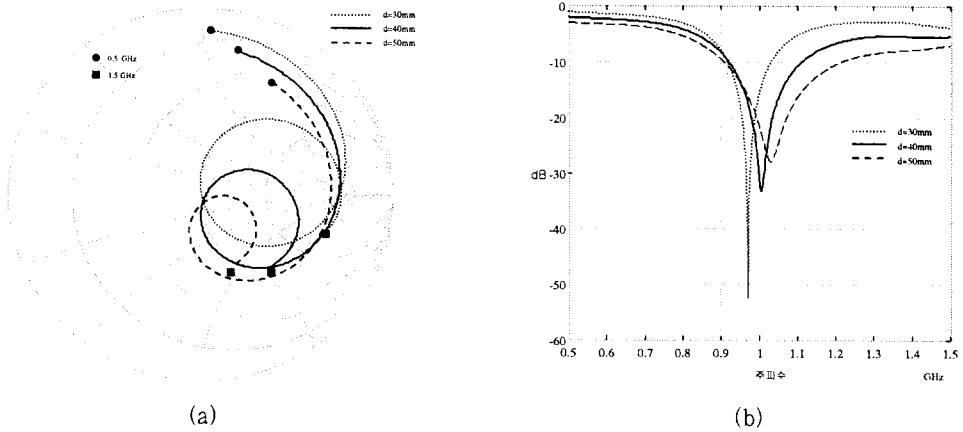


그림 6. 높이가 다른 패치에 임피던스 정합이 된 결과로 Reference 평면에서 계산된 (a) 임피던스를 나타내는 스미스 차트, (b) 반사계수( $S_{11}$ )

Fig. 6. Impedance matching of patches with different heights. (a) Smith chart display of impedance, (b) Reflection coefficient computed at reference plane.

표 1. 높이에 따른 변화를 보기 위한 안테나의 수치와 수치해석 값

Table 1. The dimension and computed characteristics of designed antennas as a function of patch height.

패치 높이	30 mm	40 mm	50 mm
$L$	137 mm	137 mm	137 mm
$W$	170 mm	170 mm	170 mm
$W_f$	40 mm	82 mm	120 mm
$\alpha$	$66^\circ$	$66^\circ$	$66^\circ$
대역폭	4.53 %	7.15 %	10.37 %
공진 주파수	971 MHz	1007 MHz	1031 MHz

높아질 때 공진 주파수가 낮아지는 변화량보다 정합을 하기 위해 3차원 급전부의 폭을 급격히 넓히기 때문에 생기는 공진 주파수 증가량이 훨씬 크기 때문이다. 그림 7은 패치의 높이가 30 mm, 40 mm, 50 mm일 때 각각의 공진 주파수에서의 E-Plane과 H-Plane에서의 복사패턴을 나타낸다. 일반적으로 안테나의 복사패턴은 패치의 높이 변화에 크게 영향

을 받지 않는다<sup>[1]</sup>. 그러나 3차원 급전부의 표면 넓이가 커짐에 따라 그 부분에서 방사량이 커져 부엽 준위가 커지고 지향성도 감소하였다. 결과적으로 패치의 높이를 약  $0.1 \lambda$  이상으로 높이면 3차원 급전선 폭으로 정합을 시킬 때 공진 주파수의 증가로 인하여 전체 안테나의 크기가 커지고 3차원 급전부의 폭이 넓어짐에 따라 복사패턴에서 부엽 준위가 커진다. 따라서 넓은 대역폭을 얻기 위해 높이를 높일 때 3차원 급전부의 폭을 넓히지 않고 정합을 이룰 수 있는 네트워크가 필요하다.

### 3-3 폭( $W$ )에 따른 변화

$TM_{01}$  모드의 공진 주파수대역에서 패치의 폭( $W$ )이 커지면 입력 임피던스의 값이 작아지고 대역폭은 커진다. 또한 고차모드인  $TM_{11}$ 과  $TM_{20}$  모드의 공진 주파수가  $TM_{01}$  모드의 공진 주파수에 가까워진다.  $TM_{11}$ 의 영향으로 대역폭은 높은 주파수쪽으로 더 확장된다. 패치의 높이가 높고 복사특성이 강하여 두 모드 사이의 주파수에서 각 모드가 혼합된 형태의 전류분포를 갖는다.  $TM_{20}$  모드와는 달리  $TM_{11}$

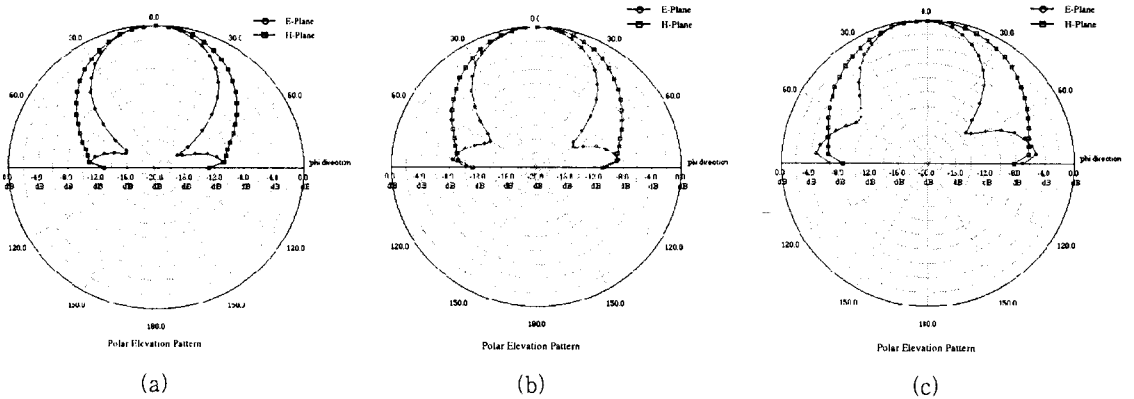


그림 7. 패치의 높이가 (a) 30 mm, (b) 40 mm, (c) 50 mm인 안테나의 E-평면과 H-평면에서의 복사패턴  
 Fig. 7. The radiation patterns on E and H-plane of the antennas with the height (a) 30 mm, (b) 40 mm, (c) 50 mm.

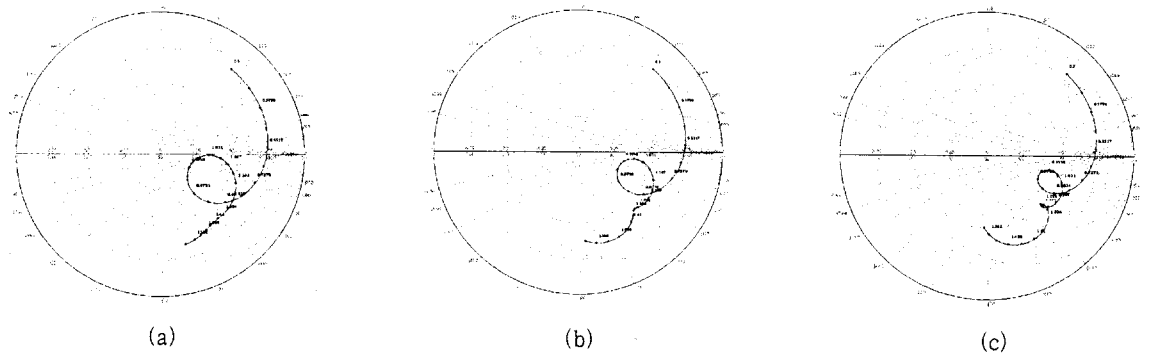


그림 8. 서로 다른 폭을 갖는 안테나의 급전선 시작위치에서 계산된 임피던스. (a) 170 mm, (b) 190 mm, (c) 210 mm  
 Fig. 8. The smith chart display of computed impedances for patches with the width of (a) 170 mm, (b) 190 mm, (c) 210 mm.

모드의 존재는  $TM_{01}$  모드의 복사패턴에 크게 영향을 주지 않는다. 본 논문에서는 10% ( $VSWR \leq 1.3$ ) 이상의 광대역폭을 구현 위해 고차모드가 심하게 복사패턴에 영향을 주지 않는 범위 내에서 패치의 폭 ( $W$ )을 증가시켜 보았다. 여기서 주의할 점은 정합 네트워크 없이 급전부를 조절하여 정합을 이룰 때, 패치의 폭이 증가하면 3차원 급전부의 폭도 증가한다. 그림 8은 패치의 높이( $d$ )가 50 mm이고 패치의 길이( $L$ )가 137 mm, 그리고 3차원 급전부의 폭( $W_f$ )이 73 mm로 일정할 때 패치의 폭( $W$ )을 170 mm,

190 mm, 210 mm로 증가시켰다. 이때 스미스 차트에서 임피던스 곡선이 이루는 원상에 있는 주파수 밀도가 조밀해지고 임피던스 중심은 점점 큰 임피던스 값으로 변하는 것을 확인할 수 있다. 이것은 패치의 폭이 커질수록 끝단의 입력 임피던스의 값은 작아지는데 이 때 3차원 급전부와 정합 되는 임피던스와의 차가 점점 커지기 때문이다. 임피던스 정합을 하기 위해 패치의 폭을 증가시키면 3차원 급전부의 폭( $W_f$ ) 또한 증가시켜야 한다. 그림 8 (a)와 (b)의 임피던스 곡선에서  $TM_{01}$  모드의 공진 주파수보다

높은 1.3GHz대역에 존재하는 불연속 지점을 볼 수 있다. 이것은  $TM_{20}$  모드가 이루는 미세한 작은 원입을 확인할 수 있는데 패치의 폭이 커질수록  $TM_{01}$  모드의 공진 주파수에 가까워지고 뚜렷해진다.

### 3-4 스테브 정합 네트워크

3차원 마이크로 스트립 안테나에서 광 대역폭의 구현을 위해 패치의 높이와 폭을 크게 할 수 있다. 그러나 3차원 급전선 시작점에서 공진 주파수대역에서의 입력 임피던스의 값이 캐패시턴스(Capacitance)의 성질로 커지게 된다. 이 경우 급전선의 폭을 증가시켜 정합을 이룰 수 있으나 복사패턴에서 부엽 준위가 커지게 되어 문제가 된다. 따라서 본 논문은 전송선에 스테브를 병렬로 연결하여 정합을 시키는 방법을 제안한다. 이 방법으로는 임피던스 값의 정도와 패치의 전체 길이를 고려하여 단일 스테브 방식과 이중 스테브 방식을 사용할 수 있다<sup>[6],[7]</sup>. 단일 스테브에서  $L_1$ 의 값이 클 경우 안테나의 전체 길이가 커지므로 안테나 배열을 하는데 어려움이 생긴다. 이 문제점으로 인하여 이중 스테브 방식을 사용하여  $L_1$ 의 값을 줄여 안테나의 전체 길이를 줄일 수 있다. 그림 9(a)와 그림 10(a)는 단일 스테브

와 이중 스테브의 전송이론 등가 모형도로 3차원 급전부의 시작지점의 임피던스 값을 수치해석 방법으로 구한 후 정합 네트워크 시작위치에서 입력 임피던스 값이  $50\Omega$  이 되도록  $L_1$ 과  $y_s, y_o$ 를 각각 구한다. 본 논문에서 스테브와 패치 사이에 커플링을 줄이기 위하여 스테브의 표면적을 작게 할 목적으로 스테브의 특성 임피던스를 전송선의 특성 임피던스보다 크게 하였다. 그리고 스테브의 길이를  $\lambda/4$ 보다 짧게 하기 위해 단일 스테브에서는 단락 스테브를, 이중 스테브에서는 개방 스테브와 단락 스테브를 각각 사용하였다.

그림 11은 패치의 높이(d)가 50 mm이고 길이(L)가 140 mm, 폭(W)이 206 mm인 안테나에 이중 스테브 정합 네트워크 사용 전과 사용 후의 입력 단에서의 임피던스를 나타내는 스미스 차트이다. 스테브 정합 네트워크를 사용하지 않은 안테나의 공진 주파수 845 MHz에서  $91.1 - 47.68i$ 로 계산된 입력 임피던스 값을 가지고  $L_1$ 과  $y_s, y_o$ 를 전송이론으로 각각 계산하였다. 이 때 각 변수는 이중 스테브의 사용으로 유일한 해는 아니다. 다만 패치와 스테브의 커플링과 안테나 전체길이의 최소화, 그리고 안정적인 제작을 고려해 최적의 수치를 산출하면 된다.

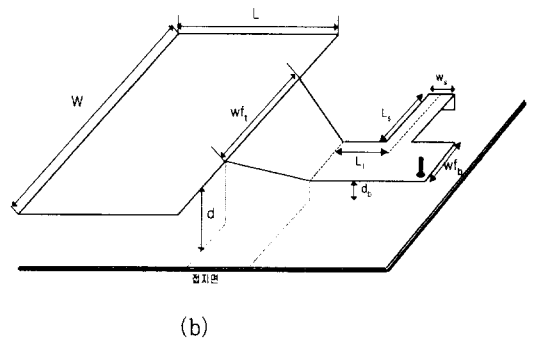
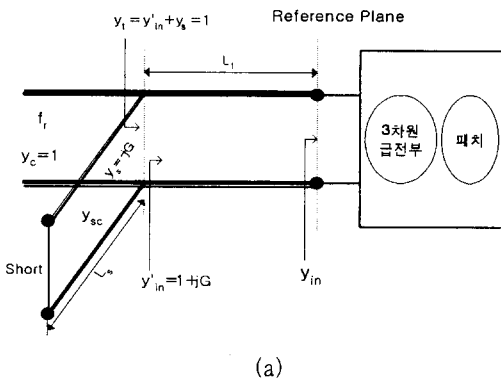


그림 9. 단일 스테브를 사용하는 임피던스 정합 네트워크. (a) 전기적 등가 회로, (b) 설계된 실제 안테나 모형도  
 Fig. 9. Impedance matching network with single stub. (a) Transmission-line model, (b) The structure of the design antenna.



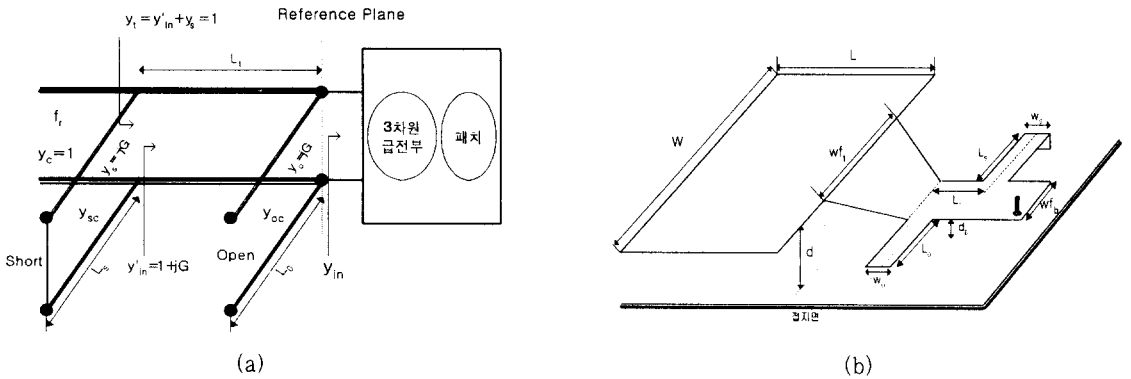


그림 10. 이중 스텐브를 사용하는 임피던스 정합 네트워크. (a) 전기적 등가 회로, (b) 설계된 실제 안테나 모형도  
 Fig. 10. Impedance matching network with double stub, (a) Transmission-line model, (b) The structure of the design antenna.

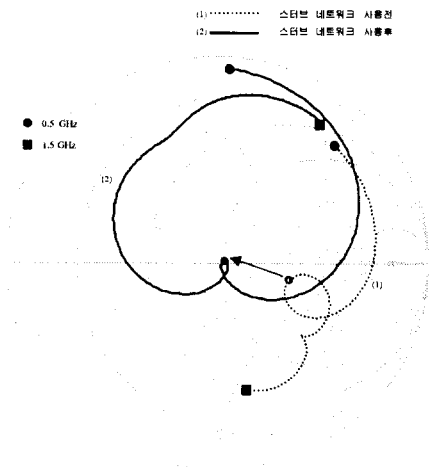


그림 11. 수치해석 된 임피던스 곡선을 나타내는 스미스 차트. (1) 스텐브가 없는 것, (2) 이중 스텐브가 있는 것

Fig. 11. The smith chart plot of impedance locus computed. (1) at reference plane without tuning stubs, (2) at stub location with tuning double stubs.

#### IV. 제작 및 측정

공진 주파수가 859 MHz로 대역폭(VSWR ≤ 1.3)이 8% 이상이 되어야 하는 셀룰라 기지국용 안테

나의 설계 목적으로 패치의 높이가 0.14 λ이고 TM<sub>11</sub> 모드의 영향으로 대역폭의 증가를 얻을 수 있도록 패치의 폭을 넓게 하였다. 패치가 지탱봉으로 받쳐 있는 구조이기 때문에 두께가 0.8 mm인 비교적 두꺼운 금속판으로 안테나를 제작하였다. 그리고 임피던스 정합을 위해 이중 스텐브를 사용하여 공진 주파수 856 MHz, 대역폭 15.7%의 측정치를 얻었다. 제작품의 측정과정에서 스텐브의 위치와 길이를 조절하여 임피던스 정합과 공진 주파수 튜닝을 하였다. 그림 12는 최종 안테나의 측정값과 수치해석 값의 반사손실(S<sub>11</sub>)을 나타낸다. 900 MHz에서 약간의 불규칙한 변화는 TM<sub>11</sub> 모드의 영향으로 높은 주파수 쪽으로 대역폭이 더 넓어진 것을 확인할 수 있다.

그림 13은 설계된 안테나의 주파수 850 MHz에서 복사패턴을 나타낸다. E-평면의 빔 폭은 61.5834°이고 H-평면의 빔 폭은 72.5217°이다. 표 3에서 유전체에 의한 표면파 손실과 유전체 손실이 없어서 복사효율이 100%가 나왔다. 또한 패치의 크기가 기존의 마이크로스트립 안테나 보다 2~3배 커서 지향성이 크고 안테나 이익도 높다.

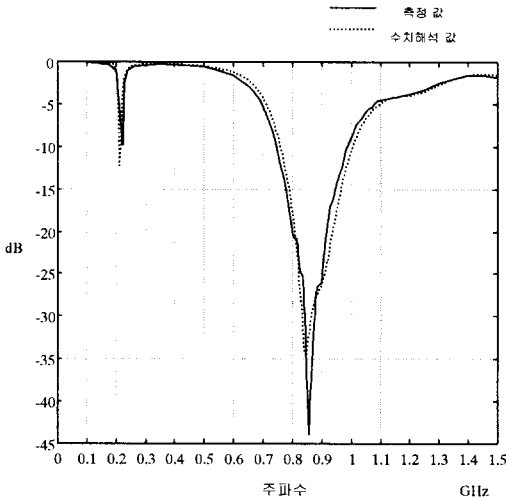


그림 12. 측정값과 수치해석 값의 반사계수( $S_{11}$ ) 비교  
 Fig. 12. The comparison of computed and measured reflection coefficient( $S_{11}$ ).

표 2. 측정과 수치해석으로 구한 안테나 특성 비교  
 Table 2. The comparison of computed and measured antenna characteristics.

	수치해석 값	측정 값
공진 주파수	845 MHz	856 MHz
대역폭 ( $VSWR \leq 1.3$ )	799~949 MHz 17.7 %	790~925 MHz 15.7 %

### V. 결 론

패치의 높이를  $0.14 \lambda_0$ 까지 올리고 폭을 넓혀서 임피던스 대역폭이 15% ( $VSWR=1.3$ ) 이상이 되는 광대역 안테나를 설계, 제작하였다. 보다 넓은 대역폭을 얻기 위해 높이와 폭을 더 크게 할 수 있으나 복사패턴의 저하와 안테나 크기의 증가로 어려움이 있다. 본 연구에서 스텔브 정합 네트워크를 사용함으로써 효율적이면서 간단한 임피던스 정합과 제작 과정에서 공진 주파수의 조율을 쉽게 할 수 있다. 마이크로스트립 안테나의 전형적인 단점인 좁은 대역폭을 극복하기 위해서 3차원 급전부와 스텔브 정합

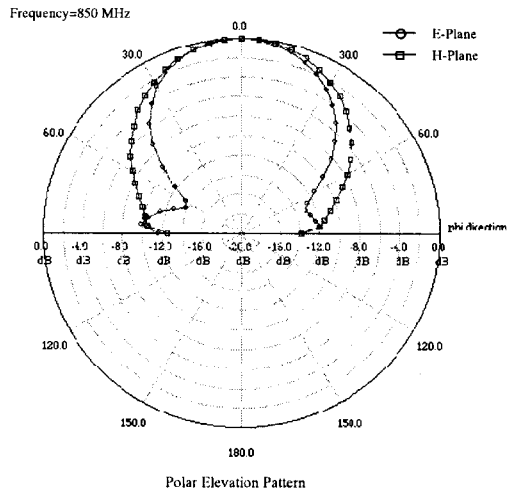


그림 13. E와 H-평면에서의 계산된 복사패턴(주파수 = 850 MHz)  
 Fig. 13. The radiation patterns computed on E and H-plane(frequency = 850 MHz)

표 3. 수치해석으로 구한 설계된 안테나의 복사 패턴 특성

Table 3. The computed characteristics of the deigned antenna.

주파수	850 MHz
복사 효율	100 %
안테나 효율	99.959 %
선형편파 지향성	8.86812 dBi
선형편파 이익	8.86634 dBi

네트워크를 사용하여 패치의 높이가 높은 안테나에 임피던스 정합을 함으로써 광 대역폭을 얻을 수 있다. 이러한 장점으로 넓은 대역폭과 높은 효율을 필요로 하는 무선통신 시스템에 널리 사용될 것으로 예상된다.

### 참 고 문 헌

[1] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards,

- "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 6, pp. 767-772, Jun., 1986.
- [2] D. M. Pozar, D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas*, *IEEE Press*, Piscataway, pp. 157-166, 1995.
- [3] N. Herscovici, "New considerations in the design of microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 6, pp. 807-812, Jun., 1998.
- [4] K. R. Carver, J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, Jan., 1981.
- [5] C. Wu, K. L. Wu, Z. Q. Bi, and J. Litva, "Accurate characterization of planar printed antennas using finite-difference time-domain method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no. 5, pp. 526-534, May, 1992.
- [6] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electronics lett.*, vol. 23, no. 8, pp. 368-396, Apr., 1987.
- [7] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, "An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 11, pp. 1345-1354, Nov., 1989.

오 희 태



1997년 2월: 한양대학교 전자통신공학과(공학사)  
 1998년 3월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 대학원 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나, 전자파 수치해석

조 민 규



1999년 2월: 한양대학교 전자전기공학부(공학사)  
 1999년 3월~현재: 한양대학교 전파공학과 대학원 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나, 전자파 수치해석

김 형 동



1984년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)  
 1986년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학석사)  
 1992년 5월: 텍사스 오스틴 주립대학교(공학박사)  
 1992년 6월~1993년 1월: 텍사스 오스틴주립대학교 Post. Doc. Fellow  
 1993년 3월~1996년 2월: 한양대학교 전파공학과 전임강사  
 1996년 3월~현재: 한양대학교 전파공학과 조교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 공학, 전자파 수치해석, 안테나 설계 및 해석, 초음파 공학