

工學碩士 學位論文

開口結合 및 三次元 遷移 마이크로스트립 線路로  
給電되는 二重偏波 四角形 마이크로스트립 안테나

Aperture Coupled and 3-D Transition Microstrip Line Fed  
Dual Polarization Rectangular Microstrip Antenna

指導教授 朴 東 國

2002年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電子通信工學科

曹 誠 紋

본 論文을 曹誠紋의  
工學碩士 學位論文으로 認准함

主審：梁 圭 植 (印)

副審：金 基 文 (印)

副審：朴 東 國 (印)

2002年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電子通信工學科

曹 誠 紋

# 목 차

Abstract	v
제 1 장 서 론	1
제 2 장 마이크로스트립 안테나	3
2.1 마이크로스트립 안테나의 개요	3
2.2 마이크로스트립 안테나의 광대역 기법	6
제 3 장 개구결합 마이크로스트립 안테나	9
3.1 개구결합 마이크로스트립 안테나의 개요	9
3.2 개구결합 마이크로스트립 안테나의 설계	11
3.3 시뮬레이션 결과 및 검토	24
제 4 장 3차원 급전 마이크로스트립 안테나	28
4.1 3차원 급전 마이크로스트립 안테나의 개요	28
4.2 3차원 급전 마이크로스트립 안테나의 설계	29
4.3 시뮬레이션 결과 및 검토	38
제 5 장 개구결합과 3차원 급전을 이용한 이중편파 안테나	41
5.1 이중편파 마이크로스트립 안테나의 시뮬레이션	42
5.2 실험 결과 및 검토	47
제 6 장 결 론	54
참고문헌	55

## 그림 목 차

그림 2-1.	마이크로스트립 선로로 급전되는 사각형 마이크로스트립 안테나의 구조 . . . . .	4
그림 2-2.	사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 필드 패턴 . . .	6
그림 2-3.	이중오피셋 개구결합 급전과 3차원 마이크로스트립 급전을 이용한 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 .	8
그림 3-1.	개구결합 마이크로스트립 안테나의 구조 . . . . .	9
그림 3-2.	개구결합 마이크로스트립 안테나의 등가 모델 . . . . .	8
그림 3-3.	이중오피셋 개구결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나	13
그림 3-4.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 패치길이 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	14
그림 3-5.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 패치폭 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 변화 . . . . .	16
그림 3-6.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 패치와 접지판 사이의 거리변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	17
그림 3-7.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 슬롯길이 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	18
그림 3-8.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 급전선 사이의 간격 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	20
그림 3-9.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 정합섹션 크기 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사 손실 변화 . . . . .	21

그림 3-10. 이중옴셋 개구결합 급전 안테나의 스테르브길이 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	23
그림 3-11. 이중옴셋 개구결합 급전 안테나의 반사손실 및 입력 임피던스 . . . . .	25
그림 3-12. 이중옴셋 개구결합 급전 안테나의 복사패턴 . . . . .	26
그림 4-1. 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 . . . . .	28
그림 4-2. 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 설계 파라미터 . . . . .	30
그림 4-3. 3차원 급전 안테나의 패치길이 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	31
그림 4-4. 3차원 급전 안테나의 패치폭 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 변화 . . . . .	32
그림 4-5. 3차원 급전 안테나의 패치와 접지판 사이의 거리 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실변화 . . . . .	33
그림 4-6. 3차원 급전선의 폭 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	35
그림 4-7. 3차원 급전 위치 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 및 반사손실 변화 . . . . .	37
그림 4-8. 3차원 급전 안테나의 반사손실 및 입력 임피던스 . . . . .	39
그림 4-9. 3차원 급전 안테나의 복사패턴 . . . . .	40
그림 5-1. 이중옴셋 개구결합 급전과 3차원 급전을 이용한 마이크로스트립 안테나의 구조 . . . . .	42
그림 5-2. 시뮬레이션한 반사손실 및 분리도 . . . . .	44
그림 5-3. 시뮬레이션한 입력 임피던스 . . . . .	44
그림 5-4. 시뮬레이션한 개구결합 급전 복사패턴 . . . . .	45

그림 5-5.	시뮬레이션한 3차원 급전 복사패턴 . . . . .	46
그림 5-6.	측정한 반사손실 및 분리도 . . . . .	47
그림 5-7.	측정한 입력 임피던스 . . . . .	48
그림 5-8.	개구결합 급전의 입력 임피던스 비교 . . . . .	49
그림 5-9.	개구결합 급전의 반사손실 비교 . . . . .	50
그림 5-10.	3차원 급전의 입력 임피던스 비교 . . . . .	50
그림 5-11.	3차원 급전의 반사손실 비교 . . . . .	51
그림 5-12.	개선된 반사손실 및 분리도 . . . . .	52
그림 5-13.	개선된 입력 임피던스 . . . . .	52
그림 5-14.	제작한 안테나 모양 . . . . .	53

## 표 목차

표 3-1.	이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 치수 . . . . .	24
표 4-1.	3차원 급전 폭 변화에 따른 임피던스 대역폭(10dB기준)	35
표 4-2.	3차원 급전 안테나의 치수 . . . . .	38
표 5-1.	이중편파 마이크로스트립 패치 안테나의 치수 . . . . .	43
표 5-2.	개선된 이중편파 마이크로스트립 패치 안테나의 치수 .	51
표 5-3.	안테나 특성 비교표 . . . . .	51

## Abstract

Designs for achieving dual-polarization radiation with high isolation between two feeding ports as well as wide bandwidth have been an important subject in patch antenna design.

In this paper, the design of a dual-polarization rectangular microstrip patch antenna excited by using both an aperture-coupled feed (port1) and a 3-dimensional microstrip feed (port2) is presented.

The antenna characteristics such as the resonant frequency, input impedance, radiation pattern and return loss as function of parameters of two feed lines are simulated by using the commercial software IE3D.

The parameter studies using IE3D provide enough design data. A 60mm×50mm rectangular patch at a distance 22mm above the ground plane of a grounded substrate of thickness 0.81mm and relative permittivity 3.38 is fabricated.

Both measured impedance bandwidths for the two orthogonal polarizations are greater than 17% and the measured isolation between the two feeding ports can be less than -30dB for the entire bandwidth of IMT-2000. The antenna gains of 7.8dBi and 7.4dBi in the broadside direction fed by port1 and port2, respectively, were calculated.

# 제 1 장 서 론

본 논문에서는 개구결합 급전방법과 3차원 급전방법을 이용하여 이중편파 마이크로스트립 안테나를 설계 및 제작하고자 한다.

1953년 미국의 Deschamps에 의해 제안된 마이크로스트립 방사체에 대한 개념을 통해 시작된 마이크로스트립 안테나<sup>[1]</sup>는 제작이 용이하고 가격경쟁력이 우수하며 크기가 작고 무게가 경량인 장점을 가지 있는데, 이 장점이 직접회로 기술의 발달로 인한 소형화 추세와 맞물려 지금까지도 많은 연구가 되고 있고, 수요 또한 급증하는 추세이다.

최근에는 무선통신에서 사용하는 주파수가 높아지면서 광대역 특성의 안테나를 요구하는 추세인데 일반적인 마이크로스트립 안테나의 경우 협대역 특성을 가지므로 여러 가지 광대역화를 위한 방법들이 제시되고 있다.

예를 들어 IMT-2000 서비스를 처리하기 위해서는 주파수 대역폭이 약 16% 이상 되는 안테나가 필요하다. 그래서 광대역 안테나로 L자 형태의 급전구조를 갖는 광대역 마이크로스트립 패치안테나<sup>[2]</sup>,  $\Pi$ -매칭회로를 이용한 개구결합 마이크로스트립 패치안테나<sup>[3]</sup>, 스퀘어 슬롯 어레이 안테나<sup>[4]</sup>가 제안되었다.

그러나 위의 제안된 안테나들은 단일편파 안테나로서 이동 전파 환경에서 페이딩 현상으로 시스템의 성능이 저하되는 문제점이 있다. 또한 이러한 페이딩 현상의 성능저하를 개선하기 위해 L급전과 개구결합을 사용한 이중편파 안테나<sup>[5]</sup>가 제안되었다. 그러나 제안된 안테나는 적층구조 형태이므로 물리적인 크기를 증가시켜야 하고 제작비용이 증가하는 문제점이 있다.

이에 본 논문에서는 개구결합 급전 방법과 3차원 급전 방법을 이용하여 단일 패치로 이중편파 특성을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나를 제안하고 안테나의 파라미터 변화에 따른 안테나의 특성변화를 조사하여 안테나를 설계하고 제작하여 실험하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서 마이크로스트립 안테나에 대한 개요와 몇가지 광대역화 방법을 설명하였다.

제 3장에서는 개구결합 마이크로스트립 안테나의 개요와 이중음셋 개구결합 구조를 제시하고 각각의 파라미터들의 변화에 따른 안테나의 특성변화를 조사하였다.

제 4장에서는 3차원 마이크로스트립 안테나의 개요와 3차원 급전 구조를 제시하고 각각의 파라미터들의 변화에 따른 안테나의 특성변화를 조사하였다.

제 5장에서는 3장과 4장의 안테나 파라미터들을 이용하여 개구결합 급전과 3차원 급전을 이용한 이중편파 안테나를 설계 제작하고 그 안테나의 특성을 측정하였다.

제 6장에서는 결론을 내리고 앞으로의 연구방향을 제시하였다.

## 제 2 장 마이크로스트립 안테나

### 2.1 마이크로스트립 안테나 개요

마이크로스트립 안테나에 대한 개념은 1940년대 유전체속에 파묻힌 도체띠 구조인 스트립 선로의 단점을 개선하여 중앙 스트립을 기준으로 한쪽의 유전체를 완전히 제거해 버린 마이크로스트립 선로에서 출발하였다. 곧 마이크로스트립 선로로부터 불요방사를 억제하기 위한 연구와 더불어 이 불요방사를 이용해 안테나로 사용할수 있다는 것을 1953년 Deschamps<sup>[1]</sup>가 제안 하였다. 그러나 좋은 초고주파용 정밀 유전체 기판 제작의 어려움 때문에 개념 발표 후 발전을 하지 못하다가 1970년대 미사일과 우주선에 얹고, 유연한 안테나가 필요하게 되었고 마이크로스트립 안테나가 그 대안으로 제시되어 빠르게 발전하게 되었다.

최근에는 직접위성방송(DSB ; Direct Satellite Broadcasting)수신용 안테나로서 마이크로스트립 안테나가 실용화되어 널리 이용되고 있으며, 휴대 무전기나 항공기용 안테나로서의 마이크로스트립 안테나에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

마이크로스트립 선로로 급전되는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 구조를 그림 2-1에 나타내었다. 바닥에는 접지역할을 하는 도체가 있고, 그 위에는 유전체가 있으며 제일 위에는 마이크로스트립 급전선로와 패치 역할을 하는 도체가 놓여있다. 마이크로스트립 안테나는 대략 100MHz에서 50GHz 사이의 넓은 주파수 범위에 걸쳐서 사용 할 수 있으며, 다음과 같은 장·단점이 있다.

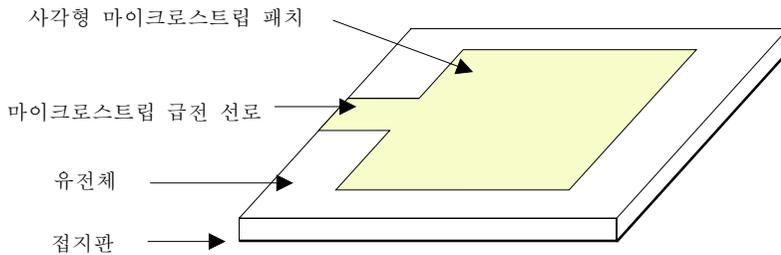


그림 2-1. 마이크로스트립 선로로 급전되는 사각형 마이크로스트립 안테나의 구조

○ 장점

- 가볍고, 부피가 적고, 유연하다.
- 제작 단가가 싸다.
- 안테나를 쉽게 미사일이나, 비행체에 부착할 수 있다.
- 이중 공진 주파수를 쉽게 만들 수 있다.
- 안테나 구조물에 급전선과 정합 네트워크를 부착시킬 수 있다.
- 여러 모듈(amp., phase shifter, oscillator etc.)을 안테나에 부착시킬 수 있다.
- 선형편파, 원형편파를 급전점의 위치 변화로 쉽게 구현할 수 있다.

○ 단점

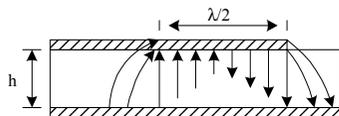
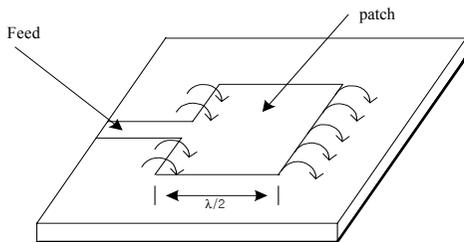
- 주파수 대역폭이 중심주파수의 수%정도로 좁다.
- 낮은 전력 운영 능력을 가진다.
- 표면파 발생 가능성이 있다.
- 급전선에 의한 손실이 있고 그것에 의해 낮은 이득을 갖는다.
- 급전선과 복사소자가 같은 평면에 서로 인접하여 있어 분리도가 나쁘다
- 배열을 할 경우, 낮은 부엽을 만들기 어렵다.

마이크로스트립 안테나는 위와 같은 단점이 있지만 항공기, 인공위성과 같은 고속 이동체 안테나로서 갖추어야 할 장점이 보다 더 강조되어 앞으로 더 많은 응용이 기대된다.

마이크로스트립 안테나의 방사는 방사소자와 접지판 사이의 프링징(fringing) 필드에 의해서 발생된다. 그림 2-2 (a)에서처럼 패치의 길이를  $\lambda/2$ 로 잡으면 패치의 양 끝단에서 누설 전계가 생긴다. 선로의 관점에서는 손실에 해당되겠지만 안테나의 관점에서는 이 누설 전계가 공중으로 전파되는 복사 양이다. 이 누설 전계를 옆에서 보면 그림 2-2 (b)와 같다.

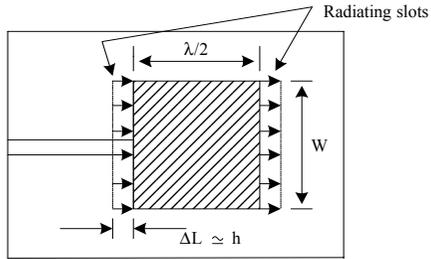
누설 전계를 수직성분과 수평성분으로 나누어보면 수직성분은 양 끝단의 위상이 서로 반대되어 상쇄가 되나 수평성분은 위상이 일치하여 합쳐져 공중으로 방사되게 된다. 이것은 그림 2-2 (c)처럼 거리  $\lambda/2$ 만큼 떨어져서 폭이 유전체의 높이  $h$ 이고 길이가 패치의 폭 ( $w$ )과 같은 슬롯이 두 개가 있고, 이러한 두 개의 슬롯에 의해 전자파가 복사되는 것으로 생각할 수 있다.

이와 같이 마이크로스트립 안테나를 두 개의 슬롯으로 모델링하여 해석하는 방법을 슬롯-전송 모델링 해석방법<sup>[6,7]</sup>이라고 한다.



(a) 사각형 마이크로스트립 패치 안테나

(b) 옆모습



(c) 윗모습

그림 2-2. 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 필드 패턴

## 2.2 마이크로스트립 안테나의 광대역화 기법

마이크로스트립 안테나는 두께가 얇고, 소형, 경량으로 원하는 형태로 제작할 수 있으며, 저렴한 가격으로 대량 생산이 가능하다. 특히 배열형 구성으로 첨예한 빔폭과 원하는 패턴을 얻을 수 있어 광범위한 분야에 응용되고 있다.

그러나 이득이 낮고 저출력인 단점이 있으며, 특히 본질적으로 대역폭이 좁아 시스템 응용에 많은 제약을 받는다. 따라서 마이크로스트립 안테나 소자의 대역폭 증대를 위한 많은 방법이 고안되어 왔다.

E. Chang에 의해 제안<sup>[8]</sup>된 두꺼운 기판을 사용할 경우 대역폭은 늘어나지만, 표면파가 발생되고, 기판 가장자리에서 회절이 발생되어 방사패턴과 효율을 저하시키는 문제점이 있으며, Long, S. A에 의한 다층 멀티 패치(stacked multipatch)<sup>[9]</sup>는 방사특성의 저하와 급전이 어렵다. G. Kumar가 제안한 공진주파수가 각각 다른 수동소자 회로를 사용하여 다중 공진이 되도록 하는 방법<sup>[10]</sup>은 방사패턴과 이

득을 저해하고 물리적인 패치 크기가 커지는 단점이 있다.

또 다른 대역폭 확장방법은 패치와 스템(stub)를 PIN 다이오드로 연결하여 바이어스 전압에 의해 스템을 개방 또는 단락시키므로써 공진주파수를 제어하는 방법<sup>[11]</sup>이다. 이 방법은 동조범위가 좁고 구조가 복잡해지는 단점이 있다. 접지판과 기판 사이에 있는 유전체의 공극폭을 조정하여 캐비티 실효 유전율을 변화시키는 방법<sup>[12]</sup>은 모든 형태의 패치에 적용할 수 있고, 공극폭만의 조정으로 공진주파수를 바꿀 수 있지만 공극의 폭을 기계적으로 바꾸어야 한다.

최근에는 실험적 연구에 기초해서 U자 모양의 슬롯<sup>[13]</sup>을 사각형 패치에 넣어 구현함으로써 입력임피던스 특성이 광대역화되는 방식을 제안했다. 하지만 이 방법은 정사각형 패치로는 구현이 힘들고, 교차편파(cross-pol.)가 증가하는 단점이 있다.

마이크로스트립 안테나의 대역폭을 확장하기 위한 임피던스 정합 회로 기법이 H. F. Pues와 A. R. Van de Capelle에 의해 제안<sup>[14]</sup>되었다. 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스는 주파수에 따라 변화되므로 이를 보상하기 위하여 리액티브 소자로 구성된 광대역 정합회로를 설계해야 한다. 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스는 방사패턴과 이득에는 별로 영향을 주지 않고 대역폭에만 관계되기 때문에 정합회로의 설계는 RLC공진회로로 구성되는 안테나 입력임피던스를 부하로 한 여파기를 설계하는 것과 같다.

또한 패치와 급전선로가 서로 다른 층에 있을 때 패치와 마이크로스트립 급전선로를 공간적으로 연결해주는 3차원 마이크로스트립 급전 방법<sup>[15]</sup>이 제안되었다. 이 방법은 패치와 급전선의 높이를 조정하여 복사특성과 전송특성을 알맞게 강화할 수 있는 장점이 있어 있으나 3차원 급전부의 표면이 넓어짐에 따라 3차원 급전부의 방사

량이 커져 부엽준위가 커지는 단점이 있다<sup>[16]</sup>.

본 논문에서는 그림 2-3과 같은 이중오피셋 개구결합 급전과 3차원 마이크로스트립 급전을 이용하여 광대역 특성을 얻고자 한다.

개구결합 급전 및 3차원 마이크로스트립 급전 방식에 대한 각각의 특성을 3장과 4장에서 살펴보고자 한다.

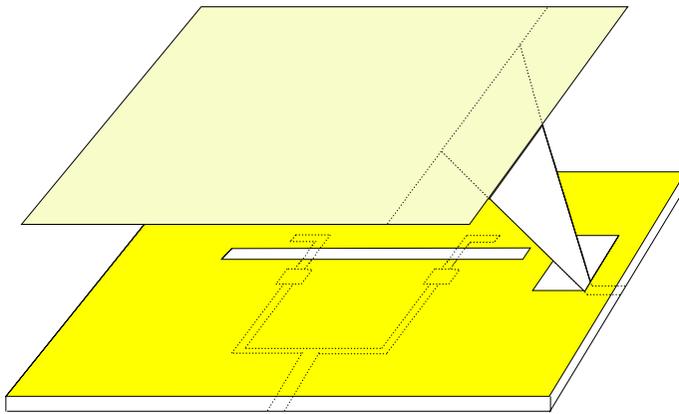


그림 2-3. 이중오피셋 개구결합 급전과 3차원 마이크로스트립 급전을 이용한 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

## 제 3 장 개구결합 마이크로스트립 패치 안테나

### 3.1 개구결합 마이크로스트립 패치 안테나의 개요

마이크로스트립 패치 안테나는 단일층으로 안테나와 함께 능동 위상천이기, 증폭기, 선로등을 직접화하기에 공간이 충분치 못하고, GaAs와 같이 높은 유전율을 갖는 반도체 기판을 사용하므로 안테나의 대역폭 특성이 나빠지는 문제점이 있었다. 이러한 문제를 해결하고자 두 개 이상의 층을 사용하는 그림 3-1과 같은 개구결합 급전 방법이 제안<sup>[17]</sup>되었다.

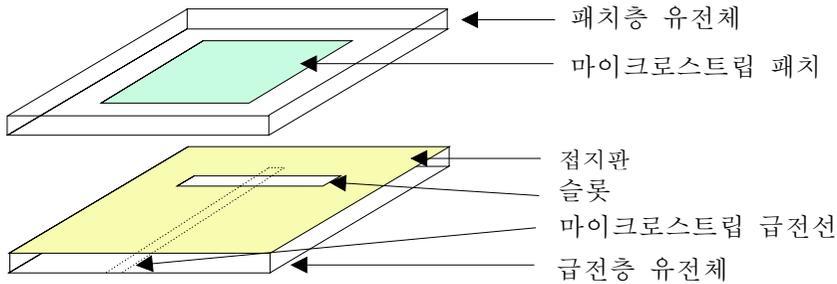


그림 3-1. 개구결합 마이크로스트립 안테나의 구조

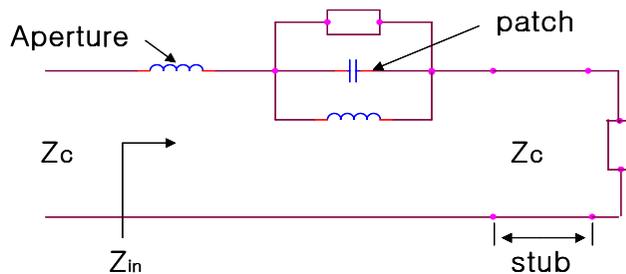


그림 3-2. 개구결합 마이크로스트립 안테나의 등가모델<sup>[18]</sup>

그림 3-1에서 방사패치는 패치층 유전체 위에 놓여있고, 마이크로 스트립 급전선은 급전층 유전체 위에 놓인다. 슬롯은 패치층 유전체와 급전층 유전체 사이에 있는 접지판에 놓인다.

슬롯은 일반적으로 패치보다 작으며 두 개의 기관은 슬롯과 급전선이 교차하도록 배열한다. 슬롯을 교차하는 급전선은 슬롯을 지나  $\lambda_g/4$  길이를 갖도록 유지하여 전류가 최대인 지점에서 결합이 일어나도록 한다. 개구결합으로 급전 될 때 패치는 급전선과 직렬연결 상태에 있으며, 개구는 공진하기에 너무 작아 임피던스상에서 단지 리액턴스 성분만을 갖는다. 밑의 스테브 역시 직렬 리액턴스로 나타낸다. 스테브는 안테나가 실수 입력 임피던스를 갖도록 슬롯과 패치의 인덕턴스를 보상한다.

급전선 기관의 두께 및 유전율 역시 결합에 영향을 준다. 기관의 두께가 두꺼워질수록 결합은 적게 일어나고 슬롯이 길어질수록 결합은 크게 일어난다. 슬롯의 크기가 증가함에 따라 안테나의 방사는 증가한다. 이것은 접지면에서 발생하는 부엽의 원인이 된다.

슬롯의 폭은 최적의 결합을 유지하기 위해서 작을수록 좋는데 일반적으로 슬롯길이의 1/10정도로 선택한다. 급전층 기관의 두께가 두꺼울수록 슬롯의 길이는 증가하고 슬롯의 폭 역시 이에 비례하여 증가한다. 최종적인 면적은 실험적인 결정이 필요한데 패치의 크기, 슬롯의 폭, 급전선의 폭의 임피던스 값은 상수를 유지해야 하고 슬롯의 길이 및 스테브의 길이를 조정하므로 안테나를 설계한다.

개구결합 마이크로스트립 패치 안테나는 아래와 같은 특징을 가지고 있다.

- 임피던스 대역폭 범위가 넓다.
- 다층구조를 통해 급전선로와 방사소자를 독립적으로 최적화하여

안테나의 특성을 개선 할 수 있으며 마이크로웨이브 모놀리식 직접회로(MMIC ; Microwave Monolithic Integrated Circuit)화 할 수 있다.

- 급전선로와 방사소자사이에 접지판이 위치해 있어 패턴형태와 편파 특성에 영향을 주는 기생방사의 간섭을 최소화한다.
- 안테나 배열시 편리하다.
- 패치모양, 슬롯의 크기, 급전선 종류등을 다양하게 변화 시킬수있다.

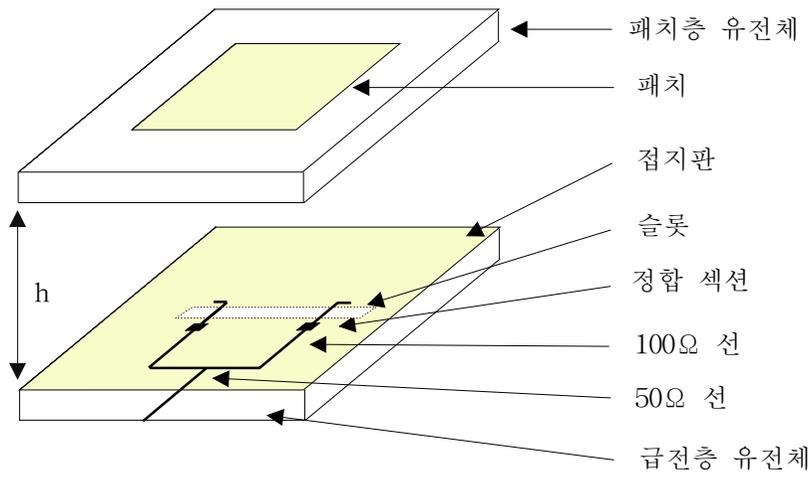
### 3.2 개구결합 마이크로스트립 패치 안테나의 설계

본 논문에서는 그림 3-3(a)와 같이 일반적인 개구결합 급전방법에서 변형된 이중오프셋 개구결합 급전방법(dual offset feedlines)<sup>[19]</sup>을 사용하여 마이크로스트립 패치 안테나를 설계하였다. 이 방법은 단일오프셋 급전에서 발생하는 교차편파의 문제를 해결할 수 있다. 포트에서 시작되는 50Ω 급전선이 기판의 일정 위치에서 두 개의 100Ω 급전선으로 나누어지면서 중심에서 일정한 간격으로 상호 대칭적으로 떨어져있는 구조이다.

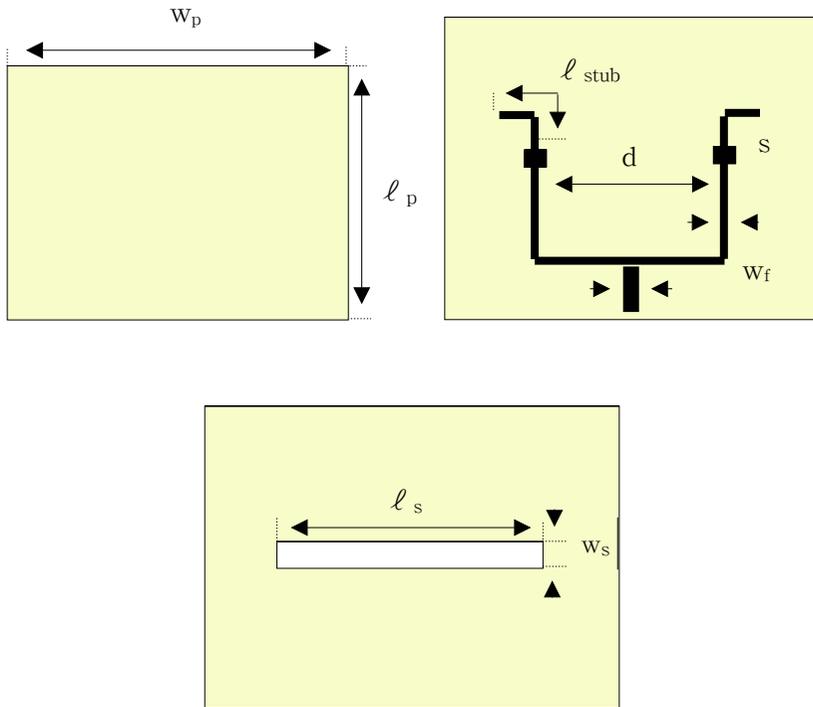
이중오프셋 개구결합 급전 마이크로스트립 안테나의 여러 가지 설계 파라미터들 중 본 논문에서는 그림 3-3(b)와 같이 패치의 길이( $l_p$ ), 패치의 폭( $w_p$ ), 패치와 접지판 사이의 거리( $h$ ), 슬롯의 길이( $l_s$ ), 이중오프셋 개구결합 급전선 사이의 간격( $d$ ), 정합섹션의 면적( $s$ ), 스템브의 길이( $l_{stub}$ ) 변화에 따른 안테나의 입력임피던스 및 반사손실 변화를 시뮬레이션을 통해 조사했다. 나머지 파라미터들은 다음과 같이 고정하여 시뮬레이션을 하였다.

- ① 패치 기관의 유전상수( $\epsilon_{rp}$ ) : 패치 기관의 유전상수는 안테나에서 방사효율과 대역폭에 영향을 준다. 저 유전율이면 리액턴스 성분이 낮아져서 방사가 많이 되고 효율이 좋아지므로 본 논문에서는 공기로 고정시켰다.
- ② 급전 기관의 유전상수( $\epsilon_{rf}$ ) 및 두께(t) : 일반적으로 유전율은 회로의 크기를 고려하여 2-10사이를 선택하며 두께는 작게하여 보통  $0.01\lambda$ 에서  $0.02\lambda$  사이의 값을 사용한다. 본 논문에서는 유전율을 3.38에 두께가 0.81mm인 로저스(Rogers)사의 RO4003 기관을 사용했다.
- ③ 슬롯의 폭( $w_s$ ) : 슬롯의 폭도 커플링 레벨과 관련이 있는데, 길이보다는 영향이 작다. 길이와 폭의 비는 보통 1/10정도이며, 본 논문에서는 IMT-2000 중심주파수에서  $0.02\lambda$ 로 고정했다.
- ④ 슬롯에 대한 패치의 위치( $d_s$ ) : 최대 커플링을 일으키기 위해서 본 논문에서는 패치의 중앙에 슬롯이 위치하도록 하였다.

시뮬레이션은 상용 프로그램인 IE3D를 사용하였으며 주파수 대역은 IMT-2000 대역을 포함하는 1.5GHz~2.5GHz 범위에 대하여 조사하였다. 또한 안테나의 고유의 특성을 측정하고자 급전선로의 전기적인 길이를 고려하여 기준면(reference plane)을 50Ω선로가 100Ω선로로 나누어지는 부분으로 하여 시뮬레이션 하였다.



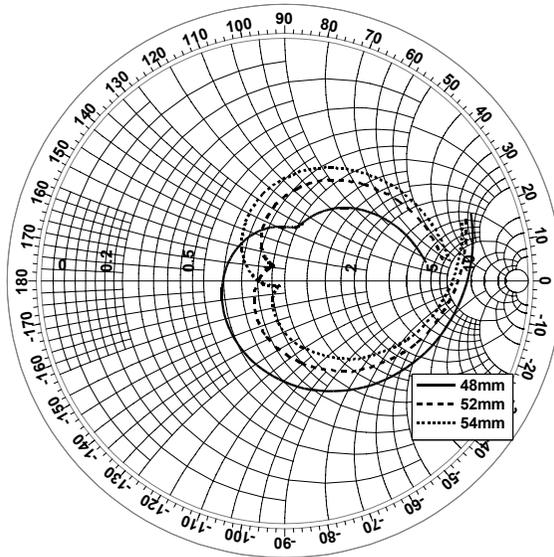
(a) 구조



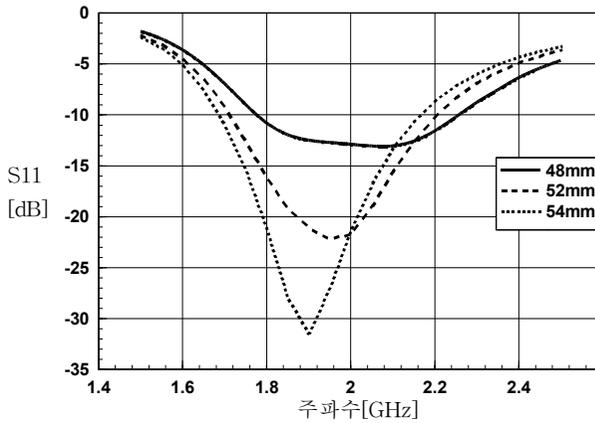
(b) 설계 파라미터

그림 3-3. 이중옵셋 개구결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나

### 3.2.1 패치의 길이( $\ell_p$ ) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

그림 3-4 이중읍셋 개구결합 급전 안테나의 패치 길이 변화에 따른 안테나 입력임피던스 및 반사손실 변화

( $w_p=66\text{mm}$ ,  $h=20\text{mm}$ ,  $\ell_s=50\text{mm}$ ,  $d=30\text{mm}$ ,  
 $s=2.5\text{mm}\times 2.5\text{mm}$ ,  $\ell_{\text{stub}}=16\text{mm}$ )

패치의 길이는 안테나의 공진주파수를 결정한다. 직사각형 패치의 길이는 식 (3.1)에 의해 계산된다.

$$L = \frac{c}{2f_r} - 2\Delta\ell \quad (3.1)$$

여기서,  $\Delta\ell$  은 누설전계(fringing field)에 의한 영향 때문으로 식 (3.2)와 같이 표현된다<sup>[20]</sup>.

$$\Delta\ell = h \times 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left( \frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left( \frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.2)$$

본 논문에서는 IMT-2000의 중심주파수에서 패치 길이를 각각  $0.32\lambda$ ,  $0.35\lambda$ ,  $0.36\lambda$ 로 변화시킬 때 주파수에 따른 개구결합 급전 패치안테나의 입력임피던스 및 반사손실을 그림 3-4에 나타내었다.

식 (3.1)서 보듯이 주파수( $f_r$ )는 안테나의 길이(L)에 반비례하므로 패치 길이가 길어질수록 중심주파수가 낮아지는 것을 알 수 있다.

### 3.2.2 패치폭( $w_p$ ) 변화

일반적으로 마이크로스트립 사각형 패치 안테나의 패치폭은 식 (3.3)과 같이 계산한다.<sup>[21]</sup>

$$W = \frac{c}{2f_r} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

마이크로스트립 패치 안테나의 폭은 안테나의 입력임피던스 및 공진 주파수에 영향을 미친다. 이것은 식 (3.2)에서 보듯이 이론적으로는 W가  $\Delta L$ 에 영향을 주기 때문이다. 그러나 그 영향은 미비하여 패치의 폭변화에 대해 안테나의 입력임피던스 및 공진주파수의 변화가 거의 없음을 그림 3-7에서 알 수 있다.

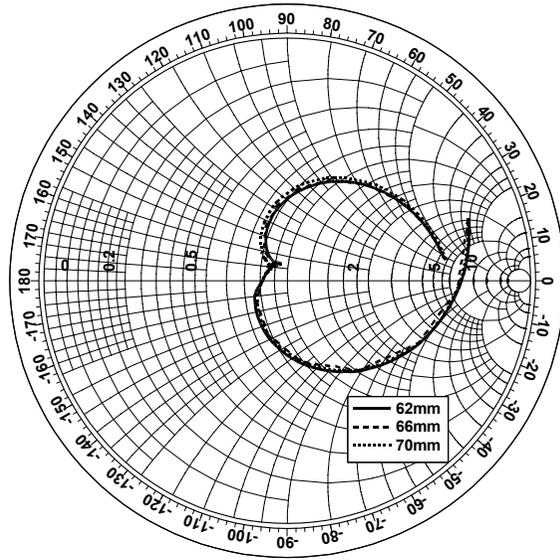
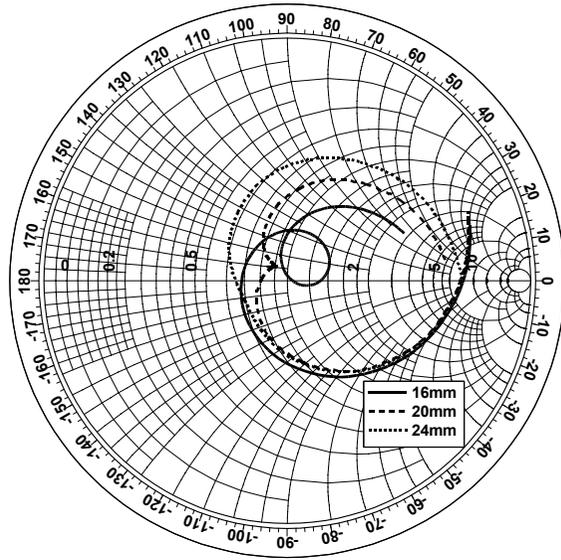


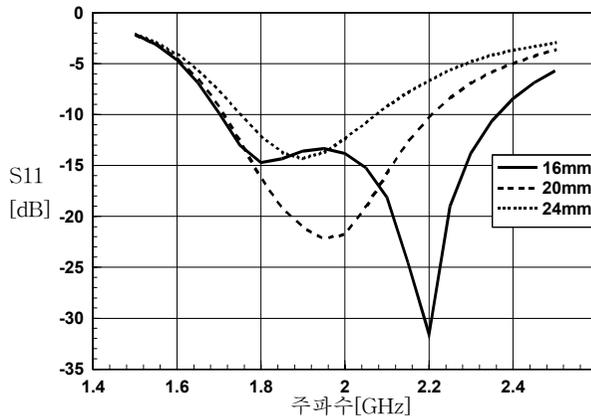
그림 3-5. 이중층 개구결합 급전 안테나의 패치 폭 변화에 따른 안테나 입력 임피던스 변화 ( $\ell_p=52\text{mm}$ ,  $h=20\text{mm}$ ,  $\ell_s=50\text{mm}$ ,  $d=30\text{mm}$ ,  $s=2.5\text{mm}\times 2.5\text{mm}$ ,  $\ell_{\text{stub}}=16\text{mm}$ )

### 3.2.3 패치와 접지판 사이의 거리(h) 변화

패치와 접지판 사이의 거리가 중심주파수에서 각각  $0.11\lambda$ ,  $0.13\lambda$ ,  $0.16\lambda$ 인 경우에 대해서 시뮬레이션한 결과를 그림 3-8에 나타내었다. 이중층 개구결합 급전에서는 거리가 좁아질수록 스미스차트 중앙 근처에서 궤적원의 원이 생기는 것을 그림 3-8에서 볼 수 있다. 그 원이 생기면서 임피던스 대역폭도 증가한다. 이것은 거리가 가까워질수록 개구면과 패치사이의 커플링양이 증가했기 때문이라 볼 수 있다. 그러나 15mm미만으로 좁아질 경우는 궤적원이 너무 커져서 원하는 특성을 얻을 수 없다. 전체적으로 거리(h)에 대해 안테나의 특성이 매우 민감함을 알 수 있다. 따라서 패치와 접지판 사이의 거리를 적절하게 결정하는 것이 매우 중요하다.



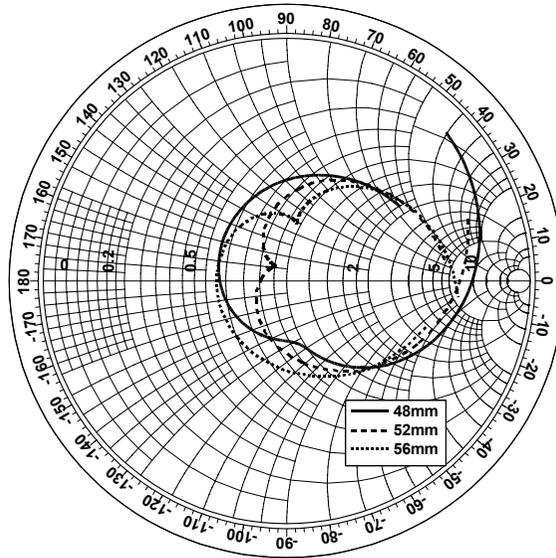
(a) 입력 임피던스 변화



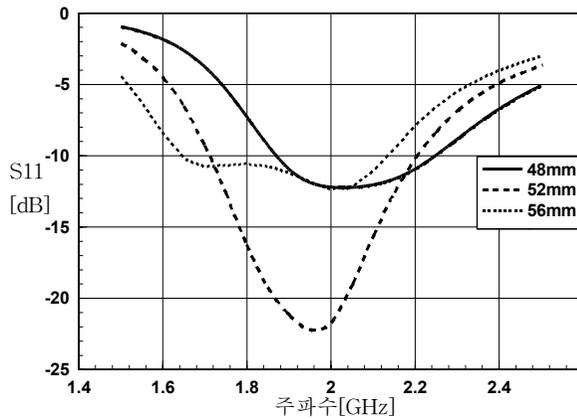
(b) 반사손실 변화

그림 3-6. 이중읍셋 개구결합 급전 안테나의 패치와 접지판 사이의 거리( $h$ ) 변화에 따른 안테나 입력임피던스 및 반사손실 변화( $\ell_p=52\text{mm}$ ,  $w_p=66\text{mm}$ ,  $\ell_s=50\text{mm}$ ,  $d=30\text{mm}$ ,  $s=2.5\text{mm}$   $\times 2.5\text{mm}$ ,  $\ell_{\text{stub}}=16\text{mm}$ )

### 3.2.4 슬롯의 길이( $l_s$ ) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



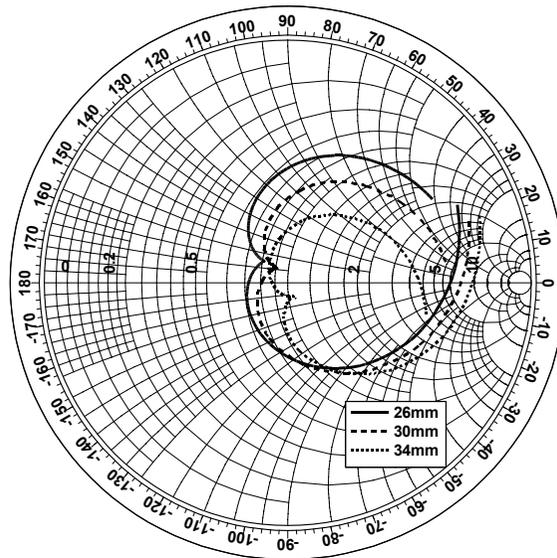
(b) 반사손실 변화

그림 3-7. 이중읍셋 개구결합 급전 안테나의 슬롯길이( $l_s$ ) 변화에 따른 안테나 입력임피던스 변화 ( $l_p=52\text{mm}$ ,  $w_p=66\text{mm}$ ,  $h=20\text{mm}$ ,  $d=30\text{mm}$ ,  $s=2.5\text{mm}\times 2.5\text{mm}$ ,  $l_{\text{stub}}=16\text{mm}$ )

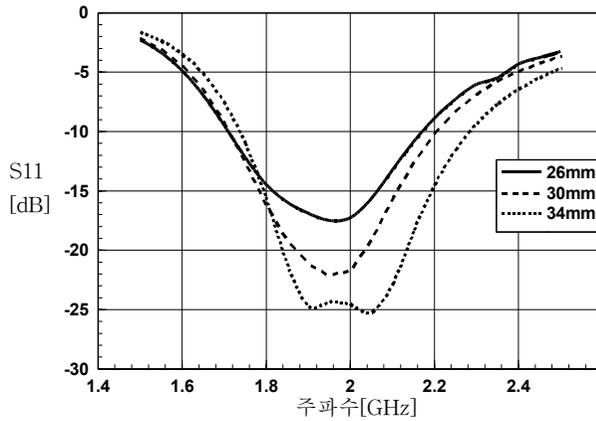
슬롯의 길이를 각각  $0.32\lambda$ ,  $0.35\lambda$ ,  $0.37\lambda$ 인 경우에 대해서 시뮬레이션한 결과를 그림 3-9에 나타내었다. 슬롯의 길이가 증가하면 중심주파수가 스미스 차트 상에서 위로 올라가고 감소하면 내려가는 것을 알 수 있다. 이것은 슬롯의 길이가 길어질수록 커플링 양이 증가하여 유도성 리액턴스 성분이 증가한 것이라 볼 수 있다.

따라서, 스미스차트상의 궤적을  $50\Omega$  근처에 이동하기 위한 적절한 슬롯의 길이를 선택해야 하겠으며, 거리(h)가 커짐에 따른 커플링량의 감소는 슬롯의 길이를 길게 함으로 보상할 수 있다.

### 3.2.5 이중육셋 개구결합 급전선 사이의 간격(d) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

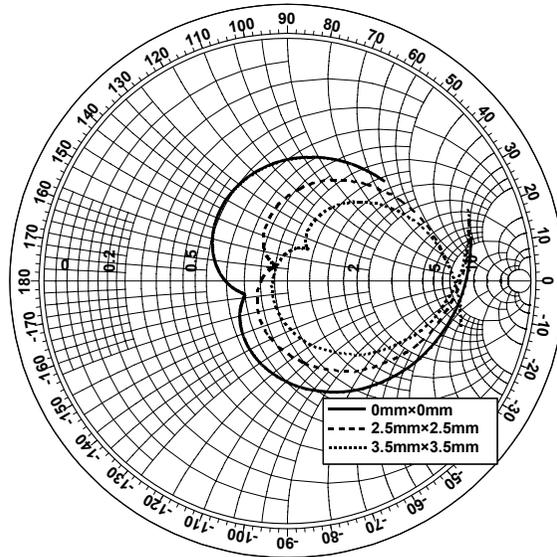
그림 3-8. 이중오피셋 개구결합 급전 안테나의 급전선 사이의 간격(d) 변화에 따른 안테나의 입력임피던스 및 반사손실 변화 ( $\ell_p=52\text{mm}$ ,  $w_p=66\text{mm}$ ,  $h=20\text{mm}$ ,  $\ell_s=50\text{mm}$ ,  $s=2.5\text{mm}$   $\times 2.5\text{mm}$ ,  $\ell_{\text{stub}}=16\text{mm}$ )

이중오피셋 개구결합 급전선 사이의 간격을  $0.17\lambda$ ,  $0.2\lambda$ ,  $0.23\lambda$ 인 경우에 대해 시뮬레이션한 결과를 그림 3-10에 나타내었다.

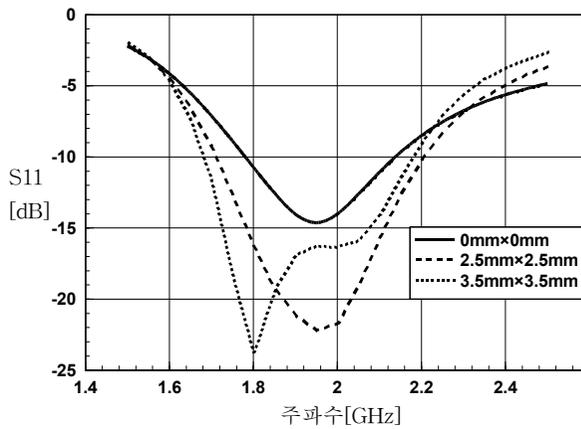
급전선 사이의 간격이 넓어질수록 그림 3-10 (a)에서 스미스차트의 큰 궤적원이 작아지면서 오른쪽 아래로 이동하는 것을 알 수 있다.

이것은 두 급전선 사이의 간격이 멀어지면서 커플링의 양이 감소하여 유도성 리액턴스 성분이 감소한 것이다. 또한, 임피던스 대역폭도 넓어짐을 그림 3-10(b)에서 알 수 있다.

### 3.2.6 정합섹션의 면적(s) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

그림 3-9. 이중웁셋 개구결합 안테나의 정합섹션 크기(s) 변화에 따른 안테나 입력임피던스 및 반사손실 변화

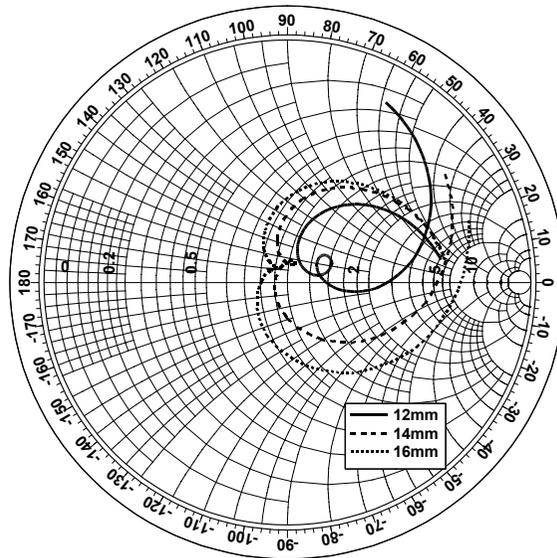
( $\ell_p=52\text{mm}$ ,  $w_p=66\text{mm}$ ,  $h=20\text{mm}$ ,  $\ell_s=50\text{mm}$ ,  $d=30\text{mm}$ ,  $\ell_{\text{stub}}=16\text{mm}$ )

정합섹션이 없는 경우, 면적이  $2.5\text{mm} \times 2.5\text{mm}$ ,  $3.5\text{mm} \times 3.5\text{mm}$ 인 경우에 대해서 시뮬레이션한 결과를 그림 3-11에 나타내었다.

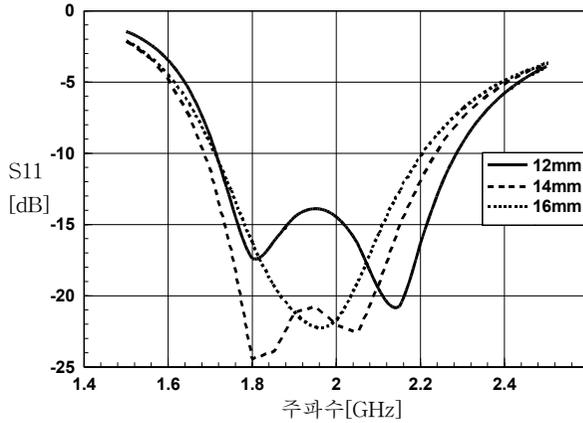
정합섹션<sup>[22]</sup>의 면적(s)이 커질수록 스미스차트상의 궤적이 오른쪽 위 방향으로 이동하는 것을 알 수 있다.

이것은 정합섹션이 단축 커패시터의 역할을 하여 스테브의 길이를 짧게 하는 역할을 한다고 볼 수 있다. 그래서 면적이 커질수록 직렬 커패시터의 값이 커져서 유도성의 특성을 띠는 것이다.

### 3.2.7 스테브의 길이( $l_{\text{stub}}$ ) 변화



(a) 입력임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

그림 3-10. 이중오피셋 개구결합 안테나의 스텐브길이( $\ell_{\text{stub}}$ ) 변화에 따른 안테나의 입력임피던스 및 반사손실 변화

( $w=52\text{mm}$ ,  $\ell=66\text{mm}$ ,  $h=20\text{mm}$ ,  $\ell_s=52\text{mm}$ ,  $d=30\text{mm}$ ,  $s=2.5\text{mm}\times 2.5\text{mm}$ )

스텐브의 길이는  $\lambda_g/4$  보다 작은  $0.08\lambda$ ,  $0.09\lambda$ ,  $0.11\lambda$ 로 한 경우를 그림 3-12에 나타내었다.

스텐브의 길이가 짧아질수록 스미스차트상의 궤적이 오른쪽으로 이동하면서 큰 궤적원안에 작은 궤적원이 생기는 것을 그림 3-12에서 알 수 있다.

궤적이 오른쪽으로 이동하는 것은 정합섹션이 커질 때와 유사하다. 임피던스 대역폭도 넓어졌다.

### 3.3 시뮬레이션 결과 및 검토

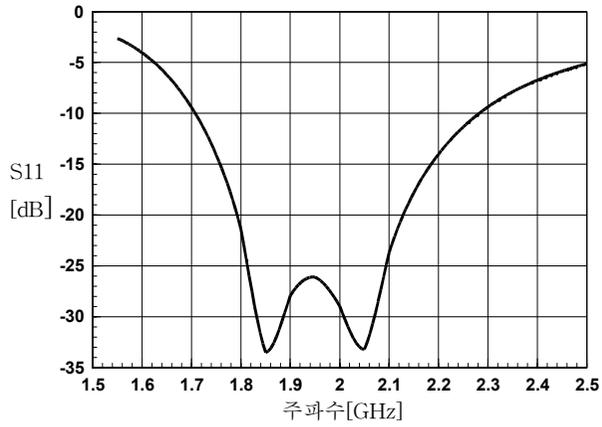
시뮬레이션을 통하여 파라미터들의 변화에 따른 안테나의 입력임피던스와 반사손실변화를 보았다. 패치와 접지판사이의 간격(h)의 변화와 슬롯의 길이( $\ell_s$ )가 안테나의 입력임피던스 변화에 민감함을 알 수 있었고 어느 정도 정합이 된 후 정합섹션을 적절히 이용하면 더욱 정밀한 임피던스 매칭이 가능하다. 또한 스테브의 길이를 적절히 선택하면 패치와 접지사이의 간격이 높아짐에 따라 임피던스 대역폭이 좁아지는 것을 보상할 수 있었다. 이에 최종적으로 이중오프셋 급전에 대한 안테나의 치수들을 표 (3-1)에 나타내었다.

표 3-1. 이중오프셋 개구결합 급전 안테나의 치수

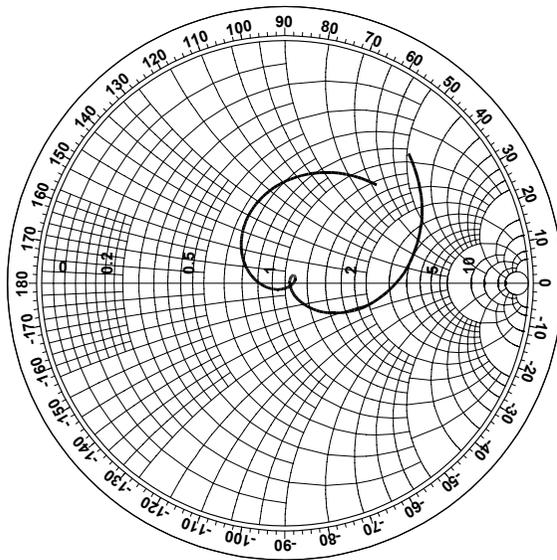
항목	치수
패치 길이( $\ell_p$ )	52mm
패치 폭( $w_p$ )	66mm
패치와 접지판 사이 거리(h)	20mm
급전선 사이 간격(d)	30mm
슬롯 크기( $\ell_s$ )	52mm
정합섹션 면적(s)	0
스테브 길이( $\ell_{\text{stub}}$ )	12mm
기 타	유전율 3.38, 기판높이 0.81mm

커플링의 양의 증가시키기 위해서 슬롯의 길이를 2mm 길게하고 정합섹션을 없애는 대신 스테르브의 길이를 4mm 짧게한 표 3-1의 안테나 치수를 사용하여 설계한 안테나를 IE3D로 시뮬레이션한 결과를 그림 3-12, 3-13에 나타내었다.

스미스차트 중심에서 매우 작은 궤적원이 생긴 것을 알 수 있다. 이 공진으로 임피던스 대역폭이 증가했다. 임피던스 대역폭은 중심 주파수인 2GHz에서 10dB기준으로 29%이다. 복사패턴은 개구결합 급전의 문제점인 후방사가 있는 것을 알 수 있다. 반치폭은 E-평면에서 68°, H평면에서 75°이다. 시뮬레이션한 이득은 7.8dBi였다.

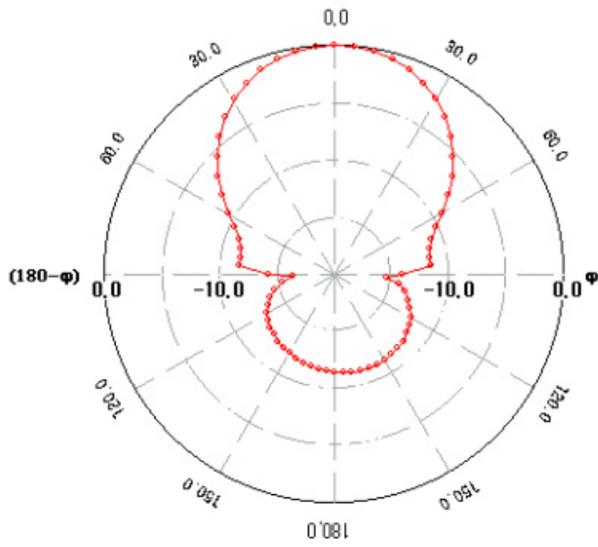


(a) 반사손실 변화

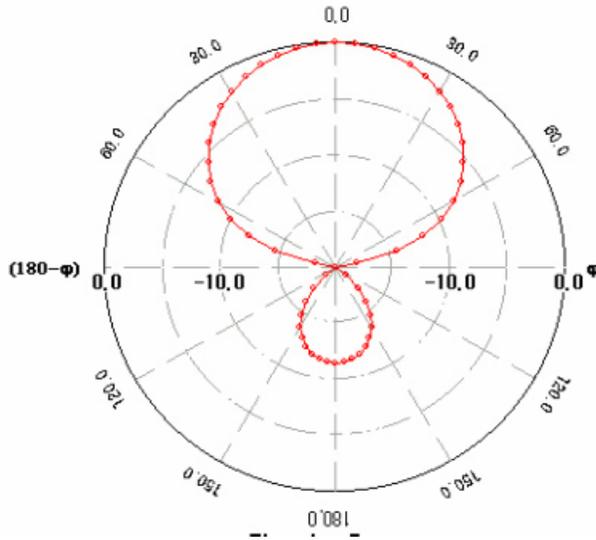


(b) 입력 임피던스

그림 3-11. 이중읍셋 개구결합 급전 안테나의 반사손실 및 입력 임피던스



(a) E-평면 복사패턴



(b) H-평면 복사패턴

그림 3-12. 이중웁셋 개구결합 급전 안테나의 복사패턴

## 제 4 장 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나

### 4.1 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 개요

마이크로스트립 안테나의 좁은 대역폭은 안테나의 사용 범위를 축소시키는 단점이 있다. 이를 극복하는 가장 직접적인 방법은 복사 패치의 높이를 높이는 것이다. 그러나 마이크로스트립 안테나는 복사특성의 향상과 광대역화를 위해서는 패치의 높이를 높여야 함에도 불구하고 유전체층의 존재로 인하여 패치의 높이를 어느 정도 이상 올리는 것이 힘들다. 이는 패치의 높이를 높일 경우 임피던스 정합에 많은 어려움이 생기기 때문이다.

이와 같은 문제를 해결하는 방법으로 제시된 것이 그림 4-1과 같은 마이크로스트립 안테나의 유전체층을 공기층으로 대신하고 패치의 높이를 높이기 위해서 급전선과 복사패치를 공간적으로 연결시켜주는 3차원 급전선을 이용한 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나이다.

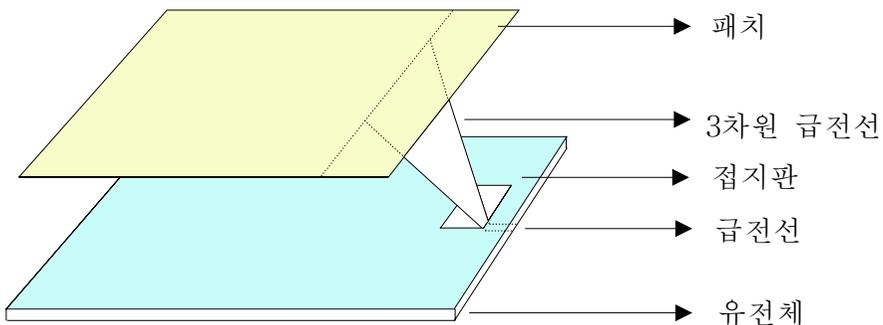


그림 4-1. 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나는 다음과 같은 특징이 있다.

- 패치와 급전선의 높이를 조정해서 복사특성과 전송특성을 알맞게 강화하는 것이 가능하다.
- 방사부와 급전부를 연결하는 3차원 연결이 가능하여 급전위치와 급전폭 조절이 간단해져 정합 튜닝이 용이하다.
- 접지면과 패치 사이가 공기로 채워져 있어서 유전체에 대한 손실이 없고 패치를 높여도 크게 복사효율이 감소되지 않는다.
- 유전체가 없으므로 안테나의 특성이 온도에 따라 변하지 않는다.
- 제작비용이 저렴하다.

## 4.2 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 설계

3차원 마이크로스트립 패치 안테나의 여러 가지 설계 파라미터 중 본 논문에서는 그림 4-2와 같이 패치의 길이( $\ell_{p3}$ ), 패치의 폭( $W_{p3}$ ), 패치와 접지면 사이의 거리( $h_3$ ), 3차원 급전선의 폭( $W_{f3}$ ), 3차원 급전의 위치( $D_3$ ) 변화에 따른 안테나의 입력임피던스와 반사손실 특성 변화를 조사하였다. 안테나 기판의 유전상수는 공기이고 급전층의 기판은 유전율 3.38에 두께가 0.81mm인 로저스(Rogers)사의 RO4003 기판을 사용했다.

시뮬레이션은 3장과 동일하게 상용 프로그램인 IE3D를 사용하였으며 주파수 대역은 IMT-2000 대역을 포함하는 1.5GHz~2.5GHz 범위에 대하여 조사하였다. 또한 안테나의 고유의 특성을 측정하고자 급전선로의 전기적인 길이를 고려하여 기준면(reference plane)을 50Ω 선로가 3차원선로와 만나는 부분으로 하여 시뮬레이션을 하였다.

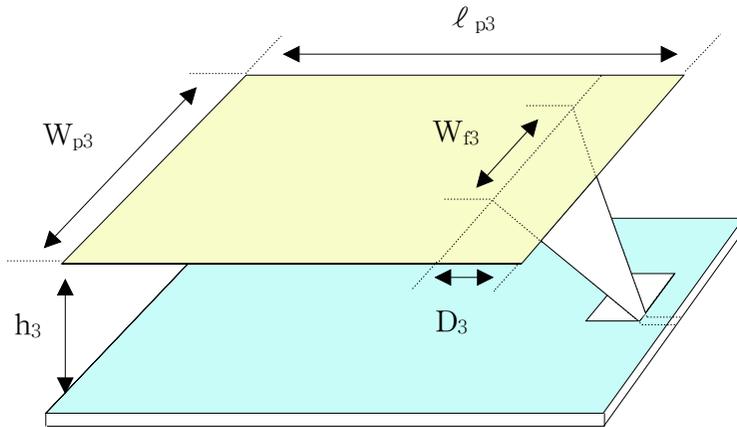
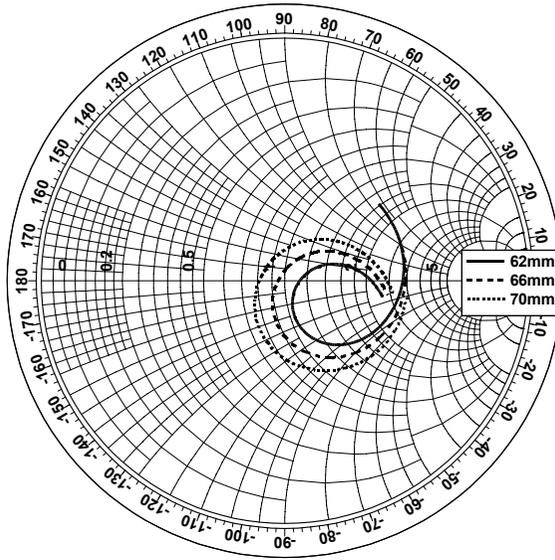


그림 4-2. 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 설계파라미터

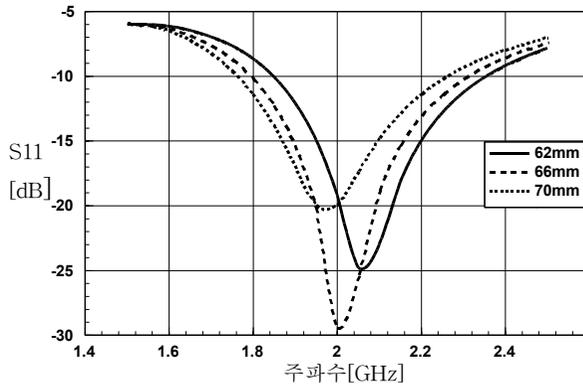
#### 4.2.1 패치의 길이( $l_{p3}$ ) 변화

본 논문에서는 패치길이를 각각  $0.41\lambda$ ,  $0.44\lambda$ ,  $0.47\lambda$ 로 변화시킬 때 주파수에 따른 입력임피던스 및 반사손실 변화를 그림 4-3에 나타내었다. 패치 길이가 길어질수록 중심주파수가 낮아지는 것을 그림 4-3(b)에서 알 수 있다.

또한, 그림 4-3에서 보듯이 길이가 짧아지면 궤적원이 작아지면서 오른쪽으로 이동하고 길어지면 커지면서 왼쪽으로 이동하고 있다. 이 패치의 길이는 개구결합 급전에서는 패치의 폭( $w_p$ )에 해당되는 것으로 패치의 폭이 개구결합 급전에 큰 영향을 미치지 않는 것을 알 수 있었으므로 이중편파를 위한 개구결합 급전과 3차원 급전을 동시에 급전시 패치길이( $l_{p3}$ )를 결정하는데 패치의 폭( $w_p$ )은 크게 고려하지 않아도 된다.



(a) 입력임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

그림 4-3. 3차원 급전 안테나의 패치 길이 변화에 따른 안테나 입력  
임피던스 및 반사손실 변화

( $W_{p3}=52\text{mm}$ ,  $h_3=20\text{mm}$ ,  $W_{f3}=40\text{mm}$ ,  $D_3=20\text{mm}$ )

#### 4.2.2 패치 폭( $W_{p3}$ ) 변화

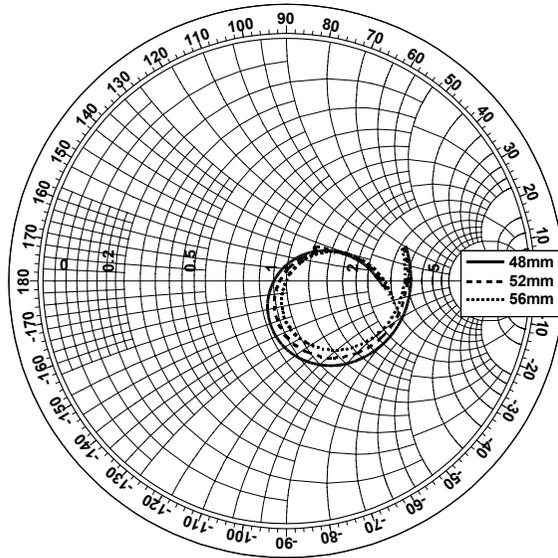
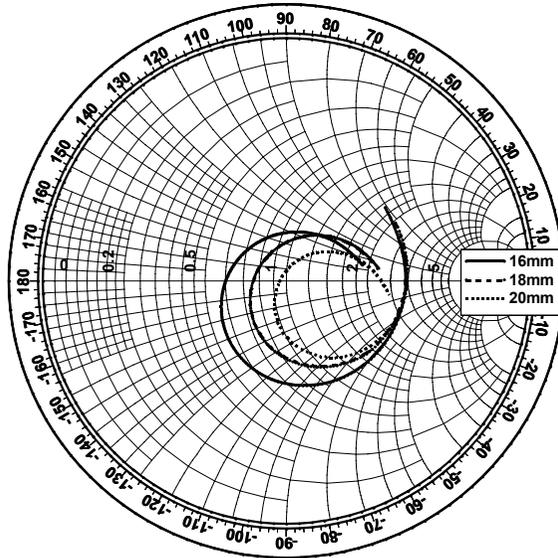


그림 4-4. 3차원 급전 안테나의 패치폭 변화에 따른 안테나 입력  
임피던스 변화

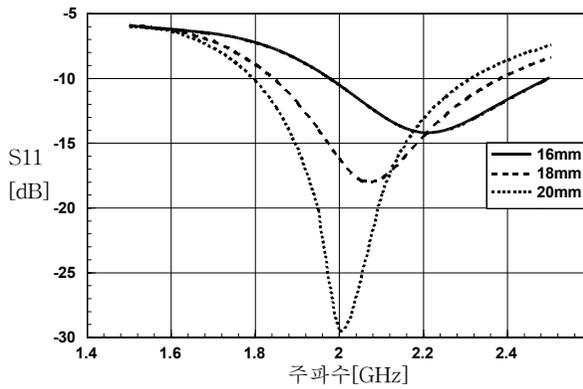
$$(\ell_{p3}=66\text{mm}, h_3=20\text{mm}, W_{f3}=40\text{mm}, D_3=20\text{mm})$$

패치의 폭을  $0.32\lambda$ ,  $0.35\lambda$ ,  $0.37\lambda$ 로 하였을 때의 경우를 그림 4-4를 나타내었다. 패치폭이 작아질수록 입력 임피던스의 값이 작아짐을 알 수 있다. 곧 입력 임피던스와 패치폭의 길이는 서로 반비례한다. 그러나 그 변화는 크지 않으므로 패치폭( $W_{p3}$ )은 이중옵셋 개구결합 급전의 패치 길이( $\ell_p$ )와 공통 파라미터로 동시 급전시 패치 길이( $\ell_p$ )를 결정하는데 3차원 급전의 패치폭( $W_{p3}$ )을 고려하지 않아도 됨을 알 수 있다.

### 4.2.3 안테나와 접지판 사이의 간격( $h_3$ ) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

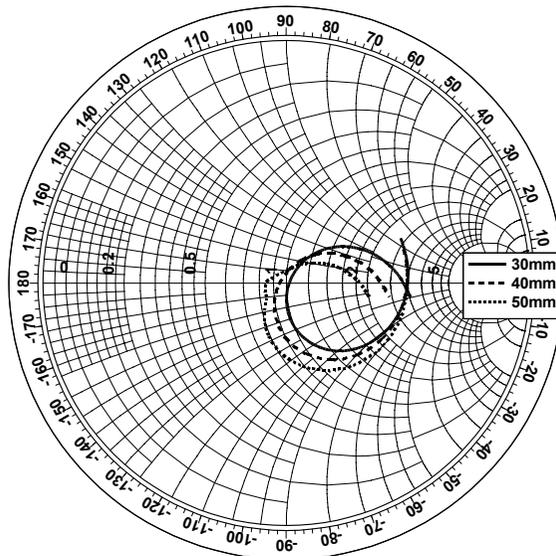
그림 4-5. 3차원 급전 안테나의 패치와 접지판 사이의 거리( $h_3$ ) 변화에 따른 안테나 입력임피던스 및 반사손실 변화 ( $\ell_{p3}=66\text{mm}$ ,  $W_{p3}=52\text{mm}$ ,  $W_{f3}=40\text{mm}$ ,  $D_3=20\text{mm}$ )

패치와 접지판 사이의 거리가 중심주파수에서 각각  $0.11\lambda, 0.12\lambda, 0.13\lambda$ 인 경우에 대해서 시뮬레이션한 결과를 그림 4-5에 나타내었다. 그림 4-5에서 보면 거리가 멀어질수록 스미스차트상의 궤적원이 작아지면서 오른쪽으로 이동하고 대역폭이 증가하면서 중심주파수가 내려오는 것을 알 수 있다.

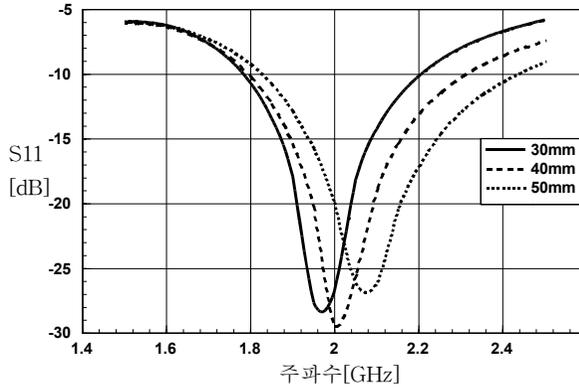
중심주파수가 낮아지는 것은 거리가 멀어질수록 식(3.2)에서  $\Delta L$ 의 값이 커지므로 공진주파수가 낮아지는 것이라 볼 수 있고 거리가 멀어질수록 입력 임피던스가 커지는 것은 식(4.1)에서 알 수 있듯이 거리와 입력 임피던스가 서로 비례관계 있기 때문이다.

또한 작은 높이 변화에도 안테나의 특성이 매우 민감하게 변함을 알 수 있다.

#### 4.2.4 3차원 급전선의 폭( $W_{f3}$ ) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

그림 4-6. 3차원 급전선의 폭( $W_{F3}$ ) 변화에 따른 안테나 입력임피던스 및 반사손실 변화

( $\ell_{p3}=66\text{mm}$ ,  $W_{p3}=52\text{mm}$ ,  $h_3=20\text{mm}$ ,  $D_3=20\text{mm}$ )

표 4-1 3차원 급전 폭 변화에 따른 임피던스 대역폭(10dB 기준)

급전폭(mm)	30	40	50
임피던스 대역폭	21.1%	25.5%	29.4%

일반적인 마이크로스트립 선로의 특성임피던스는 식(4.1)에 의해 계산된다.

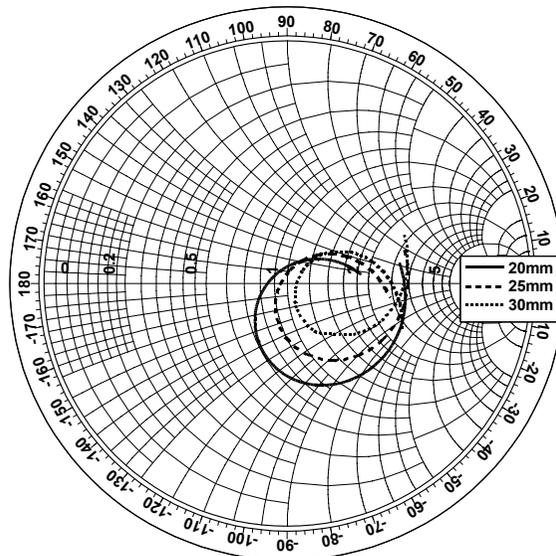
$$w > h \text{인 경우} \quad Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h}\right) \quad (4.1)$$

3차원 급전선과 패치가 연결되는 지점의 급전폭( $W_{F3}$ ) 이  $0.2\lambda$ ,

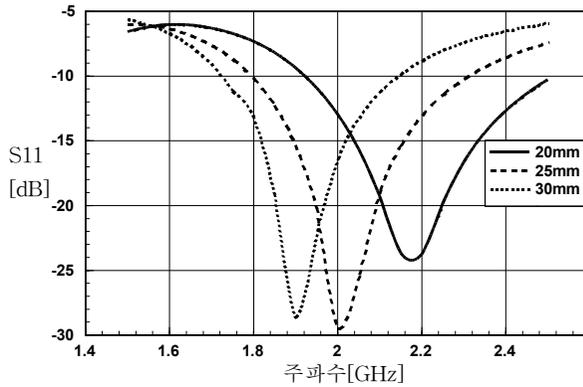
0.27 $\lambda$ , 0.33 $\lambda$ 인 경우에 대해서 안테나의 입력임피던스와 반사손실 그리고 대역폭을 그림 4-6과 표 4-1에 나타내었다.

급전폭이 커질수록 스미스 차트상의 궤적원이 왼쪽 아랫방향으로 이동함을 알 수 있다. 곧 급전폭이 커질수록 입력임피던스의 값이 작아지면서 광대역 특성을 갖게 됨을 알 수 있는데 이것을 식(4.1)에서도 확인 할 수 있다.

#### 4.2.5 3차원 급전선의 위치(D<sub>3</sub>) 변화



(a) 입력 임피던스 변화



(b) 반사손실 변화

그림 4-7. 3차원 급전 위치( $D_3$ ) 변화에 따른 안테나의 입력임피던스 및 반사손실 변화

( $\ell_{p3}=66\text{mm}$ ,  $W_{p3}=52\text{mm}$ ,  $h_3=20\text{mm}$ ,  $W_{f3}=40\text{mm}$ )

3차원 급전 위치( $D_3$ )를  $0.13\lambda$ ,  $0.17\lambda$ ,  $0.2\lambda$ 로 바뀌가면서 안테나의 입력임피던스와 반사손실의 변화를 그림 4-7에 나타내었다. 3차원 급전선의 위치가 깊어짐에 따라 임피던스 궤적이 스미스 도표상에서 작아지면서 오른쪽으로 이동하며 궤적원의 크기도 줄어든다는 것을 볼 수 있다. 또한 중심주파수가 낮아지면서 대역폭도 감소한다.

### 4.3 시뮬레이션 결과 및 검토

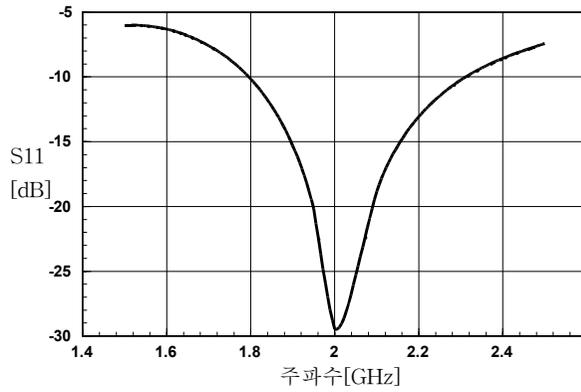
시뮬레이션을 통하여 3차원 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 몇 가지 파라미터 변화에 따른 안테나 입력임피던스 변화를 보았다. 개구결합 급전과 마찬가지로 패치와 접지판사이의 거리( $h_3$ )에 민감했고 그림 4-5와 그림 4-7를 비교해 볼 때 거리( $h_3$ )가 좁아지면 급전의 위치가 패치의 안쪽으로 더 들어와야 함을 알 수 있었다. 이에 최종적으로 3차원 급전에 대한 안테나의 치수들을 표(4-2)에 나타내었다.

표 4-2. 3차원 급전 안테나의 치수

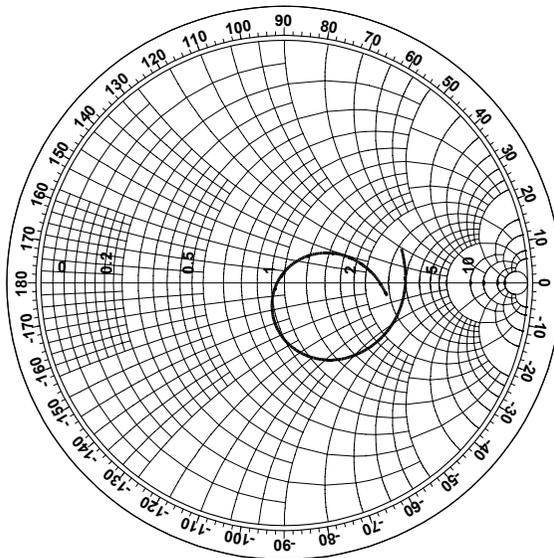
항목	치수
패치 길이	66mm
패치 폭	52mm
패치와 접지판 사이 거리	20mm
3차원급 전선 폭	30mm
3차원급 전선 위치	25mm
기 타	유전율 3.38, 기판높이 0.81mm

표 4-2의 안테나 치수를 사용한 안테나를 설계하여 시뮬레이션을 한 결과를 그림 4-8와 4-9에 나타내었다. 그림 4-8에서 임피던스 대역폭은 중심주파수 2GHz에서 10dB기준으로 24.7 %을 얻었으며, E-평면 복사패턴은 그림4-9에서 반치폭이 36°이고 H-평면 복사패턴은 반치폭은 99°이다. 이득은 7.4dBi이다. 그림 4-9의 E평면 복사

패턴에서 약  $55^\circ$ 방향에 null이 생기는 이유는 3차원 급전 자체에서의 방사의 영향 때문인 것으로 사려된다.

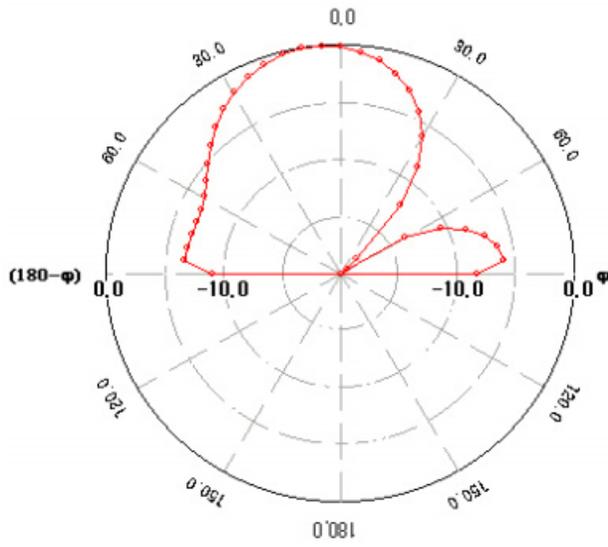


(a) 반사손실 변화

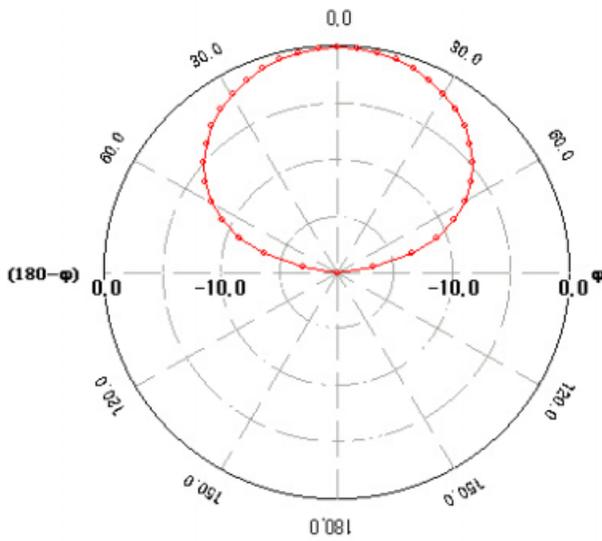


(b) 입력 임피던스

그림 4-8. 3차원 급전 안테나의 반사손실 및 입력임피던스



(a) E-평면 복사패턴



(b) H-평면 복사패턴

그림 4-9. 3차원 급전 안테나의 복사패턴

## 제 5 장 개구결합 급전과 3차원 급전을 이용한 이중편파 안테나

이동통신에서는 무선통신의 거리가 수시로 변하기 때문에 같은 신호가 서로 다른 여러 크기와 위상을 가지고 수신되는 페이딩 현상이 자주 발생한다. 이러한 페이딩을 해결하는 가장 일반적인 방법은 다이버시티(diversity)를 이용하는 방법으로 이동통신 초기에는 두 개의 수신안테나를 일정한 거리로 떨어뜨린 후 신호를 수신하는 공간 다이버시티(space diversity)방식을 사용하였다. 그런데 이 방식은 각 섹터당 1개의 송신 안테나와 2개의 수신안테나를 사용하기 때문에 기지국 설치비용이 많이 들고 다이버시티 효과를 살리기 위해서는 섹터별로 두 개의 수신안테나를 공간적으로 15~20λ 이상 분리해야하므로 기지국 설치를 위해서 넓은 공간이 필요하게 되는 단점이 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 편파다이버시티를 사용한다. 편파 다이버시티는 한 개의 안테나를 사용하여 두개의 주파수신호를 교차편파(cross polarization) 시켜서 사용하는 방법이다. 이렇게 함으로써 인접셀에서도 같은 주파수를 재활용할 수 있어서 사용자 용량을 증가시킬 수 있다. 또한 기지국당 안테나도 한 섹터당 1개의 안테나가 필요하게 되므로 설치비용과 유지비용을 줄일 수 있다.

이에 본 장에서는 앞의 3장과 4장에서 논의한 이중오피셋 개구결합 급전방법과 3차원 급전방법을 이용하여 이중편파 안테나를 설계하고 제작하여 그 특성을 측정하였다. 구조는 그림 5-1과 같다.

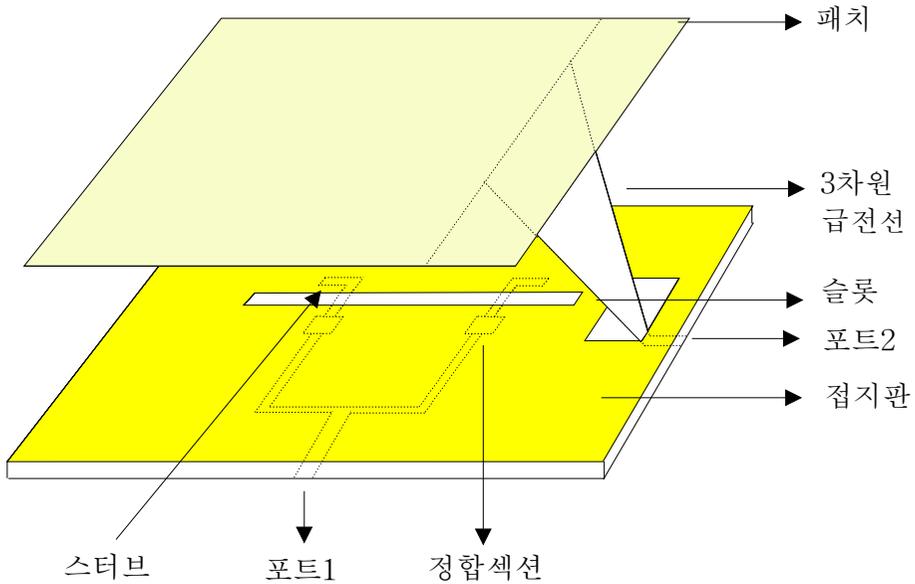


그림 5-1. 이중오피셋 개구결합 급전과 3차원급전을 이용한 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

### 5.1 이중편파 마이크로스트립 안테나의 시뮬레이션

3장과 4장에서 최적화된 안테나의 파라미터 수치를 이용하여 IMT-2000 주파수 대역을 포함하는(1.5GHz~2.5GHz) 주파수 범위에서 이중편파 마이크로스트립 패치 안테나를 시뮬레이션 하였다.

두 급전 방법을 통합하였을 때 상호간에 큰 간섭을 받지 않는 것으로 패치와 접지판사이의 거리(h)와 각각의 패치의 길이와 폭은 상호 공통 파라미터임으로 신중한 결정이 필요했다.

특히 거리(h)는 20mm를 전·후해서 각각의 급전에 대한 안테나의 입력임피던스의 특성이 민감하면서 서로 상반된 특성을 나타내므로

결정에 주의를 필요로 하였다.

시물레이션을 통하여 최종적으로 이중급전에 대한 안테나의 치수들을 표 5-1에 나타내었다.

표 5-1. 이중편파 마이크로스트립 패치 안테나의 치수

항목	치수
패치 길이(폭)	66mm
패치 폭(길이)	52mm
3차원급 전선 폭	30mm
3차원급 전선 위치	25mm
패치와 접지판 사이 거리	20mm
급전선 사이 간격	30mm
슬롯의 길이	52mm
슬롯의 폭	1.7mm
정합섹션 크기	0mm
스터브의 길이	12mm

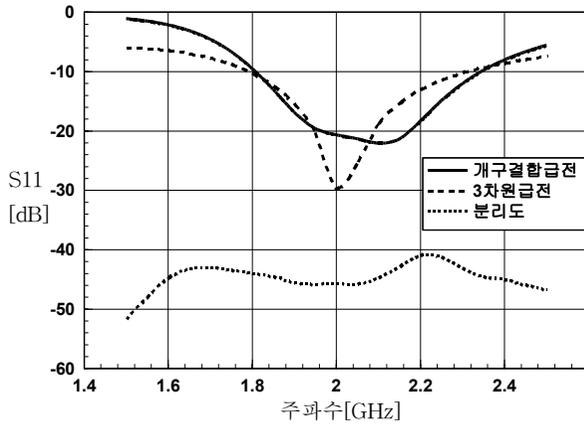


그림 5-2. 시뮬레이션한 반사손실 및 분리도

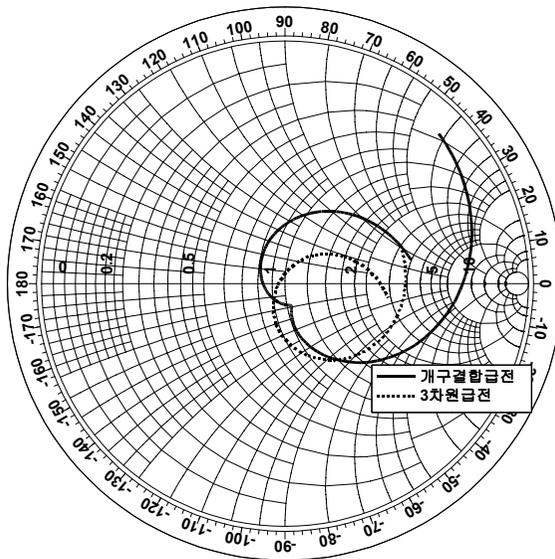
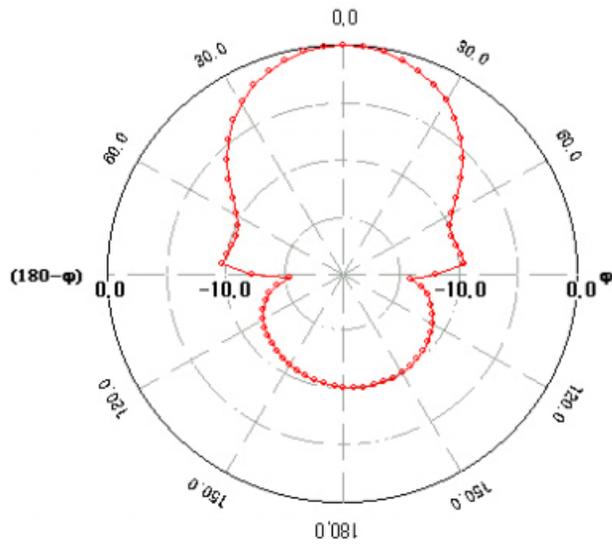
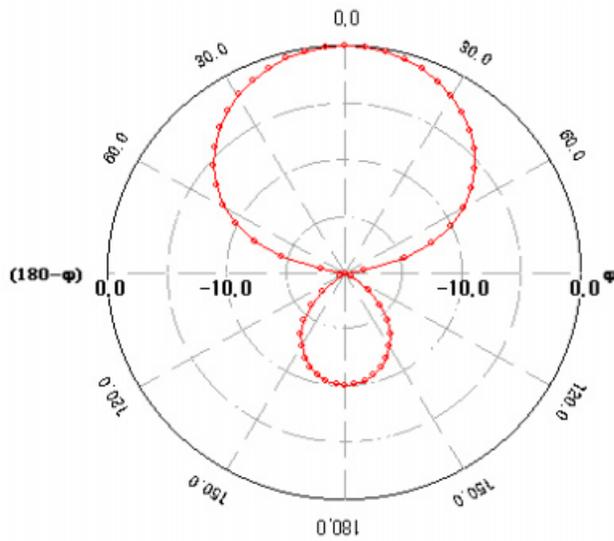


그림 5-3. 시뮬레이션한 입력 임피던스

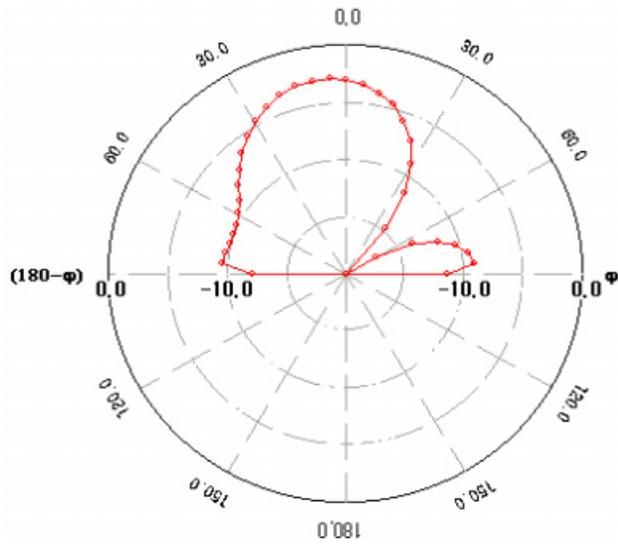


(a) E-평면 복사패턴

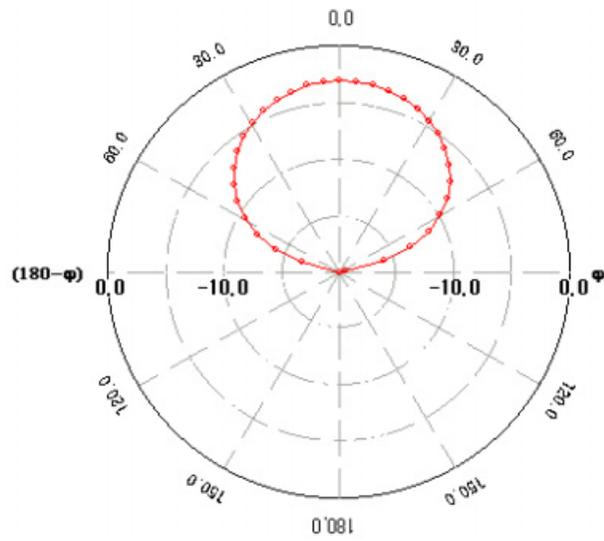


(b) H-평면 복사패턴

그림 5-4. 시뮬레이션한 개구결합 급전 복사패턴



(a) E-평면 복사패턴



(b) H-평면 복사패턴

그림 5-5. 시뮬레이션한 3차원급전 복사패턴

그림 5-2에서 반사손실은 각각의 급전에서 10dB 기준으로 23%이다. 그림 3-12, 그림 4-8와 그림 5-3을 비교하여 보면 3차원 급전포트는 거의 변화가 없는 반면에 개구결합 급전은 주파수의 조밀도가 떨어지면서 궤적원 부분이 아래쪽으로 내려오는 것을 볼 수 있다. 이것은 3차원 급전선이 개구결합 급전에 영향을 준것이라 볼 수 있다. 방사패턴은 거의 변화가 없음을 알 수 있다.

## 5.2 실험결과 및 검토

표 5-1을 근거로 이중우셋 개구결합 급전과 3차원 급전을 이용한 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하였다. 사용기판은 로저스(Rogers)사의 RO4003 기판(유전율 3.38)을 사용하였고 HP사의 8722DS 네트워크 아날라이저를 사용하여 S파라미터를 측정하였다.

개구결합 급전포트가 각각 중심주파수 2GHz, 10dB 기준으로 30%, 3차원 급전포트는 11.3%의 임피던스 대역폭 특성을 나타내었다.

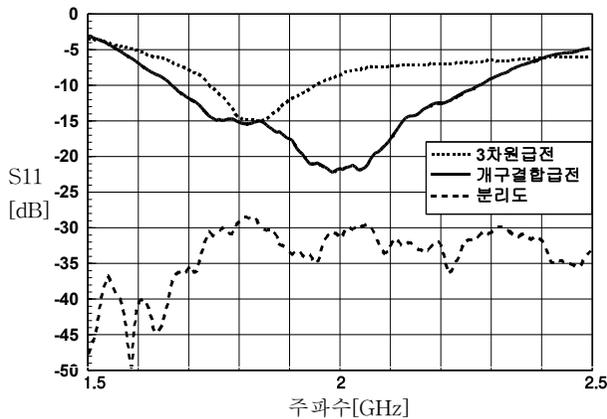


그림 5-6. 측정된 반사손실 및 분리도

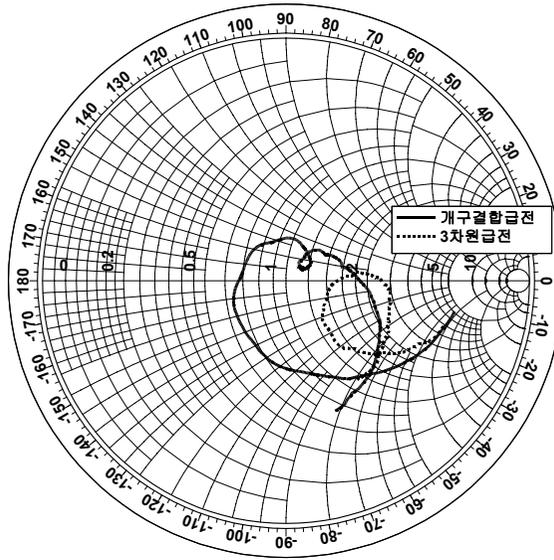


그림 5-7. 측정된 입력 임피던스

시뮬레이션의 결과와 측정 결과 비교 그림을 그림 5.8~11에 나타내었다. 비교 그림을 보면 3차원 급전의 입력 임피던스 대역폭이 시뮬레이션과 비교하여 많이 줄어드는 것을 알 수 있는데 이것은 IE3D 프로그램으로 시뮬레이션을 하기위한 설계시 IE3D 프로그램으로는 조각 유전체를 구현할 수 없어서 3차원 급전선이 급전층 유전체를 뚫고 올라가는 부분에 대한 정확한 모델링이 되지 못하였기 때문이라 사려된다. 이에 튜닝 작업을 통하여 3차원 급전 포트쪽 반사손실 및 분리도의 특성을 개선하였다.

튜닝을 통하여 개선된 이중옴셋 개구결합 급전과 3차원 급전 이중편과 마이크로스트립 안테나의 치수들을 표 5-2에 나타내었다.

튜닝은 먼저 가장 민감한 패치와 접지판 사이의 간격(h)을 조정하였다. h가 일정한 위치까지 높아지면 3차원 급전 포트의 안테나 입력임피던스 특성이 좋아지고 h가 일정한 위치까지 낮아지면 개구결

합 급전 포트의 안테나 입력임피던스 특성이 좋아지는 것을 앞의 시뮬레이션에서 알 수 있는데 이에 패치와 접지판 사이의 거리(h)를 2mm 높여서 3차원 급전 포트의 특성을 좋게하면서 개구결합 급전의 입장에서 패치길이( $\ell_p$ )를 2mm 줄였다.

또한 패치의 높이가 높아짐에 따라 3차원 급전의 위치를 패치의 끝단에 위치시켜서 임피던스 대역폭을 늘리고 급전선 사이이 간격(d)을 4mm 줄였다. 측정결과 임피던스 대역폭은 개구결합 급전 포트 21%, 3차원 급전 포트는 17%이었고 분리도는 -30dB 미만으로 개선되었다.

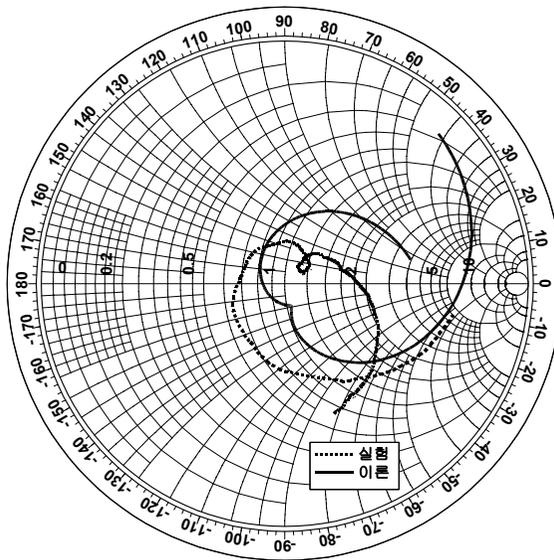


그림 5-8. 개구결합 급전의 입력임피던스 비교

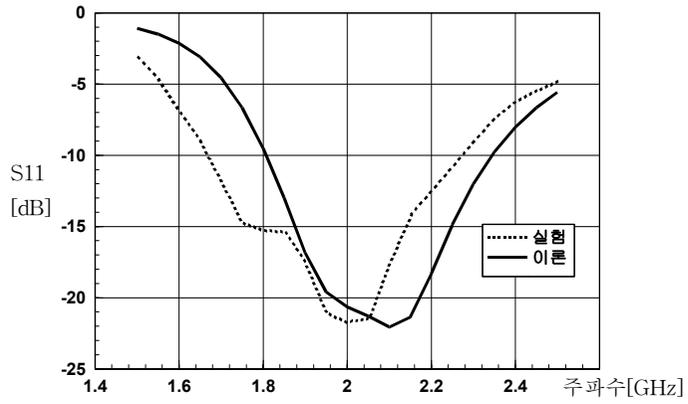


그림 5-9. 개구결합 급전의 반사손실 비교

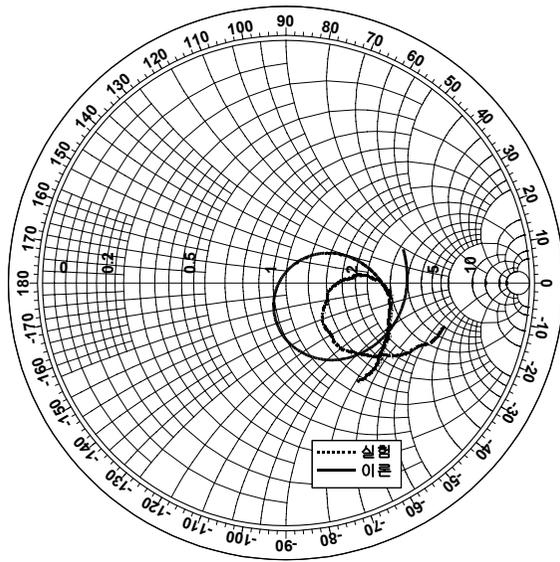


그림 5-10. 3차원 급전의 입력임피던스 비교

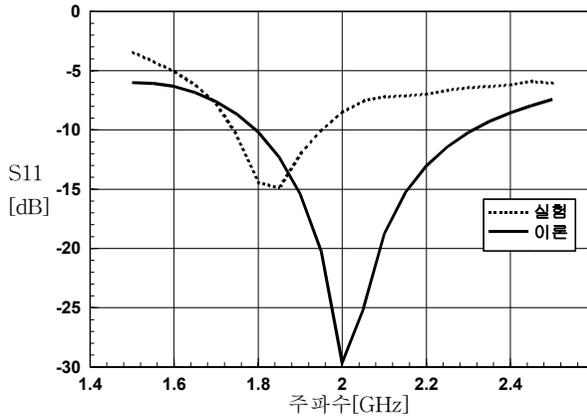


그림 5-11. 3차원 급전의 반사손실 비교

표 5-2. 개선된 이중편파 마이크로스트립 패치 안테나의 치수

항 목	치수	
	변경전	변경후
패치 길이(폭)	66mm	66mm
패치 폭(길이)	52mm	50mm
3차원급 전선 폭	30mm	40mm
3차원급 전선 위치	25mm	0mm
패치와 접지판 사이 거리	20mm	22mm
급전선 사이 간격	30mm	26mm
슬롯의 길이	52mm	48mm
슬롯의 폭	1.7mm	1.7mm
정합섹션 크기	0mm	2.5mm×2.5mm
스터브의 길이	12mm	16mm

표 5-3. 안테나 특성 비교표

	임피던스 대역폭		분리도 (2GHz 기준)
	개구결합 급전포트	3차원 급전포트	
시뮬레이션	23%	23%	41dB
튜닝전	30%	11.3%	29dB
튜닝후	21%	17%	30dB

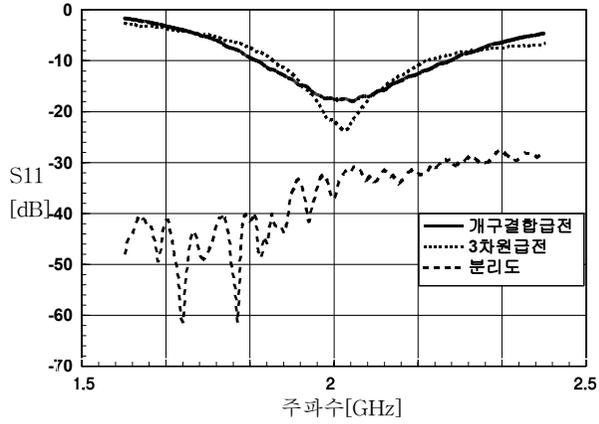


그림 5-12. 개선된 반사손실 및 분리도

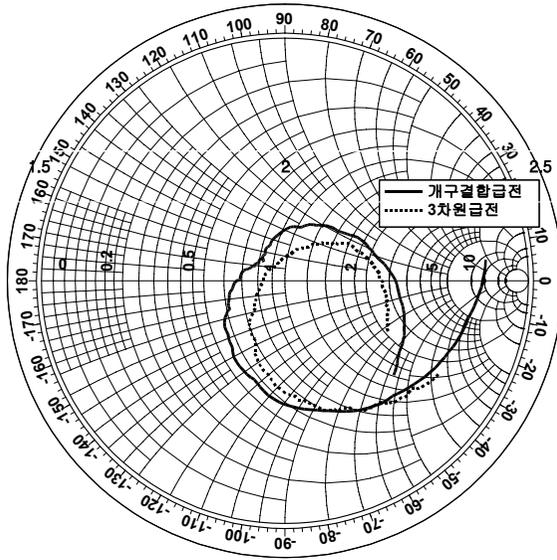
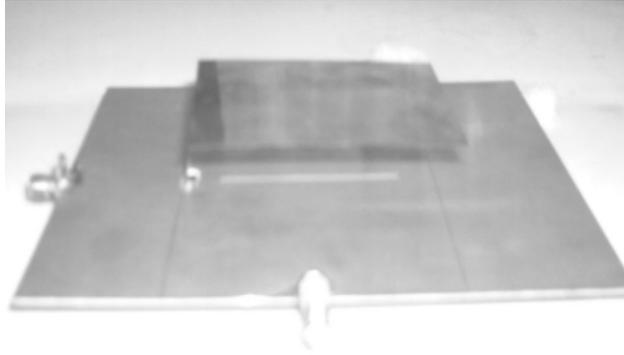
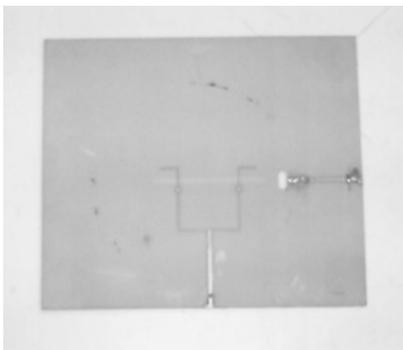


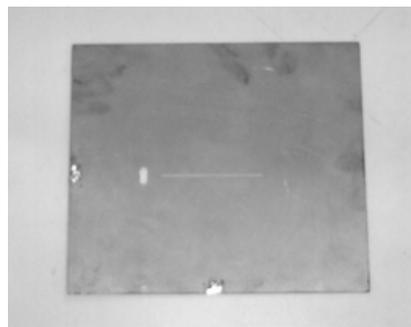
그림 5-13. 개선된 입력 임피던스



(a) 3차원 급전모습



(b) 급전선 모양



(c) 슬롯 모양

그림 5-14 제작한 안테나 모양

## 제 6 장 결 론

일반적인 마이크로스트립 패치 안테나의 협대역특성을 개선하면서 이동통신에서 발생하는 페이딩 현상 문제를 해결하기 위해 이중 옹셋 개구결합 급전방법과 3차원 급전방법을 이용하여 각각 포트의 임피던스 대역폭이 17%가 넘고 포트 사이의 분리도가 30dB이하인 이중편파 마이크로스트립 패치 안테나를 제작했다.

먼저 각각의 급전방법의 설계 파라미터 변화에 대한 안테나 특성 변화를 보았는데 이중 옹셋 개구결합 급전에서는 어느정도 정합이 이루어진 후에는 정합섹션의 크기와 스텔브 길이를 적절히 조정하여 안테나 정합 특성을 개선할 수 있었다. 3차원 급전에서는 3차원 급전의 깊이를 조절해서 높이 변화에 따른 특성변화를 보상할 수 있었다.

각각의 단일 급전으로는 모두 PCS대역까지 포함하는 광대역특성을 가지나 패치면과 접지면사이의 거리에 각각의 급전이 상호반대되는 특성을 가지고 있어 두 급전 방식을 동시에 사용하는 패치 안테나에서는 두 급전 방식에 대해 특성을 동시에 만족하는 적절한 거리의 설계가 중요했다.

여건상 제작 안테나의 이득과 방사패턴을 아직 측정하지 못하여 문제가 있지만 각각 급전의 파라미터 변화에 대한 안테나의 특성 변화를 이해하면서 이중편파 안테나로서 개선작업을 거치면 IMT-2000 기지국용 안테나로서 사용 가능성이 있다.

앞으로 PCS대역까지 포함하는 광대역 안테나의 구현과 안테나를 배열하여 기지국 안테나로서 개발하는 연구가 필요하겠다.

## [참 고 문 헌]

- [1] A.G. Derneryd, "Linearly polarized microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-24, no. 6, pp.846-851, Nov. 1976.
- [2] 김종규, 이호준, 오환술, "L자 형태이 급전구조를 갖는 광대역 마이크로스트립 패치 안테나," *한국전자과학회논문집*, 제12권, 5호, pp. 827-836, 2001년 8월.
- [3] 이광덕, 최재훈, "PCS/IMT-2000 기지국용 마이크로스트립 패치 배열 안테나 설계," *2001년 춘계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집*, 제24권, 1호, pp. 303-306, 2001년 5월.
- [4] 이용희, 이택경, "PCS/IMT-2000 기지국용 스킴톤 슬롯 어레이 안테나," *2001년 춘계 마이크로파 및 전파학술대회논문집*, 제24권, 1호, pp. 299-302, 2001년 5월.
- [5] 노재원, 문병배, 이택경, "PCS/IMT-2000 중계기용 광대역 이중편파 안테나," *2001년 춘계 마이크로파 및 전파학술대회논문집*, 제24권, 1호, pp. 307-310, 2001년 5월.
- [6] R. Muson, "Conformal microstrip antenna and microstrip phased arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-22, pp. 74-78, Jan. 1974.
- [7] Derneryd, A., "A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element," *IEE Proc.*, vol. 129, Pt. H, pp. 161-164, 1982.
- [8] E. Chang, A. Long and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34,

- no. 6, pp. 157-166, 1986.
- [9] Long, S. A. and Walton, D. M., "A dual-frequency stacked circular-disc antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 270-273, Mar. 1986.
- [10] Kumar, G. and K. C. Gupta, "Nonradiating edges and four edges gap coupled multiple resonator broadband microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, AP-33, pp. 173-178, 1985.
- [11] W. Menzel and W. Gtabherr, "A microstrip patch antenna with coplanar feed line," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 11, Nov. 1991.
- [12] 김성근, "구형 마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선에 관한 연구", *경상대학교 전자공학과 석사학위 논문*, 1996년 8월.
- [13] 유명완, 이범선, "개구결합 급전 방식 U 슬롯 패치 안테나의 임피던스 대역폭과 방사패턴의 관계분석," *한국통신학회 하계종합 학술발표회 논문집(하)*, pp. 1223-1226, 1999.
- [14] H. F Pues and A. R. Van de Capelle, " An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antenna," *IEEE Tran. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 11, pp. 1345-1354, Nov. 1989.
- [15] N. Herscovici, "New conciderations in the design of microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 6, pp. 807-812, Jun. 1998.
- [16] 오희태, 조민규, 김형동, "광대역 3차원 마이크로스트립 안테나의 설계," *한국전자과학회논문집*, 제10권, 5호, pp. 727-737,

1999년 9월.

- [17] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line," *Electronics Letters*, vol. 21, pp. 49-50, Jan. 1985.
- [18] Himdi, M., J. P. Daniel, and C. Teeret, "Transmission line analysis of aperture-coupled microstrip antenna," *Electron. lett.*, vol. 25, pp. 1229-1230, 1989.
- [19] S. D. targonki, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Tran. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sep. 1998.
- [20] 박동국, "마이크로스트립 전송선으로 급전되는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나 및 배열 안테나에 관한 해석 및 실험," 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사학위 논문, 1989년 2월.
- [21] I. J. Bahl, P. *Bhartia*, *Microstrip antennas*, 2rd., Artech House, Inc., 1982.
- [22] Bjorn Lindmark, "A Novel dual polarized aperture coupled patch element with single layer feed network and high isolation," *IEEE Antennas Propagat. Soc. Symp. dig.*, pp. 2190-2193, 1997.