



工學碩士 學位論文

위성 DMB 휴대단말기용 마이크로스트립 원형편파 안테나 설계 및 제작



釜慶大學校大學院

情報通信工學科

黃 寅 權

工學碩士 學位論文

위성 DMB 휴대단말기용 마이크로스트립 원형편파 안테나 설계 및 제작

Design and Fabrication of Microstrip Circular Polarization Antenna for the Satellite DMB Mobile Applications

指導教授:河德鎬

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2007年2月

釜慶大學校大學院

情報通信工學科

黃 寅 權

黃寅權의 工學碩士 學位論文을 認准함.

2006年 12月 日



 主 審
 工學博士
 金 成 算
 (1)

 委 員
 工學博士
 朱 雯 甲
 (1)

 委 員
 工學博士
 河 德 鎬
 (1)

그림 목차
표 목차iv
Abstract vi
제 1 장 서 론1
제 2 장 안테나의 원리 ~~~~~3
2.1 기본개념
2.2 안테나의 방사원리
2.3 안테나 변수
제 3 장 마이크로스트립 안테나
3.1 방사계
3.2 입력 어드미턴스22
3.3 원편파 안테나의 형태 및 원리
3.4 단일 급전의 안테나 설계
3.4.1 기관선정
3.4.2 안테나 설계
3.4.3 시뮬레이션 결과

제	4	장	위성	DMI	3 대역	의 인	테나	구성,	설계	44	1
	4.	1 Ę	<u>-</u> - - - - - - - - - - - - - - - - - -	용 안	테나의	개요	· · · · · · · · · · · ·		•••••		1

	및 특성분	테나 제작	5장 안1	제
테나 제작	원형편파	크로스트립	5.1 마이	
형편파 안테나 제작63	1로스트립	·기용 마이크	5.2 단말	
·테나 특성63	위성 DMF	상용되는	5.3 실제	



그림목차

[그림 2.1] 전파의 발생원리
[그림 2.2] 안테나의 역할4
[그림 2.3] 송신안테나의 등가회로
[그림 2.4] 수신안테나의 등가회로
[그림 2.5] 안테나의 선형 방사 패턴
[그림 2.6] 반파장 다이폴 안테나의 첨두치 전류
[그림 2.7] 진동하는 다이폴의 전장
[그림 2.8] 안테나의 등가회로
[그림 2.9] 다이폴 안테나의 패턴
[그림 2.10] 안테나 패턴의 복사 로브
[그림 2.11] 편파의 종류
[그림 3.1] 마이크로스트립 안테나의 구성
[그림 3.2] 마이크로스트립 기판의 전자계 분포
[그림 3.3] 사각 패치 방사패턴의 급전
[그림 3.4] 마이크로스트립 안테나의 동축 급전
[그림 3.5] 원편파 안테나의 일반적인 모양
[그림 3.6] 단일 급전된 원편파 안테나의 진폭 및 위상도
[그림 3.7] 단일 급전 사각 패치 안테나의 기본 형태
[그림 3.8] 모서리가 절단된 원편파 안테나의 등가회로
[그림 3.9] 좌선회 및 우선회원편파에 대한 급전위치

[그림 3.10] 패치 안테나의 설계모양
[그림 3.11] 원편파 안테나의 설계모양
[그림 3.12] 패치안테나의 시뮬레이션 결과
[그림 3.13] 우선회 안테나의 시뮬레이션 결과4(
[그림 3.14] 좌선회 안테나의 시뮬레이션 결과43
[그림 4.1] 단말기에서 패치 안테나의 설계모양45
[그림 4.2] 단말기에서의 패치안테나 시뮬레이션 결과 48
[그림 4.3] 우선회 안테나의 설계 모양 및 시뮬레이션 결과
[그림 4.4] 좌선회 안테나의 설계 모양 및 시뮬레이션 결과
[그림 5.1] 제작된 안테나
[그림 5.2] 제작된 패치 안테나 및 편파안테나의 S11 측정 결과60
[그림 5.3] 측정된 패치 안테나의 방사패턴62
[그림 5.4] 제작된 단말기용 패치 안테나63
[그림 5.5] 제작된 단말기용 안테나의 S11 측정 결과64
[그림 5.6] 측정된 단말기용 안테나의 방사패턴65
[그림 5.7] 상용되는 단말기용 안테나와 특성

표 목 차

[표	1]	기판의 제원	33
[표	2]	마이크로 스트립 안테나의 시뮬레이션 결과	68
[표	3]	단말기용 안테나의 특성	68
[표	4]	실제 제작된 안테나의 측정 결과	69

Design and Fabrication of Microstrip Circular Polarization Antenna for the Satellite DMB Mobile Application

In-Kwon Hwang

Dept. of Telecommunications Engineering, Graduate School, Pukyong National University

Abstract

In conjunction with recent progress and rapid growth in mobile communications, the service of mobile terminals has advanced th be not limited to digital audio but to be extended to a variety of multimedia data services as well as mobile TV service. A nationwide digital multimedia broadcasting(DMB) service in Korea was launched in 2005.

The term DMB was originated from DAB(Digital Audio Broadcasting) which signifies 'digital radio'. DAB, the broadcasting for 'hearing only' evolved into DMB, the broadcasting for 'seeing and hearing' in January to February, 2003. At that time, Korea Ministry of information and communication(KMIC) standardized the term 'DMB' to describe the multimedia broadcasting services that include Audio as well as TV broad-

casting and data, instead of 'DAB' since it was judged not appropriate to cover the meanings of those services.

There are two types of DMB systems, satellite and terrestrial.

The allocated VHF television channels for terrestrial DMB are channel 12 and channel 8. Also, more VHF channels are expected for DMB around 2010, because the transmission of analogue television broadcasting will stop to change to digital broadcasting of terrestrial TV broadcasting after then.

Satellite DMB service uses $2.630 \sim 2.655$ GHz frequency range of UHF, which is far higher than that of the terrestrial DMB. Terrestrial DMB is based on land-base transmitting station, while satellite DMB is based on satellite in the field of outer space. The broadcasting center located in the ground transmits various multimedia contents to satellite through satellite frequency range(Ku-band, $12 \sim 13$ GHz), while the satellite transmits them to terminals in the ground through S-band of DMB frequency(2.630~ 2.655GHz).

Satellite DMB in Korea mainly focuses on mobile TV service and its reception in harsh conditions such as in-building out of satellite line of sight(LOS), underground and in a region shaded by high buildings. This means that a repeater system(gap-filler) is required to receive signals in such an environment. An antenna for this repeater system must have enough isolation to reduce interference between systems, and high gain.

In this paper, we propose a microstrip antenna with sufficient impedance

- v -

bandwidths and gains for the 2.65GHz antenna which used the satellite digital multimedia broadcasting. The proposed antenna on a substrate, which is small enough to be installed in practical mobile phones. In addition, the proposed antenna decreases the construction complexity on the substrate. The proposed antenna is suitable for the S-DMB band. Details of the design and analysis of the proposed antenna are described and the experimental results of the constructed prototype are presented.



제 1 장 서 론

오늘날 기술 발전에 의한 디지털화 추세는 방송과 통신으로 분리되어 있던 기존 사업 영역의 융합을 촉진하는 결과를 가져온다. 컴퓨터, 방송, 통신간의 상호 결합이 진행됨에 따라 서로 다른 분야로 고정되어 각각의 영역이 엄격하게 구분되어 있던 개별 미디어의 독자성과 독립성이 약화 되는 동시에 서로 다른 미디어간의 결합과 융합이 가속화되고 있다. 이 러한 디지털 컨버전스(Digital convergence)에 의해 방송과 통신의 융합 서비스 형태인 위성 DMB(Digital Multimedia Broadcasting)가 우리나라 에서 2005년 상용화 되었다.

위성 DMB(Digital Multimedia Broadcasting)는 위성 방송을 통해 방송 콘텐츠를 송출하여 가입자들이 실내외 또는 이동 중에 개인 휴대용이나 차량용 수신기를 통해 비디오, 오디오 및 데이터 등 다양한 멀티미디어 방송을 다채널로 시청하거나 청취할 수 있는 방송 서비스를 말한다.

이 서비스는 종전의 아날로그 방송 형태를 디지털화 함으로써 고품질 CD 수준의 음질, 다양한 데이터 서비스, 우수한 이동수신 품질 등을 제 공하게 되고 기존의 단방향성 방송 개념을 양방향성 방송으로 확장시켰 으며, 데이터 방송을 통해 음악방송 외에도 뉴스, 교통정보, 기상정보, 지 리위치정보, 스포츠, 영화 등 다양한 멀티미디어 정보를 전송할 수 있게 되었다.

휴대용 위성 DMB 시스템과 같은 이동무선통신 시스템의 소형화를 위해 안테나의 소형화 요구가 더욱 커지고 있지만 그 크기가 파장에 기인되는 특성으로 소형화에 대한 어려움이 있다. 이러한 점을 극복하이 위해 안테 나에 사용되는 유전체의 비유전율을 높게 하여 소형화를 시키는데, 이러한 경우 유전손실로 인한 대역폭 감소 및 방사효율 저하 등 안테나의 성능이 저하되는 한계가 있기 때문에 패치 구조의 변형을 통한 소형화의 연구가 필요하다[1][2][3][4][5][6][7]. 따라서 위성 DMB 수신 단말기용 안테나에 낮은 비유전율을 갖는 유전체를 사용하고 대역폭 확보 및 성능 향상을 위 한 안테나 소형화가 요구되며, 특히 수신 단말기의 자세에 무관하게 전방 향에서의 수신이 가능한 무지향성 방사패턴의 안테나의 제작이 요구된다.

본 논문에서는 위성 DMB 마이크로 스트립 안테나를 설계 및 제작하고 이 특성을 바탕으로 단말기에 응용한 안테나를 설계하고 제작한다. 우선 제2장에서 안테나의 원리를 설명하고 제3장에서는 마이크로 스트립 안테 나의 기본 이론과 위성 DMB 대역의 마이크로 스트립 안테나를 설계하 고 시뮬레이션 특성을 기술하였다. 그리고 제4장에서 마이크로 스트립 안테나를 이용하여 단말기에 이용될 수 있게 안테나를 설계하고 시뮬레 이션 특성을 기술하였다. 제5장에서는 시뮬레이션을 바탕으로 실제 제작 된 안테나의 성능을 측정하였다. 마지막으로 제6장 결론에서는 제작된 안테나의 고찰과 향후과제에 대해서 살펴보겠다.

제 2 장 안테나 원리

2.1 기본 개념

안테나를 이해하기 위해서는 우선 전파의 발생 원리를 이해해야한다. 전파는 전기에 의해 발생하는 것이기 때문에 전류의 흐름원리를 이해하 는 것이 중요하다. [그림 2.1]에서처럼 교류 전원에 전선을 연결하면 전 원에서는 항상 전기적인 힘을 발생시키며 그 힘이 전선을 따라가며 전류 를 흐르게 된다. 이것을 전도전류라 하고 전도전류 주위에는 전계와 자 계가 생기게 된다.



[그림 2.1] 전파의 발생원리

[Fig. 2.1] Development principal of propagation

전계는 전선에 있는 양전자에서 음전자로 향하는 힘으로 전선 주위에서 사방으로 퍼지며 자계(전자들이 이동하면서 생기는 주위의 전기적인 힘) 는 전계가 있는 곳에서 항상 전계와 직각을 이루면서 존재한다. 전선을 따라 흐르는 전류는 전선이 끊어진 부분에서 전기적 힘이 어디론가 사라 지게 되는데 이 때 없어지는 힘은 공간상으로 퍼지게 되며 이것이 바로 전파가 되는 것이다. 이러한 전파가 최대한의 효율이 나타나도록 하는 것이 안테나의 목적이다.



IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)에서는 안테나 를 「송수신 시스템에서 전자파를 방사하거나 수신하기 위해서 설계된 부분」으로 정의하고 있다. [그림 2.2]에서와 같이 안테나는 방사와 수신 의 역할을 동시에 수행한다. 대부분의 안테나는 가역성 소자(reciprocal device) 이고 송/수신시 동일하게 동작한다. 수신시 안테나는 입사파를 모아서 전송선로에 연결된 급전점(feed point)으로 전달하는 역할을 한 다. 안테나는 방향 특성을 가지고 있어서 전자파의 전력 밀도는 안테나 를 중심으로 각도에 따라 세기가 변하면서 공간으로 방사된다.

[그림 2.3]에서와 같이 회로의 관점에서 보면 전송안테나가 전력을 소비 하는 등가임피던스(equivalent impedance)처럼 생각되어진다. 송신기가



[그림 2.3] 송신안테나의 등가회로

[Fig. 2.3] Equivalence circuit of transmitter antennas

[그림 2.4]에서와 같이 수신안테나는 안테나 등가임피던스와 동일한 내 부임피던스를 포함한 발생기처럼 사용되어진다. 수신기는 수신안테나에 의해 발생된 시간 평균 전력을 사용하는 부하임피던스로 표현된다.



[그림 2.4] 수신안테나의 등가회로

[Fig. 2.4] Equivalence circuit of receive antennas

2.2 안테나의 방사원리

실제 안테나의 동작은 정재파 패턴은 선로 종단에서 전류의 경우 0이 되며 종단으로부터 반주기마다 0점이 반복되며 선로의 상하에서 사로 반 대방향이다. 이러한 전류들은 [그림 2.5]의 화살표로 나타냈듯이 선로의 상하에서 서로 반대 방향으로 흐른다.



전송선로에서 도선은 파(wave)를 인도하는 역할을 하고 전력은 전장과 자장으로 표시되는 것처럼 도체주변 영역에 존재하게 된다. 만일 선로의 종단이 바깥쪽으로 굽어지면 선로 사이의 보강된 장은 [그림 2.6]과 같이 공간으로 불거져 나올 것이다. 여기서 주목할 점은 수직도선의 두 반쪽 선(이것은 1/4파장)의 전류는 더 이상 반대방향이 아니고 둘 다 위쪽 같 은 방향으로 흐른다는 사실이다.



[그림 2.6] 반파장 다이폴 안테나의 첨두치 전류 [Fig. 2.6] Edge current of 1/2λ dipole antennas

[그림 2.7]은 진동하는 다이폴 전하분포에 의한 장의 시간에 따른 변화 를 나타낸다. 최대전하는 [그림 2.7] (a)에서처럼 t=0일 때 방생하며 다이 폴 상/하반부 사이에는 전압이 발생한다. 다이폴 상반부의 양전하는 하 반부의 음전하 쪽으로 끌려오게 되는데, 이것이 바로 전류의 발생이다. 전류는 [그림 2.7] (b)에서처럼 t=T/4일 때 최대가 되고 이 순간 전하는 중화되므로 전기력선을 종단시킬 전하는 더 이상 존재하지 않는다. 따라 서 다이폴 근처에서 폐루프를 형성한다. 다음 1/4주기 동안에 음전하는 [그림 2.7] (c)에서처럼 다이폴의 최상단에 축적된다. 다이폴 근처에서의 전장은 단일가속전하 때와 마찬가지로 진동하는 전하에 수직 방향으로 가장 강하다. 시간이 경과하면 전기력선은 다이폴로부터 떨어져서 공간 에서 폐루프(closed-loof)를 형성한다.



다이폴 근처에서 전장은 단일가속전하 때와 마찬가지로 진동하는 전 하에 수직 방향으로 가장 강하다. 시간이 경과하면 전기력선은 다이폴 로부터 떨어져서 공간에서 폐루프를 형성한다. 전류의 측면에서 보면 안테나의 전도전류는 공간의 변위전류로 바뀌는데 이것은 안테나 근처 에서는 종방향장(longitudinal field)을, 안테나에서 어느 정도 떨어진 곳 에서는 회전장(solenoidal fields)을 형성하게 한다. 이러한 전류의 연속 성은 반복되고 계속되는데, 방사 방향(radial direction)에 수직하고 안 테나로부터 무한원점으로 진행하는 전장성분을 통해 방사가 발생한다.

2.3 안테나 변수

안테나의 성능과 특징을 규정하고자할 때 여러 가지 중요한 파라미터들

을 사용하게 되는데 우선 안테나 변수들은 유선측 회로변수와 무선측 회 로변수 그리고 안테나의 구조변수로 구분할 수 있다.

1) 유선측 변수

[그림 2.8]은 안테나를 회로로 표현한 등가회로 이다. 그림에서 보듯이 유 선측 회로변수에는 유선측에서 안테나를 부하로 들여다보는 경우의 임피 던스로 안테나 임피던스(Antenna impedance : Z_A)가 있다. 일반적으로 안 테나의 입력임피던스는 그 안테나에 연결되는 전송선로의 특성 임피던스 에 정합되어야 한다. 그리고 무선측으로 복사되어 방출되는 성분인 복사 저항(radiation resistance : R_f)이 있다.



[그림 2.8] 안테나의 등가회로 [Fig 2.8] Equivalence circuit of antennas

안테나 단자에서 안테나에 의하여 발생하는 임피던스로서 전압과 전류의 비로 나타낸다. 하지만 주파수가 높은 상태에서 전압 및 전류의 측정은 힘 들기 때문에 보통 전장과 자장의 비율로서 표현되며 [그림 2.8]과 같이 등 가회로로 나타낼 수 있다. 일반적인 회로이론에서와 마찬가지로 신호급전 단과 안테나의 입력임피던스는 서로 정합이 될 때 최대신호전송이 가능하 다. 단말기용 소형 안테나는 다른 RF 회로들과 마찬가지로 50 요을 표준으 로 선택하고 있으며 단말기 본체에 장착될 때 단말기 모양에 따라 정합도 가 떨어지게 되므로 정합회로를 이용하여 50 요에 근접시킨다.

2) 무선측 변수

무선측 회로변수에는 원거리(far field)에서 측정한 각각의 안테나 파라미 터 정보를 그래프(graph)적으로 나타낸 것을 안테나 패턴이라고 한다. [그 림 2.9]의 (a)그림과 같이 보통 안테나 패턴으로는 Field의 크기, 위상, 지 향도 같은 것 표시한 것이 대부분이며 이 같이 패턴으로 나타내는 것은 안 테나의 특성을 전체적으로 볼 수 있는 방법으로서 파라미터들은 구 (spherical)좌표계에서 θ 와 φ 의 함수로서 3차원적으로 표시하거나 각 (angular)좌표계에서 2차원적으로 표시한다.



(a) 장성분, (b)(c) 평면 방사패턴의 극좌표, (d) 방사패턴의 3차원 그림 [그림 2.9] 다이폴 안테나의 패턴

[Fig. 2.9] Pattern of dipole antennas

일정 반경 상에서 전장(자장)의 공간 변화를 그래프로 나타낸 장패턴

(field pattern), 일정 반경에서 수신된 전력의 패턴(power pattern)은 다음 과 같이 수식적으로 표현된다.

$$E_{\theta}(\theta,\phi)_{n} = \frac{E_{\theta}(\theta,\phi)}{E_{\theta}(\theta,\phi)_{\max}}, \ E_{\phi}(\theta,\phi)_{n} = \frac{E_{\phi}(\theta,\phi)}{E_{\phi}(\theta,\phi)_{\max}}$$
(2.1)

$$P_n(\theta,\phi)_n = \frac{S(\theta,\phi)}{S(\theta,\phi)_{\max}}, \text{ for } S(\theta,\phi) = |E_{\theta}^2(\theta,\phi) + E_{\phi}^2(\theta,\phi)|/Z_0$$
(2.2)

안테나의 여러 부분에서 나오는 방사선은 서로 다른 크기와 위상으로 원 거리장에 도달한다. 이것은 방사선이 출발한 안테나의 위 각 점의 전류가 다르며, 또 원거리장까지의 경로차에서 생기는 위상변화가 발생하기 때문 이다. 이러한 방사선들은 서로 상호 간섭을 일으키며 로브(lobe)를 만드는 원인이 된다.





[그림 2.10] 안테나 패턴의 복사 로브 [Fig. 2.10] Radiation lobe of antenna pattern

[그림 2.10]에서처럼 방사패턴의 전력이 가장 강한 부분을 주엽(main lobe) 또는 주빔(main beam)이라고 한다. 이것은 안테나의 각 부분에서 나 오는 방사선이 광역장에(도달하는 파가 그 밖의 방향보다) 거의 동위상으 로 도달하므로 발생한다. 일반적으로 주엽보다 작은 일단의 로브들이 존재 하는데 주엽보다 작은 로브들을 부엽(side lobe)라고 한다. 주엽(main lobe)은 최대 복사패턴의 방향을 포함하는 복사 lobe로 정의하며 보통 안 테나를 설계할 때 원하는 방향으로의 최대 에너지 전송 등을 나타낼 때 이 용한다. 이상적인 단말기용 소형 안테나의 경우 고도(elevation)방향으로 각(angular)좌표에서 영역(field)의 크기를 나타낼 때 2개의 주엽(main lobe)을 가진다. 하지만 실제 제작되어 사용되고 있는 소형 안테나 및 대부 분의 안테나는 어느 정도의 부엽(side lobe)을 가지게 된다.

부엽(side lobe)은 주엽(main lobe)와는 다른 방향으로 복사되는 Lobe를 전체적으로 나타내는 표현이다. 즉, 에너지 전송이라는 측면에서 살펴볼 때 전송하고자하는 방향이 아닌 다른 방향으로의 에너지 전송을 뜻하는 것이므로 손실을 나타낸다. 이러한 부엽(side lobe)은 안테나의 구조, 급전 방법, 설치 공간, 배열방법 등에 의해 신호의 보강 및 간섭효과에 의해 발 생하게 되는데 주엽(main lobe)과 부엽(side lobe)와의 비를 dB로 나타낸 것을 Side Lobe Level이라고 한다. 단말기에 장착된 소형 안테나에서 발생 하는 부엽(side lobe)은 두 가지의 서로 다른 안테나들의 간섭효과와 단말 기 자체의 접지면 효과에 의해 발생하는 것으로 판단된다.

범폭(Beam Width)은 Field의 세기를 복사패턴으로 나타냈을 때 복사세 기가 같은 두 방향 사이의 각으로 정의되는데 복사세기가 최대치의 반 (-3dB)이 될 때 Half Power Beam Width라고 정의한다. 주엽(main lobe) 의 범폭이 좁다는 것은 원하는 한 지점에 한정하여 에너지를 집중시킬 수 있다는 것이다. 전방향 통신을 하기 위해서 이동통신용 서비스에 사용되는 안테나, 특히 단말기용 안테나는 범폭이 상당히 넓은 무지향성을 가져야만 한다.

그리고 무선측 변수중 하나인 지향성(directivity)이라는 것이 있다. 이것

은 안테나가 어느 특정 방향으로 에너지를 얼마나 많이 집중해 방사할 수 있는가의 여부를 나타낸다. 즉, 기준안테나 복사강도와 임의 안테나 최대 복사 전력밀도 비(ratio) 또는 지향성 이득이 최대가 되는 방향을 의미한 다. 지향성 이득은 기준 안테나의 복사강도와 계산하고자 하는 방향으로의 복사 강도의 비로 정의 되는데 다음과 표현된다.

등방성 안테나의 지향성은 전력이 전방향으로 골고루 복사되므로 "1"이 다. 그 외의 다른 안테나의 경우, 지향성은 항상 "1"보다 크고, 이는 등방성 안테나의 지향성과 비교함으로써 지향특성의 지시자인 상대적인 수치이 다.

지향성 이득은 "1"보다 작을 수 있고 "0"일 수도 있다. 즉, 지향성 이득은 "0"보다 크거나 같을 것이고 지향성보다 작거나 같다. $(0 \le D_g \le D_0)$ 지향성이득과 지향성을 일반화된 수식으로 표현해 보면 총 복사전력 P_{rad} 은

$$P_{rad} = \int \int U_0(\theta, 0) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U_0(\theta, 0) sin\theta d\theta d\Phi \qquad (2.5)$$

이므로

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \tag{2.6}$$

이 된다.

이득(Gain)은 안테나를 정의하는 중요한 요소 중 하나로서 측정하고자 하는 방향으로의 안테나 복사세기와 같은 안테나가 전원으로부터 받아들 인 전력을 전 공간으로 무지향성의 성능을 가진다고 가정했을 때의 복사 세기의 비(ratio)로서 정의된다.

전력이득(power gain) =
$$4\pi \frac{복사강도}{전체입력전력} = 4\pi \frac{U(\theta,0)}{P_{in}}$$
 (2.7)

그러나, 대부분의 경우에 있어서는 상대이득(relative gain)을 취급하게 된다. 이는 측정하고자 하는 입의의 안테나와 기준 안테나(무 손실 반파장 더블릿, 등방성등과 같이 이미 복사패턴이나 이득이 알려져 있는 안테나) 에 동일한 전력을 공급하였을 때 최대 복사방향의 동일거리에서 포인팅 전력의 비를 안테나의 이득이라고 한다. 혹은 기준 방향에서 기준 안테나 의 전력이득과 주어진 방향으로 측정할 안테나의 전력이득의 비로서 정의 된다. 이때 두 안테나에 같은 전력이 입력된다. 기준 안테나는 일반적으로 다이폴, 혼과 같이 이미 알려진 여러 다른 안테나가 될 수 있다. 대부분의 경우 기준 안테나는 무손실 등방성 안테나이다. 그리고 지향성 (Directivity)과의 중요한 차이는 지향성에서는 복사전력과의 비를 나타내 었고 이득에서는 입력전력의 비로 나타난다는 것이다.

안테나의 대역폭(Width)은 「안테나의 성능(최초의 의도된 성분)이 허용 된 범위 내에서 유지되는 주파수의 범위」정의된다. 즉, 안테나에 입력되 는 신호의 주파수가 안테나 설계시 결정된 주파수에서 벗어나면 안테나의 특성(입력 임피던스, 패턴, 빔폭, 편파, 부엽크기, 이득, 빔방향, 복사효율 등)은 왜곡되기 시작한다. 의도된 중심 주파수에서 양쪽으로 약간 높거나 낮은 주파수를 안테나에 공급하면, 안테나의 성능은(특성은) 변한다. 그러 나 허용된 범위 내에 있다면 그런 대로 사용할 수 있을 것이다. 계속 주파 수를 높이거나 낮추면 안테나의 성능이 급격히 변하여 허용된 특성 범위 를 벗어나게 될 것이다. 이때의 주파수 범위를 대역폭이라 한다. 광대역 안 테나에서 대역폭은 안테나의 특성이 유지되는 주파수 범위에서 최고주파 수와 최저주파수의 비(ratio)로 표현된다. 예를 들어 10:1대역폭은 최고주 파수가 최저주파수의 10배임을 지시한다. 협대역 안테나에서 대역폭은 주 파수폭(최고주파수-최저주파수)을 중심으로 주파수로 나눈 것을 의미한 다.

안테나의 특성들(입력임피던스, 패턴, 이득, 편파 등등)은 같은 형태로 변 하지 않거나, 심지어 주파수에 무관한 경우도 있기 때문에 대역폭에 대한 유일한 정의는 없다. 즉, 주파수가 바뀌어 복사 패턴이 변할지라도 복사효 율이 바뀌지 않는 경우도 있을 수 있다.

편과(Polarization)는 복사되는 방향에서 볼 때 E Field(Vector량)의 크기 가 변하는 모양을 정의하는 파라미터로서 선형편파, 타원편파 및 원형편파 로 분류한다. [그림 2.11]의 (a)에서 보듯이 선형편파는 복사되는 방향에서 볼 때 E Field가 하나의 직선상에서 그 크기가 변화하는 것을 말한다. 원 형편파 및 타원편파는 복사방향에서 볼 때 E-Field의 크기가 시계방향 또 는 반시계 방향으로 회전하는 형태를 말한다.



(c) z방향으로 진행하는 평면파의 타원편파





3) 안테나 구조변수

이상에 설명한 유선측 회로변수와 무선측 회로변수를 제외하고 안테나는 구조적인 변수들을 가진다. 크기, 무게, 모양, 매질 등의 변수에 의해서 안 테나의 특징에 영향을 끼친다[8].



제 3 장 마이크로스트립 안테나

3.1 방사계

마이크로스트립 방사체는 1953년에 Deschamps에 의해 제안되었고, 1974년 Munson에 의해 실제 미사일에 장착할 수 있는 안테나가 제작된 이래 지금까지 마이크로스트립 안테나에 대한 관심이 다양한 방법으로 증폭되고 있다.

[그림 3.1](a)는 일반적인 구형 패치를 이용한 마이크로스트립 안테나 의 모양이다. 전자계는 패치의 길이(L)에 따라 변화하고 [그림 3.1](a)에 서 알 수 있듯이 마이크로스트립 안테나의 방사체는 패치의 길이(L≈1/2 λ) 방향의 양끝인 패치의 가장자리와 접지판 사이에서 개구 방사되는 (Radiation edge) 두 개의 슬롯이며, 슬롯간 자기전류의 상호결합(M/)을 갖는 자계 다이폴로 표현되며 식 (3.1)과 같다.

$$\overline{M} = \widehat{z} \ 2E_X = \widehat{z} \ 2V_0/h$$

(3.1)

여기서, V_0 는 슬롯 양단의 전압이다. [그림 3.1](b)와 같이 한 개의 슬 롯에서 거리 r 인 지점의 원거리 전계(Far Field)는 식 (3.2)와 같이 나타 낼 수 있다.

$$E_{\Phi} = -j2 V_0 W k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F(\Theta, \Phi)$$

$$E_{\Theta} = 0$$
(3.2)

여기서, F(θ, Φ)는 식(3.3)과 같다.

$$F(\Theta, \Phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 \hbar}{2} \sin \Theta \cos \Phi\right)}{\frac{k_0 \hbar}{2} \sin \Theta \cos \Phi} \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \Theta\right)}{\frac{k_0 W}{2} \cos \Theta} \sin \Theta \qquad (3.3)$$

그리고, θ=π/2 에서 *E- plane* 패턴은 식 (3.4)로 정의 될 수 있고, Φ=π/2 에서는 *H- plane* 패턴은 식 (3.5)로 표현될 수 있다.



또한, 거리 L 만큼 떨어진 두 슬롯에서 방사된 *E- plane* 방사 패턴 은 식(3.6)과 같다. 반면, *H- plane* 패턴은 거리 L에 무관하므로 식 (3.5)로 된다.

$$F_{\mathcal{I}}(\Phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 \hbar \cos \Phi}{2}\right)}{\frac{k_0 \hbar \cos \Phi}{2}} \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos \Phi\right)$$
(3.6)

따라서, 마이크로스트립 안테나의 방사계는 슬롯전압의 함수로 가정하

여 유도되며 각 슬롯은 복소어드미턴스를 갖는다. [그림 3.2]는 두 개의 방사계를 갖는 마이크로스트립 안테나의 E-plane과 H-plane 방사 패턴 이다.







[Fig. 3.1] Microstrip antenna as two radiating slots with the

geometry.



[그림 3.2] 마이크로스트립 기판의 전자계분포

[Fig. 3.2] Microstrip cross section with field distribution.

3.2 입력 어드미턴스

마이크로스트립 패치의 전송선로 모델은 [그림 3.3](a)이고 이 모델의 등가회로는 [그림 3.3](b)와 같다. [그림 3.3]에서의 입력 어드미턴스는 식 (3.7)과 같다.

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L}$$
(3.7)

은 fringing field에 의한 정규화 선로확장의 길이이다[9].



(a) Microstrip patch with arbitrary feed point.



(b) The equivalent circuit for a microstrip radiating element.
 [그림 3.3] 사각패치 방사패턴의 급전
 [Fig. 3.3] End-fed rectangular Patch antenna.

공진이 발생했을 때, Y_{in} 의 허수부는 0 이므로 공진 주파수는 식 (3.8)과 같이 된다.

$$\tan\beta L = \frac{2Y_0B}{B^2 + G^2 - Y_0^2}$$
(3.8)

[그림 3.3]에서 보여주고 있는 임의의 급전점 y_{ρ} 에서 입력 어드미턴스 는 식 (3.9)로 나타낼 수 있다[9].

$$Y_{in}(y_{p}) = 2G \left[\cos^{2}(\beta y_{p}) + \frac{G^{2} + B^{2}}{Y_{0}^{2}} \sin^{2}(\beta y_{p}) - \frac{B}{Y_{0}} \sin(2\beta y_{p}) \right]^{-1}$$
(3.9)

여기서, ỵ 은 패치 모서리에서 급전점까지의 거리이다. 그러나, G Y ≪ 1이고 B Y ≪ 1일 때 식 (3.7)은 식 (3.10)으로 간략화 된다.

$$Y_{in}(y_{\rho}) = \frac{2G}{\cos^2(\beta y_{\rho})}$$
(3.10)

두방사 슬롯간의 상호 컨덕턴스는 식 (3.11)로 나타낸다[9].

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi \, W\cos\Theta}{\lambda_0}\right) \tan^2\Theta\sin\Theta \, \mathcal{J}_0\left(\frac{2\pi \, \mathcal{L}}{\lambda_0}\sin\Theta\right)}{G} \, d\Theta \quad (3.11)$$

여기서, J_0 는 영차 Bessel 함수이다. 식 (3.11)이용하면 입력 어드미턴 스는 식 (3.12)로 변형된다.

$$Y_{in}(y_{p}) = 2(G \pm g_{12}) / \cos^{2}(\beta y_{p})$$
(3.12)

동축 급전일 때, 전송선로 등가회로는 [그림 3.4]와 같고 급전점 입력 어드미턴스는 식 (3.13)과 같다.

$$Y_{1} = Y_{0} \left[\frac{Z_{0} \cos\beta L_{1} + jZ_{W} \sin\beta L_{1}}{Z_{W} \cos\beta L_{1} + jZ_{0} \sin\beta L_{1}} + \frac{Z_{0} \cos\beta L_{2} + jZ_{W} \sin\beta L_{2}}{Z_{W} \cos\beta L_{2} + jZ_{0} \sin\beta L_{2}} \right] (3.13)$$

여기서, 패치 가장자리 임피던스 Z_W 와 특성임피던스 Z_0 는 각각 식

$$Z_{W} = \left(\frac{120\frac{\lambda_{0}}{W}}{1+2\varepsilon_{e}\frac{\Delta I_{oc}}{k}}\right) \left[\frac{1}{0.7747+0.5977\left(\frac{W}{L}-1\right)-0.1638\left(\frac{W}{L}-1\right)^{2}}\right]$$
(3.14)

$$Z_{0} = \frac{42.4}{\sqrt{\varepsilon_{r}+1}} \ln \left\{ 1 + \frac{4\cancel{k}}{W} \left[\left(\frac{14 + \left(\frac{\cancel{k}}{\varepsilon_{r}}\right)}{11} \right) \frac{4\cancel{k}}{W} + \sqrt{\left(\frac{14 + \left(\frac{\cancel{k}}{\varepsilon_{r}}\right)}{11} \right)^{2} \left(\frac{-4\cancel{k}}{W}\right)^{2} + \frac{\pi^{2}}{2} \left(1 + \frac{1}{\varepsilon_{r}}\right)} \right\}$$
(3.15)

-

동축 급전일 경우에는 프루브에 의한 유도성 리액턴스가 발생하며 동 축 급전선 리액턴스는 식 (3.16)과 같다[10].

$$X_{L} = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_{r}}} \tan\left(\frac{2\pi \lambda}{\lambda_{0}}\right)$$
(3.16)

따라서, 입력 임피던스는 식 (3.17)과 같다.

$$Z_{in} = Z_1 + j X_L (Z_1 = 1/Y_1)$$
(3.17)




[그림 3.4] 마이크로스트립 안테나의 동축급전

[Fig. 3.4] Coaxial Fed microstrip patch radiator with Transmission

Line Equivalent.

3.3 원편파 안테나의 형태 및 원리

원편파 마이크로스트립 안테나의 급전방식은 단일급전과 이중급전 형 태가 있다. [그림 3.5]는 원편파를 발생시키는 일반적인 마이크로스트립 안테나의 일반적인 형태들이다. [그림 3.5](a)에서는 모서리가 잘린 정방 형 패치[11], 홈을 낸 원형 패치, 타원형, 직사각형, 그리고 원형이나 정 방형의 대각선상에 슬롯을 넣은 단일급전 방법을 나타내고 있다. 이중급 전 방법은 진폭의 크기가 동일한 패치를 급전하고 외부의 장치를 이용하 여 90°위상차를 제공하는데 [그림 3.5](b)와 같이 두 급전선 사이에 3 dB 하이브리드나 오프셋 선로를 이용한다.



(a) Singly fed CP patches.(b) Dual fed CP patches.[그림 3.5] 원편파 안테나의 일반적인 모양

[Fig. 3.5] Typical arrangements for CP microstrip antennas.

단일급전은 이중급전과는 달리 외부 위상기 및 합성기를 사용하지 않 고 원편파를 발생시키므로 급전선의 길이가 짧아 손실을 줄일 수 있으 며, 급전회로를 간단하게 구성할 수 있다는 장점 때문에 더 유용한 방식 이다.

[그림 3.6]은 정방형 패치의 모서리를 절단하여 직교하는 Mode 1, 2로 분리된 단일급전 원편과 안테나와 진폭 및 위상의 변화를 나타내고 있 다. [그림 3.6]에서 알 수 있듯이 원편과는 -3dB의 전력감소와 직교하는 두 편파의 위상차가 90°발생함을 잘 보여주고 있다.





[그림 3.7](a)는 한 변의 길이가 a 인 정방형 마이크로스트립 패치 안 테나이고, [그림 3.7](b)는 원편파를 얻기 위해 모서리가 Δ_S만큼 절단된 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 모양이다. [그림 3.7](b)의 원편파 안테나의 급전점은 패치의 중앙선인 x 축또는 y축상에 위치하며, x 축상 에 있을 때는 좌선회 원편파, y 축상에 있을 때는 우선회 원편파가 된 다.

모서리가 잘린 정방형 패치에서 두 개의 직교모드의 방사특성을 고려 한 등가회로는 [그림 3.8]과 같다.



(a) Standard patch.(b) Singly fed CP patch.[그림 3.7] 단일급전 사각 패치 안테나의 기본형태

[Fig. 3.7] Fundamental configurations of singly-fed rectangular



[그림 3.8] 모서리가 절단된 원편파 안테나의 등가회로 [Fig. 3.8] Equivalent circuit for rectangular CP patch antennas.

정방형 마이크로스트립 패치의 모서리를 절단함에 따라 직교모드 \emptyset_a , 와 ϑ_b , 이 발생된다. 여기서, \dot{V}_f 는 1-1' 단자에 인가된 입력전압, T_A , 과 T_B , 은 권선비 N_a , 과 N_b , 을 가지는 이상적인 변압기, \dot{Y}_a 와 \dot{Y}_b 는 각각 직교편과 ϑ_a , 와 ϑ_b , 모드에 대한 입력 어드미턴스, \dot{V}_a 와 \dot{V}_b 는 직교모드 ϑ_a , 와 ϑ_b , 에 의해 방사되는 전계에 대응하는(비례 하는) 전압으로 각각 \dot{Y}_a 와 \dot{Y}_b 양단의 전압이다.

[그림 3.8]의 등가회로에서 두 직교모드의 복소진폭비 \dot{V}_b / \dot{V}_a 는 식 (3.18)과 같다.

$$(\ddot{V}_{b}/\ddot{V}_{a}) = (N_{b}'/N_{a}) \times (\dot{Y}_{a}/\dot{Y}_{b})$$

$$= \left(\frac{N_{b}'}{N_{a}'}\right) \frac{\left\{\frac{f_{a}}{Q_{0}} + \left(f - \frac{f_{a}^{2}}{f}\right)\right\}}{\left\{\frac{f_{b}}{Q_{0}} + \left(f - \frac{f_{b}^{2}}{f}\right)\right\}}$$
(3.18)

여기서, $f_a \models \phi_a' 모드에 의한 공진 주파수이고, f_b \models \phi_b' 모드에 의한$ $공진 주파수이다. 식 (3.18)에서 원편파 방사는 (<math>\dot{V}_b / \dot{V}_a$) = ±j를 만족 하면 얻을 수 있으므로, 두 직교모드 사이의 상대적인 진폭과 위상특성 은 다음 식 (3.19)와 같아야 한다.

$$\begin{vmatrix} \ddot{V}_b / \ddot{V}_a \end{vmatrix} = 1$$

$$\arg(\ddot{V}_b / \ddot{V}_a) = \pm 90^{\circ}$$

$$(3.19)$$

[그림 3.9]는 죄선회와 우선회 원편파를 발생하기 위한 급전점의 위치 를 나타낸다. 여기서 p₀는 급전점의 위치이다[12][13][14][15][16].



(b) LHCP ($\left| \, \rho_{0} \right| \ \leq \ a/2$)

[그림 3.9] 좌선회 및 우선회원편파에 대한 급전위치 [Fig. 3.9] Feeding locations required for circular polarization.

3.4 단일급전의 안테나 설계

마이크로스트립 안테나를 설계하는 방법은 회로의 요구조건을 결정하고 설계한 후 시뮬레이션 결과를 통해 적합성 여부를 결정한다. 하지만, 설 계의 결과 값이 요구사항에 맞지 않으면 가장 적절한 결과 값이 얻어질 때까지 튜닝을 해서 설계한다. 급전부는 임피던스 정합을 통해 손실을 최소화하여 최대로 전력이 전달될 수 있도록 하는 것이 최대 목적이다. 급전방식은 방사소자에 마이크로스트립 선로를 직접 결합하는 직접급전 방식, 기판의 뒷면에서 동축 선로를 직접 연결하는 프루브 급전, 접지 면 의 개구를 통해 결합하는 개구결합 급전방식 등이 있다. 본 논문에서는 직접급전방식을 이용하였고, 중심주파수 2.65 GHz로 하는 일반 패치안테 나와 우선회 편파, 좌선회 편파 안테나를 설계한다. Windows XP 환경 에 적합한 CST MicroWave Studio 4.0을 이용하여 설계하였다.

3.4.1 기판선정

마이크로스트립 안테나 설계에 사용되는 기관 유전율은 보통 2.2~12 이며 일반적으로 유전체의 높이 h가 두껍고 유전율이 낮을수록 방사효 율이 더 좋고 대역폭이 넓어진다.

안테나를 설계할 때 첫 번째 단계는 적당한 기판을 선택하는 것인데, 기판의 물질에는 구리, 알루미늄, 금 등 다양한 종류가 있다. 본 논문에 서 원편파 안테나를 제작하기 위해 사용된 기판의 규격은 표 1과 같다. 표 1. 기판의 제원

Table 1. Substrate specification.

	Specification
Metal thickness	0.034mm(1 oz. copper)
Substrate thickness	1.6 mm
Dielectric constant	2.5
Loss tangent	0.0009

3.4.2 안테나 설계

설계된 안테나는 [그림 3.10]에서와 같이 사각형 패치의 길이가 28.00mm * 32.00mm 이고 port 연결을 위한 패치는 6.00mm * 12.00mm 이다. [그림 3.10](a)는 3D 도면, (b)는 정면, (c)는 후면을 나타낸다.



원편파를 발생시킬 수 있는 패치는 앞장에 언급한 것처럼 여러 형태의 모양이 있다. 우선, 본 절에서는 모서리 부분이 절단된 패치를 선정하였 고, 단일급전방식을 이용하여 급전손실을 최소화하였다. 설계된 원편파 안테나는 [그림 3.11]에서와 같이 사각형 패치의 길이가 28.00mm * 32.00mm 이고, 잘린 모서리의 길이는 2.00mm 이다.

[그림 3.11](a)는 공진 주파수가 2.65GHz인 우선회 원편파 안테나를 설

계한 모양이고, [그림 3.11](b)는 공진 주파수가 동일한 좌선회, 원편파 안테나를 설계한 모양이다.



(a)Right-Hand circular polarization. (b)Left-Hand circular polarization. [그림 3.11] 원편과 안테나의 설계모양

[Fig. 3.11] Configurations of singly-fed circularly polarized antenna.

3.4.3 시뮬레이션 결과

[그림 3.12]는 패치안테나의 S11, 정재파비(VSWR) 그리고 방사패턴을 보여준다. 중심주파수 2.65GHz에서 [그림 3.12](a)S11은 -30.39dB의 값을 가지며, [그림 3.12](b)VSWR은 1.062로 나타났다. 일반적으로 S11이 -10dB 이하일 때 특성이 양호하다고 판단하고 VSWR은 1에 가까울수록 특성이 양호하다고 판단하므로 시뮬레이션 결과치가 대단히 만족스럽게 나타났다.







(c) 3D radiation Abs of patch antenna.







(f) 1D radiation theta of patch antenna.

[그림. 3.12] 패치안테나의 시뮬레이션 결과. [Fig. 3.12] Simulation result of patch antenna. [그림 3.12](c)는 패치안테나의 3D 방사패턴을 보여주며, [그림 3.12](d) 와 [그림 3.12](e)는 각각 theta축과 phi축을 기준으로 본 방사패턴을 보 여준다. [그림 3.12](f)는 1D 방사패턴을 나타내는 그림으로서 설계된 안 테나의 시뮬레이션 결과 main lobe 크기가 2.7dBi로 지향성을 가지고 있 는 것을 나타낸다.

[그림 3.13]는 우선회 안테나의 S11, 정재파비(VSWR) 그리고 방사패 턴을 보여준다. 중심주파수 2.65GHz에서 [그림 3.13](a)S11은 -28.49dB의 값을 가지며, [그림 3.13](b)VSWR은 1.078로 나타났다.





(b) VSWR of right-hand circular polarization antenna.



(c) 3D radiation Abs of right-hand circular polarization antenna.



(d) 3D radiation theta of right-hand circular polarization antenna.



(e) 3D radiation phi of right-hand circular polarization antenna.



(f) 1D radiation theta of right-hand circular polarization antenna.



(g) 1D radiation phi of right-hand circular polarization antenna. [그림. 3.13] 우선회 안테나의 시뮬레이션 결과.

[Fig. 3.13] Simulation result of right-hand circular polarization antenna.

[그림 3.13](c)는 우선회 안테나의 3D 방사패턴을 보여주며, [그림 3.13](d)와 [그림 3.13](e)는 각각 theta축과 phi축을 기준으로 본 방사패 턴을 보여준다. [그림 3.13](f)는 1D 방사패턴을 나타내는 그림으로서 설 계된 안테나의 시뮬레이션 결과 main lobe 크기가 2.7dBi로 지향성을 가 지고 있는 것을 나타낸다. [그림 3.14]는 좌선회 안테나의 S11, 정재파비(VSWR) 그리고 방사패 턴을 보여준다. 중심주파수 2.65GHz에서 [그림 3.14](a)S11은 우선회 안 테나와 같은 -28.49dB의 값을 가지며, [그림 3.14](b)VSWR은 1.078로 나 타났다.



(b) VSWR of left-hand circular polarization antenna.



(c) 3D radiation Abs of left-hand circular polarization antenna.



(d) 3D radiation theta of left-hand circular polarization antenna.



(e) 3D radiation phi of left-hand circular polarization antenna.



(f) 1D radiation theta of left-hand circular polarization antenna.



(g) 1D radiation phi of left-hand circular polarization antenna. [그림. 3.14] 좌선회 안테나의 시뮬레이션 결과.

[Fig. 3.14] Simulation result of left-hand circular polarization antenna.

[그림 3.14](c)는 좌선회 안테나의 3D 방사패턴을 보여주며, [그림 3.14](d)와 [그림 3.14](e)는 각각 theta축과 phi축을 기준으로 본 방사패 턴을 보여준다. [그림 3.14](f)는 1D 방사패턴을 나타내는 그림으로서 설 계된 안테나의 시뮬레이션 결과 main lobe 크기가 2.7dBi로 지향성을 가 지고 있는 것을 나타낸다.

제 4 장 위성 DMB 대역의 휴대 단말기용 안테나

4.1 단말기용 안테나의 개요

현재 휴대용 단말기의 소형화, 경량화를 위해서는 안테나 부분의 크기를 제한하는 것이 가장 중요한 관건이다. 단말기를 소형화함으로써 휴대의 불 편함을 해소하고 소비자의 다양한 욕구에 맞춰 세련된 디자인으로 제작하 면서 안테나의 성능을 그대로 유지해야 하는 과제를 안고 있다. 특히, 휴대 용 위성 DMB 시스템과 같은 이동무선통신 시스템의 소형화를 위해 안테 나의 소형화 요구가 더욱 커지고 있지만 그 크기가 파장에 기인되는 특성 으로 소형화에 대한 어려움이 있다. 이러한 점을 극복하이 위해 안테나에 사용되는 유전체의 비유전율을 높게 하여 소형화를 시키는데, 이러한 경우 유전손실로 인한 대역폭 감소 및 방사효율 저하 등 안테나의 성능이 저하 되는 한계가 있기 때문에 패치 구조의 변형을 통한 소형화의 연구가 필요 하다. 따라서 위성 DMB 수신 단말기용 안테나에 낮은 비유전율을 갖는 유전체를 사용하고 대역폭 확보 및 성능 향상을 위한 안테나 소형화가 요 구되며, 특히 수신 단말기의 자세에 무관하게 전방향에서의 수신이 가능한 무지향성 방사패턴의 안테나의 제작이 요구된다[17].

4.2 설계된 단말기용 안테나 및 시뮬레이션 특성

설계된 패치 안테나는 [그림 4.1]에서와 같이 기판의 크기는 44.00mm * 90.00mm 이고 사각형 패치의 크기는 14.00mm * 32.00mm 이고 port 연 결을 위한 패치는 3.00mm * 55.00mm이다. [그림 4.1](a)는 3D 도면, (b) 는 정면, (c)는 후면을 나타낸다.



(a) Perspective of Patch antenna in mobile phone.



(c) Back of Patch antenna in mobile phone.

[그림 4.1] 단말기에서 패치 안테나의 설계모양

[Fig. 4.1] Configurations of Patch antenna in mobile phone.

[그림 4.2]는 패치 안테나의 S11, 정재파비(VSWR) 그리고 방사패턴을 보여준다. 중심주파수 2.65GHz에서 [그림 4.2](a)S11은 -17.05dB의 값을 가지며, [그림 4.2](b)VSWR은 1.327로 나타났다. [그림 4.2](c)는 패치 안테나의 3D 방사패턴을 보여주며, [그림 4.2](d)와 [그림 4.2](e)는 각각 theta축과 phi축을 기준으로 본 방사패턴을 보여준다. [그림 4.2](f)는 1D 방사패턴을 나타내는 그림으로서 설계된 안테나의 시뮬레이션 결과 main lobe 크기가 4.2dBi로 지향성을 가지고 있는 것을 나타낸다.



(b) VSWR of patch antenna in mobile phone.



(c) 3D radiation Abs of patch antenna in mobile phone.



(d) 3D radiation theta of patch antenna in mobile phone.



(e) 3D radiation phi of patch antenna in mobile phone.



(f) 1D radiation theta of patch antenna in mobile phone.



(g) 1D radiation phi of patch antenna in mobile phone.[그림 4.2] 단말기에서의 패치안테나 시뮬레이션 결과.

[Fig. 4.2] simulation result of patch antenna in mobile phone.

설계된 우선회 안테나는 [그림 4.3](a)에서와 같이 기판의 크기와 사각형 패치의 크기, port 연결을 위한 패치는 위의 패치 안테나와 같고 모서리 부 분의 자른 길이는 1.5mm이다. 중심주파수 2.65GHz에서 [그림 4.3](b)S11 은 -17.59dB의 값을 가지며, [그림 4.3](c)VSWR은 1.304로 나타났다. [그 림 4.3](d)는 패치 안테나의 3D 방사패턴을 보여주며, [그림 4.3](e)와 [그 림 4.3](f)는 각각 theta축과 phi축을 기준으로 본 방사패턴을 보여준다. [그림 4.3](g)는 1D 방사패턴을 나타내는 그림으로서 설계된 안테나의 시 뮬레이션 결과 main lobe 크기가 4.2dBi로 지향성을 가지고 있는 것을 나 타낸다.



(b) S11 of right-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(c) VSWR of right-hand circular polarization antenna in mobile



(d) 3D radiation Abs of right-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(e) 3D radiation theta of right-hand circular polarization antenna in



(f) 3D radiation phi of right-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(g) 1D radiation theta of right-hand circular polarization antenna in



(h) 1D radiation phi of right-hand circular polarization antenna in mobile phone.

[그림 4.3] 우선회 안테나의 설계 모양 및 시뮬레이션 결과.

[Fig. 4.3] Configurations and simulation result of right-hand circular polarization antenna in mobile phone.

설계된 좌선회 안테나는 우선회 안테나와 마찬가지로 [그림 4.4](a)에서 와 같이 기판의 크기와 사각형 패치의 크기, port 연결을 위한 패치는 위의 패치 안테나와 같고 모서리 부분의 자른 길이는 1.5mm이다. 중심주파수 2.65GHz에서 [그림 4.4](b)S11은 -17.59dB의 값을 가지며, [그림 4.4](c)VSWR은 1.304로 나타났다. [그림 4.4](d)는 패치 안테나의 3D 방 사패턴을 보여주며, [그림 4.4](e)와 [그림 4.4](f)는 각각 theta축과 phi축을 기준으로 본 방사패턴을 보여준다. [그림 4.4](g)는 1D 방사패턴을 나타내 는 그림으로서 설계된 안테나의 시뮬레이션 결과 main lobe 크기가 4.2dBi 로 지향성을 가지고 있는 것을 나타낸다.



(a) Configurations of left-hand circular polarization in mobile phone.



(b) S11 of left-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(c) VSWR of left-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(d) 3D radiation Abs of left-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(e) 3D radiation theta of left-hand circular polarization antenna in



(f) 3D radiation phi of left-hand circular polarization antenna in mobile phone.



(g) 1D radiation theta of left-hand circular polarization antenna in



(h) 1D radiation phi of left-hand circular polarization antenna in mobile phone.

[그림 4.4] 좌선회 안테나의 설계 모양 및 시뮬레이션 결과.

[Fig. 4.4] Configurations and simulation result of left-hand circular polarization antenna in mobile phone.

제 5 장 안테나 제작 및 성능 평가

5.1 마이크로 스트립 원형편파 안테나 제작

3장에서 설계한 방법으로 안테나를 제작하였다. [그림 5.1]는 제작된 안테나의 사진이다. [그림 5.1](a), (b)는 제작된 안테나의 정면과 후면을 보여주고 있다. [그림 5.1](c), (d)는 우선회 안테나의 정면과 후면을 보여 주고, (e)와 (f)는 좌선회 안테나의 정면과 후면을 보여준다.







(a) Front of patch antenna. (b) Back of patch antenna.



(c) Front of right-hand antenna. (d) Back of right-hand antenna.



(e) Front of left-hand antenna. (f) Back of left-hand antenna. [그림 5.1] 제작된 안테나

[Fig. 5.1] Fabricated antenna.

본 논문에서 설계·제작한 안테나는 회로망 분석기(Network analysis) 를 사용하여 반사손실을 측정하였고, 측정결과를 [그림 5.2]에 보여주고 있다. [그림 5.2](a)는 패치안테나의 반사손실을 측정한 결과로서 VSWR 이 3 이하의 주파수 범위를 보면 2.034GHz에서 4.813GHz까지를 나타낸 다. 이것은 안테나가 사용될 수 있는 주파수의 범위가 약 2.779GHz로 광 대역의 특성을 보여준다. 주파수 2.63GHz에서는 약 -18dB로 위성 DMB 대역에서도 안테나의 특성이 양호한 것으로 나타난다.



(a) S11 measurement results fabricated patch antenna.



(b) S11 measurement results fabricated right-hand antenna.



(c) S11 measurement results fabricated left-hand antenna.
 [그림 5.2] 제작된 패치 안테나 및 편파안테나의 S11 측정 결과.
 [Fig. 5.2] S11 measurement results fabricated patch antenna and polarized antenna.

[그림 5.2](b)는 우선회 편과 안테나의 반사손실을 측정한 결과로서 VSWR 3 이하의 주파수 범위를 보면 2.257GHz에서 5.179GHz까지 나타 나고 약 2.922GHz의 광대역의 특성을 보여준다. 주파수 2.63GHz에서는 약 -14.156dB로 위성 DMB 대역에서도 안테나의 특성이 양호한 것으로 나타난다. [그림 5.2](c)는 좌선회 편과 안테나의 반사손실을 측정한 결과 로서 VSWR 3 이하의 주파수 범위를 보면 2.036GHz에서 5.458GHz까지 나타나고 약 3.422GHz의 대역폭 특성을 보여준다. 주파수 2.63GHz에서 는 약 -15.156dB로 위성 DMB 대역에서 안테나의 특성이 대단히 양호한 것으로 나타난다.

[그림 5.3](a)는 패치 안테나의 E-영역 방사패턴을 나타낸다. 위성 DMB 대역 2.63GHz에서는 1.60dBi, 2.655GHz에서는 1.81dBi가 나타났다. [그림 5.3](b)는 패치 안테나의 H-영역 방사패턴을 나타낸 것으로 2.63GHz에서는 1.24dBi, 2.655GHz에서는 1.50dBi가 나타났다. 이것은 등 방성 안테나에 비해 지향성이 있는 것으로 판단할 수 있으나, 방사패턴 의 그림을 보면 전방향에서의 수신이 가능하다는 것을 알 수 있다.

AT TH

ot n


(b) H-field radiation pattern measurement results.[그림 5.3] 측정된 패치 안테나의 방사패턴



5.2 단말기용 마이크로 스트립 원형편파 안테나 제작

4장에서 설계한 방법으로 단말기용 안테나를 제작하였다. [그림 5.4]는 제작된 패치 안테나의 사진이다. [그림 5.4](a), (b)는 제작된 안테나의 정면과 후면을 보여주고 있다.



[Fig. 5.4] Fabricated of antenna in mobile applications.

설계·제작한 단말기용 안테나 역시 회로망 분석기(Network analysis) 를 사용하여 반사손실을 측정하였고, 측정결과를 [그림 5.5]에 보여주고 있다. 패치안테나의 반사손실을 측정한 결과로서 VSWR이 3 되는 지점 의 주파수 범위를 보면 1.614GHz에서 3.437GHz까지를 나타낸다. 안테나 가 사용될 수 있는 주파수의 범위가 약 1.823GHz로 광대역의 특성을 보 여준다. 주파수 2.63GHz에서는 약 -12.683dB로 위성 DMB 대역에서도 안테나의 특성이 양호한 것으로 나타난다.



[Fig. 5.5] S11 measurement results fabricated antenna in moblie applications.

[그림 5.6](a)는 단말기용 안테나의 E-영역 방사패턴을 나타낸다. 위성 DMB 대역 2.63GHz에서는 2.19dBi, 2.655GHz에서는 2.41dBi가 나타났다. [그림 5.6](b)는 패치 안테나의 H-영역 방사패턴을 나타낸 것으로 2.63GHz에서는 0.97dBi, 2.655GHz에서는 1.57dBi가 나타났다. 방사패턴 의 모양을 보면 E-영역에서는 부엽이 나타났지만 전방향에서의 수신이 가능하다는 것을 H-영역으로 알 수 있다.



(a) E-field radiation pattern measurement results.



(b) H-field radiation pattern measurement results. [그림 5.6] 측정된 단말기용 안테나의 방사패턴

[Fig. 5.6] Radiation pattern measurement results of antenna in mobile applications.

5.3 실제 상용되는 위성 DMB 안테나 특성

[그림 5.7]은 실제 상용되는 위성 DMB 안테나와 특성을 보여준다. S11의 값은 위성 DMB 주파수 대역인 2.63GHz~2.655GHz에서 약 -14.569dB 이 하의 값을 가졌다. 그러나 방사패턴을 보면 안테나의 자세가 수신에 영향 을 준다는 것을 알 수 있다.



(b) S11 measurement results.



(c) E-field radiation pattern measurement results.



(d) H-field radiation pattern measurement results.

[그림 5.7] 상용되는 단말기용 안테나와 특성

[Fig. 5.7] Common used for an antenna in mobile applications and characteristics.

제 6 장 결 론

본 논문에서는 위성 DMB 대역의 마이크로 스트립 안테나를 설계 및 제작하고 이 특성을 바탕으로 단말기에 응용한 안테나를 설계하고 제작 하였다. 시뮬레이션에서의 안테나 특성을 요약하면 다음의 표 2와 표 3 으로 나타낼 수 있다.

표 2. 마이크로 스트립 안테나의 시뮬레이션 결과

Table 2. Simulation result of microstrip antenna.

마이크로스트립 antenna	S11(dB)	VSWR	방사패턴(dBi)
패치 antenna	-30.39	1.062	2.7
우선회 antenna	-28.49	1.078	2.7
좌선회 antenna	-28.49	1.078	2.7

표 3. 단말기용 안테나의 특성

Table 3. Simulation result of microstrip antenna in mobile applications.

단말기용 antenna	S11(dB)	VSWR	방사패턴(<i>dBi)</i>
패치 antenna	-17.05	1.327	4.2
우선회 antenna	-17.59	1.304	4.2
좌선회 antenna	-17.59	1.304	4.2

일반적으로 S11이 -10dB 이하일 때 안테나의 특성이 좋다고 판단하는

데 시뮬레이션 된 특성들을 보면 모두 양호하게 나타났다. 그리고 VSWR은 1에 가까울수록 그 특성이 좋다고 판단하고 시뮬레이션 결과 도 양호하게 나타났다.

표 4에서와 같이 실제 제작된 안테나 모두 위성 DMB 대역에 만족하는 결과(S11)를 얻었고, 특히 광대역의 특성이 나타나는 결과를 얻었다.

표 4. 실제 제작된 안테나의 측정 결과.

	<i>2.63~2.655GHz</i> 에	VSWR 3이하의	사용가능한
	서 S11(dB)	주파수 범위(<i>GHz</i>)	대역폭(<i>GHz</i>)
패치 antenna	-18.508 ~ -20.795	2.034 ~ 4.813	2.779
우선회 antenna	-14.023 ~ -15.444	2.257 ~ 5.179	2.922
좌선회 antenna	$-15.156 \sim 16.464$	2.036 ~ 5.458	3.422
단말기용 antenna	-12.147 ~ 12.683	1.614 ~ 3.437	1.823

Table 4. Measurement results fabricated antenna.

일반적인 마이크로 스트립 안테나는 기판의 뒷면을 전부 그라운드로 제 작한다. 그러나 본 논문에서는 그라운드가 되는 면을 줄여서 그 결과로 일반 마이크로 스트립 안테나가 대역폭이 좁은 것에 비해 제작된 안테나 는 광대역의 특성을 얻었다. 이것은 더욱 많은 분야에 마이크로 스트립 안테나의 활용이 가능하다는 것을 나타내고 앞으로도 이동통신 환경에서 사용할 수 있는 안테나로 생각되어진다.

향후 연구과제로는 제작된 안테나를 이용하여 2.65GHz 대역의 편과 다 이버시티 시스템을 구성·제작하여 실내 이동무선전파환경에서 전파 측 정을 통해 그 성능을 확인하고, 페이딩 경감 방안도 보이고자 한다.

참 고 문 헌

[1] R. Garg. P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House*, 2001.

[2] S. Lee, J. Woo, M. Ryu and H. shin, "Corrugated circular microstrip patch antennas for miniaturisation", IEE Electronics Letter, Vol. 38, No. 6, pp. 262~263, 2002.

[3] 김종래, 우종명, 오승엽, "전방향성 E & H면 슬릿 Folded형 마이크로 스트립 패치 안테나", 한국전자파학회 논문지, Vol. 13, No 9, pp. 956~
963, 2002, 10.

[4] Moo-Ha Song and Jong-Myung Woo, "Miniaturisation of microstrip patch antenna using perturbation of radiating slot", IEE Electronics Letter, Vol. 39, No. 5, pp. $417 \sim 419$, 2003

[5] J.-S. Seo and J.-M. Woo, "Miniaturisation of micostrip antenna using Irises", IEE Electronics Letter, Vol. 40, No. 12, pp. 718~719, 2004
[6] 심용보, 김완기, 우종명, "전방향성 원형편과 folded 마이크로스트립 안 데나 설계", 하계종합학술발표회 논문 초록집, Vol. 31, pp. 343, 2005. 06.
[7] 장연정, 우종명, "위성 DMB 수신 단말기용 'ㄷ'형 마이크로스트립 안 테나 설계", 06 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문 초록집, Vol. 33, pp. 703, 2006. 07.

[8] 김태홍, "이동 단말기용 내장형 다중대역(GSM/DCS/PCS) PIFA 안테 나 설계", 부경대학교 석사학위논문, 2005. 02.

[9] Hai Fong Lee, Wei Chen, "Advances in Microstrip and Printed Antennas," John Wiley & Sons, Inc., 1997.

[10] I. J. Bahl and P. Bhartia, "*Microstrip Antennas*", Artech House, 1982.

[11] J. R. James and P. S. Hall, "Handbook of Microstrip Antenna I, П", Institute of Electrical Engineers. 219~232. 1989.

[12] 이주현, "移動無線電波環境에서 다중경로 페이딩 輕減을 위한 圓編波 다이버시티시스템 製作 및 性能評價에 관한 硏究", 부경대학교 박사학위졸 업 논문, 2003. 08.

[13] 김태헌, "디지털 移動無線通信을 위한 多値레벨 直交 振幅 變複調 方 式의 性能 改選에 관한 研究," 부경대학교 박사학위논문, Feb. 1999.

[14] 김병옥, 이주현, 윤영석, 하덕호, "실내무선 환경에서의 편파 다이버시
티 최적구성에 관한 연구," '98 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집,
pp. 473-476, 1998. 5, 서울대학교.

[15] B. O. Kim, J. H. Lee, D. H. Ha, F. Ikegami, "A Study on the Composition of an Optimum Polarization Diversity in Indoor Radio Environment," KJJC-AP/EMC/EMT '98 Proceedings, pp.21~25, September 1998, Pusan, Korea

[16] 이주현, 하덕호, "실내 전과환경에서의 원형편파와 직선편파의 편파손
실 계수 해석," '98추계 합동학술논문 발표회논문집, pp. 226-230,
December 1998, 경상대학교

[17] 조아름, 허희무, 우종명, "S-DMB 수신 단말기용 안테나의 소형화",
2006년도 추계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, Vol. 29, No. 2, pp.
375~378, 2006. 09, 국립금오공과대학교.

감사의 글

부족한 저에게 부모님 같은 마음으로 모든 면에서 많은 지도와 충고를 해주신 하덕호 교수님께 진심으로 감사드립니다. 그리고 바쁘신 와중에 논문심사에 많 은 충고와 조언을 해주신 김성운 교수님, 주문갑 교수님께도 감사드립니다. 또 한 학부와 대학원 과정동안 많은 지식과 학업에 도움을 주신 정신일 교수님, 윤 종락 교수님, 박규칠 교수님에게도 감사드립니다.

본 논문의 안테나 제작에 도움을 준 한국 해양대학교 철근이, 안테나 측정을 할 수 있도록 아낌없이 도와주신 이주현 박사님께 다시 한번 감사하다는 말을 전하고 싶습니다.

학부 3학년부터 연구실 생활을 하면서 많은 점을 느끼고 배운 것 같습니다. 연 구실에서 같이 호흡하고 생활했던 고연화 박사님, 김판신 선배님, 김흥진 선배 님, 김태홍 선배님, 이봉춘 선생님과 진구형, 박규석, 진석, 영욱, 형규, 유정이, 졸업하시고 연구실을 위해 많은 도움을 주시는 김기식 원장님과 주련이 누나, 많은 분들 모두에게 감사드립니다. 늘 동고동락하면서 많은 도움과 인생의 나침 반이 되어 준 재성형에게 감사의 말을 전하고 싶습니다. 항상 건강들 하시길 바 랍니다.

그리고 소중한 나의 벗 종찬, 우복, 성식, 석규, 상림, 우정, 성진, 영춘, 봉준, 정민, 진호, 춘재, 종근 에게도 고마움을 전하고 항상 건강하며 웃음을 잃지 않 기를 바랍니다.

마지막으로 저의 욕심에서 시작한 대학원 생활 정말 부모님께는 죄송할 따름 입니다. 그래도 제가 선택한 길을 묵묵히 지켜봐주시고 뒷바라지 해주신 부모님 께 정말 고개 숙여 다시 한번 감사드립니다. 그리고 제게 삶을 이끌어가게끔 힘 이 되어준 많은 분들에게 감사의 맘을 전합니다. 감사합니다.

> 2007년 1월 황 인 권