工學碩士 學位論文

옥내 초고속 무선 통신을 위한 원편파 안테나 제작 및 최적 편파 다이버시티 시스템 구현

2002年 2月

釜慶大學校 大學院

情報通信工學科

金 星 明

工學碩士 學位論文

옥내 초고속 무선 통신을 위한 원편파 안테나 제작 및 최적 편파 다이버시티 시스템 구현

指導敎授　河　德　鎬

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2002年　2月

釜慶大學校　大學院

情報通信工學科

金　星　明

金星明의 工學碩士 學位論文으로 認准함

2001年 12月 26日

主 審 工學博士 金 錫 泰 ㊞

委 員 工學博士 金 成 篔 ㊞

委 員 工學博士 河 德 鎬 ㊞

목 차

표 목 차

그림 목차

Development of a Circularly Polarized Antenna and an Optimum Polarization Diversity Scheme for High Speed Indoor Radio Communications

Sung-Myung Kim

Department of Telematics Engineering, Graduate School

Pukyong National University

Abstract

In this thesis, we design and fabricate a linearly polarized antenna and a circularly polarized antenna using microstrip patch, and suggest a method of optimum polarization diversity reception scheme through the actual measurement in indoor radio environment. First, we made the linearly polarized antennas, the right-hand and the left-hand circularly polarized antennas based on the theory of microstrip antenna, and we simulated by using the Ensemble 5.0. The manufactured linearly polarized antennas and circularly polarized antennas were analyzed by the Network Analyzer.

And then, we measured by using a vehicle in a room which is on third floor, and analyzed diversity reception methods from the measured data. In our

measurements, in order to investigate the degree of fading reduction the signal strength are measured by using the manufactured circularly polarized antennas, vertical and horizontal polarized antennas in indoor environments, respectively. Specifically, we examined the fading reduction effect from the polarization diversity using correlation coefficient and correlation graph and the cross polarization discrimination(XPD) for each polarized wave branches, and also the optimum condition of polarization diversity branches is evaluated. In this evaluations, in order to investigate the optimal polarization diversity reception in indoor radio propagation, we analyzed the correlation coefficient and the XPD for the various polarized waves.

From these analysis, in the case of indoor condition the fading reduction effect for the circularly polarized antenna shows high efficiency. Furthermore, the maximal ratio combining gives the best statistical fading reduction effect compare to any other diversity combiner. And also, the diversity gain obtained from the maximal ratio combining technique shows the best result compared to any other diversity reception schemes. Consequently, it can be concluded that the fading reduction effect using by a Circularly-Horizontal(C-H) and a Circularly-Vertical(C-V) branches which are compensated by the XPD and the maximal ratio combining are better than a Circularly-Circularly(C-C) combination. It is already well known that the fading effect which was received by using the circularly polarized antenna was better than the other branches. But in this study, it can be also seen that the case of the VV-VH, HH-HV polarization diversity which are compensated by the XPD and the maximal ratio combining shows fading reduction effect as good as the Circularly-Circularly(C-C) polarized antenna combination.

제1장 서 론

전파는 여러 사람이 공동 이용함으로 인하여 서비스 영역 경계가 모호하기 때문에 가입자 식별, 정보 보호 문제 등 신뢰 및 보안성이 요구된다. 또한, 가정내의 곳곳에 전파가 도달하기 위해서는 옥내의 전파 환경에 대하여 고려해야 하며, 이는 각국의 주거 문화와 밀접한 관계가 있다. 그리고, 옥내의 어디에서도 사용할 수 있어야 하기 때문에 표준 옥내 무선환경을 고려한 서비스 범위의 선정이 필요하다.

최근 옥내 무선 통신 서비스는 WLAN, Bluetooth, Home RF등 그 활용 범위가 확대되고 있으며, 음성 데이터를 비롯하여 동영상 등의 고용량의 데이터를 전송할 수 있는 초고속 옥내 무선 통신 서비스에 대한 요구가 증가하고 있다. 하지만 옥내 전파전파환경에서 이동 및 고정 무선 통신의 경우는 창문에서의 산란 및 벽, 천장, 바닥의 장애물에 의한 반사 효과 등으로 인해 전파의 편파유지가 곤란하여 송수신 전파의 편파면이 수시로 변하게 되며, 다중경로 전파전파에 의한 페이딩으로 인해 초고속 옥내 무선 통신 서비스를 제공하는데 어려움이 있다. 따라서 송수신 전파의 편파면이 수시로 변화하는 환경에서 다중경로 성분으로 발생되는 페이딩을 경감시키는 방법으로 편파 다이버시티 수신법을 고려하여야 한다[1].

그리고 편파 다이버시티를 하기 위해서는 다중 경로 환경에 대한 전파의 편파 특성을 파악하는 것이 매우 중요하다. 원편파의 전파가 반사할 경우 수평편파 성분은 그 위상이 180도 변하게 되지만 수직편파 성분의 위상은 거의 일정하게 유지되기 때문에 수직과 수평편파의 합성으로 이루어진 원편파는 반사할 때마다 선회 방향이 바뀌게 된다. 따라서 원편파 안테나로 송·수신할 경우에

는 기수회 반사한 반사파는 선회 방향이 반대가 되므로 수신할 수 없게 되어 결과적으로 옥내 무선 통신 서비스를 제공할 경우 상당한 페이딩을 경감시키는 효과를 가져올 수 있게 된다[2].

따라서 본 연구에서는 차후 하드웨어적인 편파 다이버시티 시스템 제작에 앞서 직선편파특성과 원편파 특성을 가지는 마이크로스트립 안테나를 제작하였다. 그리고 2.4GHz 대역의 IEEE 802.11b WLAN 서비스를 위해 옥내 일반적인 강의실 환경에서 제작된 안테나로 전파 측정을 행하였다. 또한 측정된 데이터로 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 옥내 무선 환경에서의 최적 편파 다이버시티 구성 방법에 대하여 연구하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 옥내 무선 환경에서의 원편파의 원리, 전파 특성, 반사 특성을 설명한다. 3장에서는 편파 특성에 따른 페이딩 경감 및 평가 방법으로 다이버시티 합성법과 상관계수, 교차편파 식별도 분석에 의해 편파다이버시티 분석 방법을 설명한다. 4장에서는 마이크로스트립 안테나에 관한 설명과 안테나 설계 및 실제 제작된 안테나를 분석하였다. 5장에서는 옥내 강의실 환경에서의 전파 측정 개요 및 방법을 설명한다. 6장에서는 측정된 데이터를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 옥내 무선 환경의 최적 편파 다이버시티 구성법을 제시하였다. 끝으로 7장에서는 옥내 환경에서 우수한 페이딩 경감효과를 보이는 원편파를 이용한 방법과 XPD 보상에 의한 다이버시티 방법 그리고 최대비 합성에 의한 다이버시티 방법을 제시하고 결론을 맺는다.

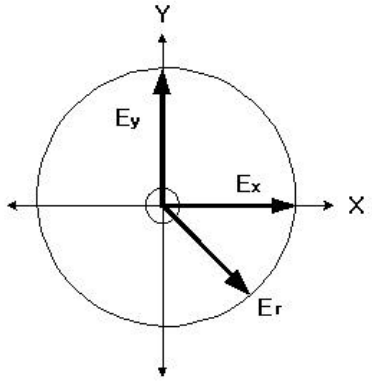
차후 본 연구는 하드웨어적인 편파 다이버시티 시스템 구성과 5GHz 대역의 IEEE 802.11a WLAN 서비스에 관한 연구가 진행되어야 할 것이며, 나아가 밀리미터파 대역에서의 서비스에 대해서도 연구되어야 할 것이다.

제2장 옥내 무선환경에서의 원편파 특성

원편파를 이용하면, 다중경로파를 억제할 수 있다는 것은 오래 전부터 알려져 왔지만, 아직까지 WLAN은 물론 이동통신에서도 원편파를 이용하려는 시도가 없었다. 이는 무지향성 원편파 안테나의 제작이 곤란하였기 때문이다. 그러나 최근 원편파 안테나의 수평면내 지향성 안테나의 제작이 실현됨으로서 [3],[4] 이를 이용한 다중경로 환경에서 전파실험을 계획하고 전파구조가 비교적 단순한 옥내에서의 전파를 취급할 수 있게 되었다. 따라서 본 논문에서는 다중경로파를 억제할 수 있는 원편파를 이용하여 옥내 WLAN에서 고속, 고신뢰 전송의 실현 가능성을 살펴보고자 하는 것이다.

2.1 원편파 원리

수평안테나(X)와 수직안테나(Y)의 전계벡터를 각각 $\widehat{E_x}$, $\widehat{E_y}$라고 하면 $\widehat{E_x} = E_x \cdot \widehat{a_x}$, $\widehat{E_y} = E_y \cdot \widehat{a_y}$로 나타낼 수 있다.



[그림 2.1] 원편파 구성 원리

크기가 같은 수평편파와 수직편파의 직교편파를 $\pm\pi/2$의 위상차를 두고 합성하면 원편파가 생긴다. 따라서 전계벡터가 시간에 따라서 일정한 크기를 갖고 시계방향으로 회전하는 우선회 원편파일 경우 합성 전계벡터 $\hat{E}_r$는 그 크기를 1로 할 경우 다음 식과 같이 나타내어진다.

$$\hat{E}_r = \frac{1}{\sqrt{2}}\hat{E}_x - \frac{1}{\sqrt{2}}j\hat{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}}E_t(\hat{a}_x - j\hat{a}_y) \tag{2.1}$$

한편 우선회 원편파 수신안테나의 유효 길이 벡터를 $\hat{H}_t$라고 하고 그 크기를 1로 하면 $\hat{H}_r$는 전파가 도래하는 방향에서 볼 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{H}_r = \frac{1}{\sqrt{2}}H_t(\hat{a}_x + j\hat{a}_y) \tag{2.2}$$

따라서 우선회 원편파를 이용하여 직접파인 우선회 원편파를 수신할 경우 수신전압 V_{rR}는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{rR} &= \hat{E}_r \cdot \hat{H}_t \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}E_r(\hat{a}_x - j\hat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}H_t(\hat{a}_x + j\hat{a}_y) \\ &= \frac{1}{2}E_rH_t(\hat{a}_x - j\hat{a}_y) \cdot (\hat{a}_x + j\hat{a}_y) \\ &= E_rH_t \end{aligned} \tag{2.3}$$

그러나 우선회 원편파가 정면 반사를 할 경우에는 수평편파의 위상이 180도

바뀌게 되므로 결과적으로 좌선회 원편파가 된다. 따라서 좌선회 원편파의 전계벡터는 $\hat{E_r} = \frac{1}{\sqrt{2}}\hat{E_x} + \frac{1}{\sqrt{2}} j\hat{E_y}$로 나타내어지므로 우선회 원편파 수신안테나에 의한 수신전압 V_{rL}는 다음과 같다.

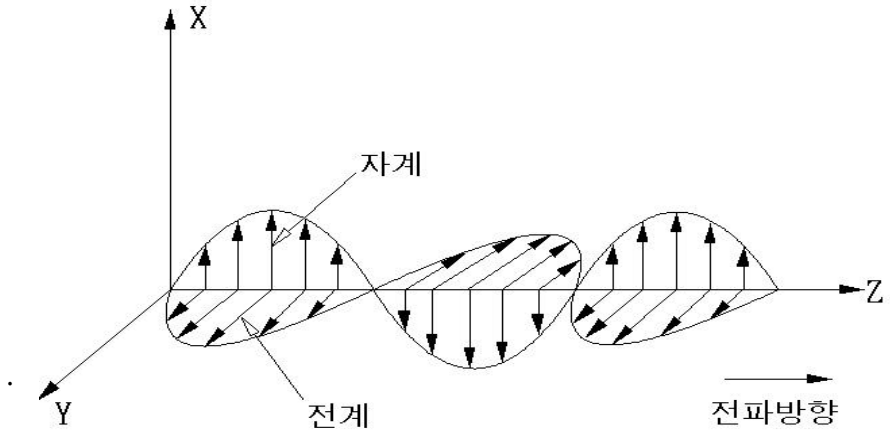
$$\begin{aligned} V_{rL} &= \hat{E_r} \cdot \hat{H_t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_r(\hat{a_x} + j\hat{a_y}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} H_t(\hat{a_x} + j\hat{a_y}) \\ &= \frac{1}{2} E_r H_t(\hat{a_x} + j\hat{a_y}) \cdot (\hat{a_x} + j\hat{a_y}) \\ &= 0 \end{aligned} \qquad (2.4)$$

위의 식(2.4)로부터 우선회 원편파 수신안테나는 좌선회 원편파를 수신할 수 없음을 알 수 있다. 원편파의 전파가 반사할 경우 수평편파 성분은 그 위상이 180도 변하게 되지만 수직편파 성분의 위상은 거의 일정하게 유지되기 때문에 수직과 수평편파의 합성으로 이루어진 원편파는 반사할 때마다 선회 방향이 바뀌게 된다. 따라서 원편파 안테나로 수신할 경우에는 기수회 반사한 반사파는 선회 방향이 반대가 되므로 수신할 수 없게 되어 결과적으로 페이딩을 경감시키는 효과를 가져올 수 있게 된다.

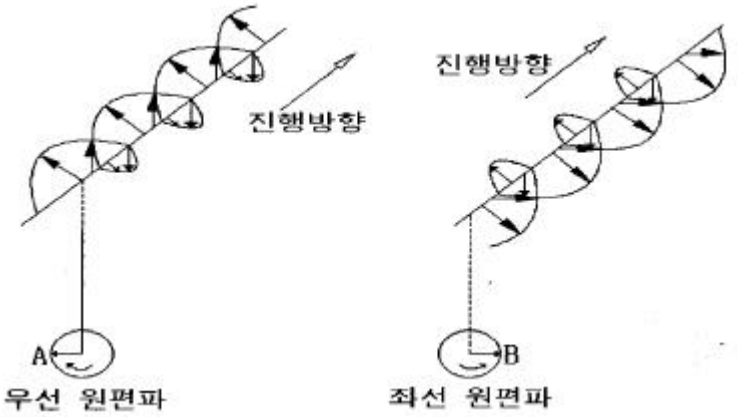
2.2 원편파 전파 특성

직교하는 2개의 편파(수직편파, 수평편파)를 동상이 아닌 두개의 전파의 합이라 하면, 전계 벡터는 시간과 함께 전파 축 주위로 타원 상으로 회전한다. 이것을 타원(형)편파라 부른다. [그림 2.2]는 평면파의 전파전파 모양을 나타낸

다. 일반적으로 전자계에 있어서 전계와 자계의 분포는 각각이 특정의 방향을 향하고 있다. 이와 같은 전자파의 성질을 편파(Polarized wave)라 부른다. 일정의 면내에서 변화하지 않는 경우를 직선편파 또는 평면편파라고 부른다. 그리고, 편파는 전계가 대지면에 수직인 전파를 수직편파, 대지면에 수평인 전파를 수평편파라 한다. [그림 2.3]은 원편파의 전파진행 모양을 나타낸다.



[그림 2.2] 전자파의 전파 모양



[그림 2.3] 원편파의 전파 모양

2.3 원편파 반사 특성

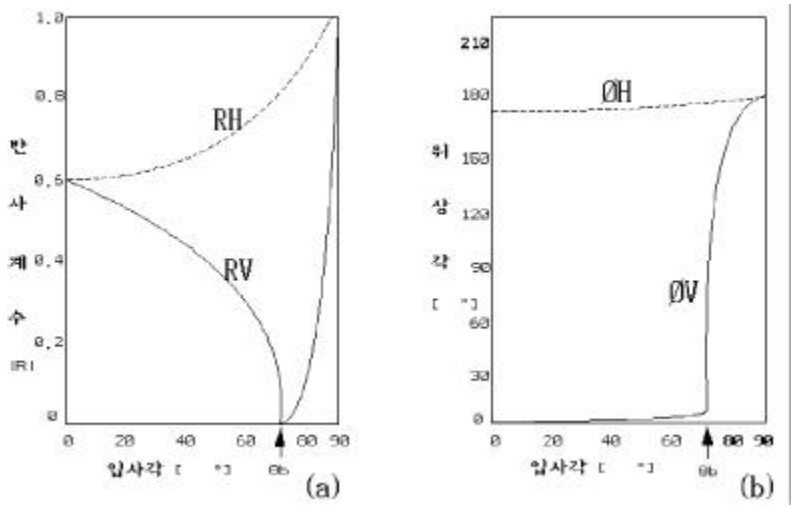
일반적으로 수평 및 수직편파의 경우, 입사각 θ에 대한 반사계수 RH 및 RV는 아래 식과 같다.

$$RH = \frac{\cos\theta - \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}} \quad (2.5)$$

$$RV = \frac{n^2\cos\theta - \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}}{n^2\cos\theta + \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}} \quad (2.6)$$

[그림 2.4]는 수평 및 수직편파의 반사계수 절대치와 위상각의 변화 예를 나타낸다. 그림 중의 RH는 수평편파의 반사계수 변화를, RV는 수직편파 반사계수 변화 모양을 나타낸다. 또 ΦH는 수평편파에서의 위상각 변화를, ΦV는 수직편파의 위상각 변화 모양을 나타낸다. [그림 2.4(a)]에서 알 수 있듯이 RV는 θb, 즉 Brewster 각(｜R｜ 0 가 되는 입사각)에 대응하는 입사각에서 반사계수가 극소(｜R｜ 0)로 된다. 즉 입사파는 반사 없이 모두 제 2 매질로 진행한다. 또한 RH 및 RV는 모두 입사각이 90도에서 최대로 되어 반사계수가 1이 됨을 알 수 있다. [그림 2.4(b)]를 보면 ΦV는 Brewster 각 까지는 거의 위상변화가 없고, ΦH는 입사각에 관계없이 거의 180도 위상이 변화 되어있다. 이와 같이 원편파는 장애물에서 1회 반사하면 (입사각 $< \theta_b$라는 범위 안에서) 수평편파만이 대략 180°위상이 변하여 오기 때문에 본래의 전계벡터의 회전방향이 반대로 되는 역선회 편파가 되며, 또 정확히 180°위상 변화가 아니기

때문에 1회 반사한 파는 역선회 타원편파가 된다. 따라서 수신안테나에서는 이론적으로 이와 같은 반사파는 수신할 수가 없으므로 다중경로파의 영향을 크게 감쇠시킬 수가 있다. 단 2회 반사와 같은 우수회 반사는 이론적으로 정선회 편파가 되어서 수신이 가능하다고 생각되지만, 반사시의 전파감쇠나 그때의 편파가 완전한 원편파가 아니고 타원편파로 되어 있는 것 등을 감안하면 반사파의 수신레벨이 상당히 저하하게 될 것으로 생각된다. 이처럼 옥내 무선통신에서는 원편파 안테나를 사용함으로서 반사파(간섭파)의 영향을 크게 억제할 수 있음을 짐작할 수 있다.



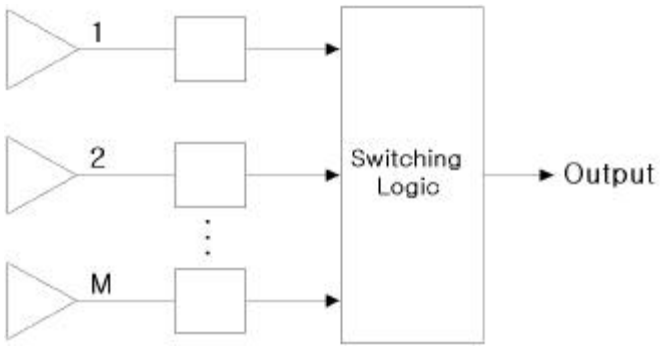
[그림 2.4] 수직·수평편파의 반사계수 및 위상각 변화

제3장 편파 특성에 따른 페이딩 경감 및 평가방법

3.1 다이버시티 합성법

3.1.1 선택 다이버시티 (Selection Diversity)

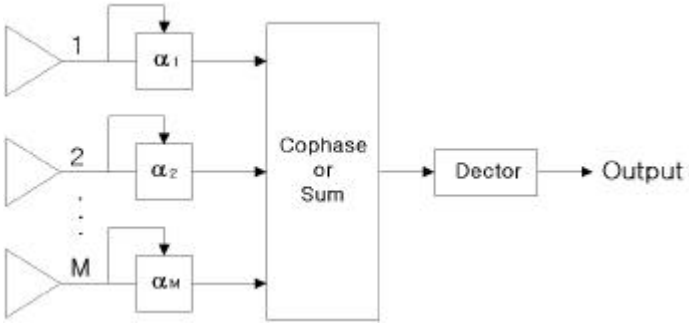
선택 다이버시티는 가장 간단한 다이버시티 기법이다. [그림 3.1]에 선택 다이버시티 방법의 블록도를 보여주고 있다. 여기서 M개의 다이버시티 브랜치를 이용하기 위해 M개의 복조기가 이용되어지며, 각 브랜치의 이득은 동일 평균 SNR을 제공하기 위해 조정되어진다. 각 브랜치가 가지는 최대 SNR은 복조기에 연결되어진다. 안테나로 수신된 신호들은 각기 샘플 되어지고, 하나의 최대값이 복조기에 보내어진다. 실제로, 가장 큰 (S+N)/N을 가지는 브랜치가 사용되어진다. 그러나 실제 선택 다이버시티 시스템은 정확한 순간을 기초로 동작할 수 없다. 그래서 선택 다이버시티 회로의 내부 시간은 신호의 페이딩 률(Signal fading rate)에 비례하여 보다 짧게 디자인 되어야한다[5].



[그림 3.1] 선택 다이버시티 (Selection Diversity) 블럭도

3.1.2 최대비 합성법 (Maximal Ratio Combining)

이 방법은 Kahn[6]에 의해 처음으로 제안되었다. 모든 M 브랜치로부터의 신호들은 각각의 신호대 잡음비에 따라 가중되어지고 합성된다. [그림 3.2]는 Maximal Ratio Combining의 블록도를 보여주고 있다. 여기서, 각각의 신호들은 합성하기 전에 동위상이 되어야한다. 그리고 다이버시티 회로는 일반적으로 각각의 수신기와 안테나를 위한 위상회로가 요구된다. Maximal Ratio Combining은 각각의 브랜치 SNR 합은 출력 SNR과 같다. 그러므로, 각각의 신호가 없을지라도 만족할만한 출력 SNR을 생성할 수 있는 이점이 있다. 그리고 이 기법은 다른 선형 다이버시티 합성법보다도 최고의 통계적 페이딩 경감 효과를 제공하며, 현대 DSP기법과 디지털 수신기들을 이용함으로써 최적의 다이버시티형태를 만들어 준다[5].



[그림 3.2] 최대비 합성법 (Maximal Ratio Combining) 블록도

모든 브랜치의 입력에 잡음이 추가되어지고 각 잡음들은 비상관 특성을 가지고 있다고 가정할 수 있다. 모든 브랜치에 동일하게 입력되는 잡음 전력을

N 이고 가정한다. 각 브랜치가 동위상이고 가중값이 α_i 일 때 출력 전압은 다음과 같다[5].

$$r_M = \sum_{i=1}^{M} = \alpha_i r_i \tag{3.1}$$

여기서 r_i 는 i번째 입력 전압 $\alpha_i = r_i / N$ 이다.

전체 잡음 전력은 브랜치의 가중된 잡음의 합으로 나타낼 수 있고 다음과 같다.

$$N_T = N \sum_{i=1}^{M} \alpha_i^2 \tag{3.2}$$

그래서 신호대 잡음비 SNR은 다음과 같다.

$$S/N = \left(\sum_{i=1}^{M} \alpha_i r_i \right)^2 / 2N \sum_{i=1}^{M} \alpha_i^2 \tag{3.3}$$

한편, 식(3.3)으로부터 최대비 합성법에서 SNR은 다음과 같다.

$$Maximal ratio\ S/N = \sum_{i=1}^{M} r_i^2 / 2N \tag{3.4}$$

식(3.3)으로부터 선택 다이버시티에서 SNR은 다음과 같다.

$$Selection\ S/N = r_i^2 / 2N \tag{3.5}$$

3.2 편파다이버시티 평가 방법

3.2.1 상관계수 분석방법

다이버시티 효과란 전파전파의 어떤 조건이 바뀌었을 때에 페이딩의 변화모양이 다르게 나타나는 현상을 말한다. 한편 2개 이상의 수신계 출력을 합성 또는 선택절환하여 심한 페이딩을 경감시키는 방식을 다이버시티 수신이라 말하며, 이와 같은 수신계의 출력을 다이버시티 브랜치라고 한다.

다이버시티 효과의 유효성을 나타내는 파라메터로서, 임의의 두 개의 브랜치간의 상관특성을 이용한 전계강도의 시간적 변화를 수치로 나타내는 상관계수(ρ)를 다음의 식(3.6)과 식(3.7)로 나타낸다[7][8].

(a) 편파 다이버시티의 경우 (H-H, H-V 브랜치인 경우)

$$\rho = \frac{< x_i \cdot y_i > - < x_i >< y_i >}{\sqrt{< x_i^2 > - < x_i >^2} \cdot \sqrt{< y_i^2 > - < y_i >^2}} \qquad (3.6)$$

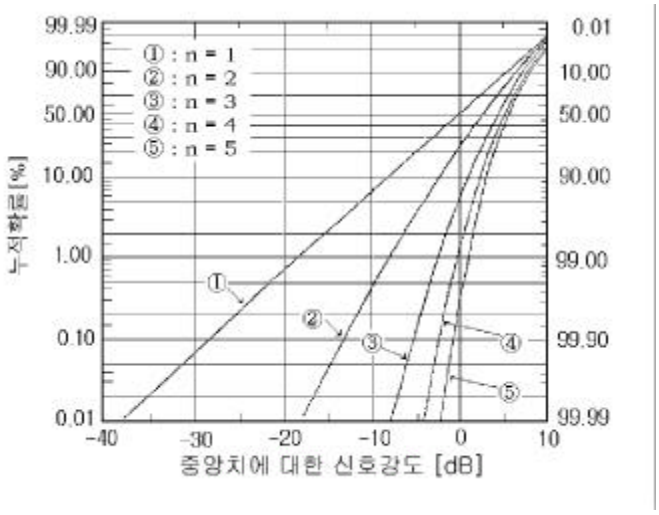
여기서, x_i 는 H-H(H-V)브랜치의 이산 데이타이고, y_i 는 H-V(H-H) 브랜치의 이산 데이터이며, $< \cdot >$ 는 앙상블 평균을 나타낸다.

(b) 공간 다이버시티의 경우(자기상관의 경우)

$$\rho = \frac{< a(t) \cdot [a(t) + d] > - < a(t) >< [a(t) + d] >}{\sqrt{< a(t)^2 > - < a(t) >^2} \cdot \sqrt{< [a(t) + d]^2 > - < [a(t) + d] >^2}} \qquad (3.7)$$

여기서, $x_i = a(t)$는 원 브랜치의 이산 데이터이고, $y_i = a(t) + d$ 는 $a(t)$로부터 공간 이격거리가 d일 때의 이산 데이타이며, $< \cdot >$ 는 평균을 나타낸다.

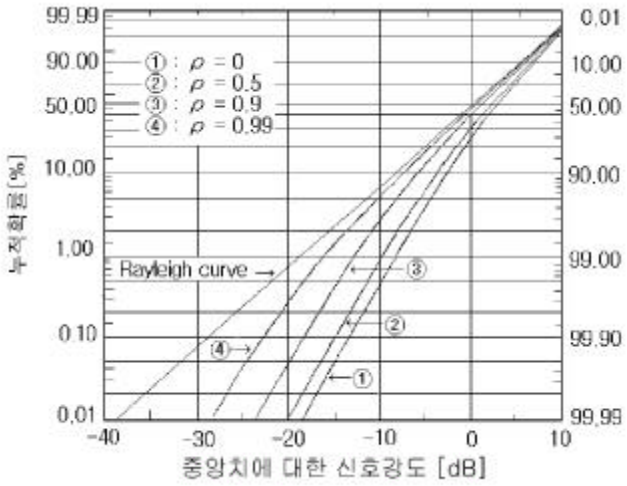
[그림 3.3]은 다이버시티 브랜치 수(n개)를 변화시켰을 때의 레일레이 분포시의 합성수신후의 신호강도 분포도를 나타낸다[9]. 그림에서 좌측 세로축은 신호강도레벨 이하의 누적분포이고, 우측 세로축은 신호강도레벨 이상의 누적확률분포이다. 이로부터 n=2에서 큰 개선효과가 얻어지지만 n의 수를 그 이상 증가시켜도 개선도는 회로의 복잡성이 증가하게 되는 단점을 보상할 수 있을 만큼 그다지 크게 증가하지 않는다. 이 때문에 통상 다이버시티 수신 시스템에는 2개의 브랜치(n=2)를 사용하는 경우가 많다.



[그림 3.3] 다이버시티 브랜치 수에 따른 개선효과

[그림 3.4]는 2 브랜치 다이버시티 수신시, 브랜치간의 상관계수 ρ를 0에서 1까지 변화시켰을 때의 페이딩 개선도를 나타낸다[9]. ρ가 0인 때가 개선 가

장 좋지만, 0.5이하에서도 충분히 큰 효과가 얻어짐을 알 수 있다. 통상 ρ=0의 다이버시티 브랜치를 얻는 것은 쉽지가 않으므로 다이버시티 브랜치에서 요구되는 상관계수는 0.5이하의 값을 사용하는 경우가 많다.



[그림 3.4] 다이버시티 브랜치의 상관계수에 따른 개선도
(2브랜치의 경우)

3.2.2 교차편파 식별도 분석

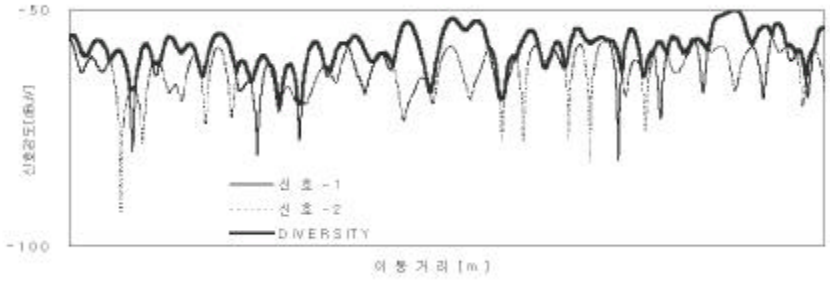
다이버시티는 수신안테나의 두 브랜치가 서로 상반되는 비상관 특성을 강하게 보일 때 그 효과가 좋게 나타나게 된다. 편파 다이버시티의 경우에도 두 개의 편파 안테나의 수신 특성이 서로 상반될수록, 즉 두 브랜치의 상호 상관계수가 작아질수록 다이버시티 효과는 크게 나타나게 된다. 따라서 지금까지는 편파 다이버시티 효과를 분석함에 있어서 상호 상관계수를 비교하여 다이버시티 효과를 설명하였다. 그러나 상호 상관계수를 사용하여 다이버시티 효과를

평가하는 것은 공간 다이버시티처럼 두 브랜치의 평균 수신 전계강도가 유사한 경우에는 잘 적용이 될 수 있지만, 편파 다이버시티처럼 두 브랜치의 평균 수신 전계강도에 차이가 있을 경우에는 상호 상관계수만으로는 평가하기가 곤란하다. 즉, 상관계수가 낮다고 하여 반드시 편파 다이버시티 효과가 좋을 것이라고 단정할 수 없다[10].

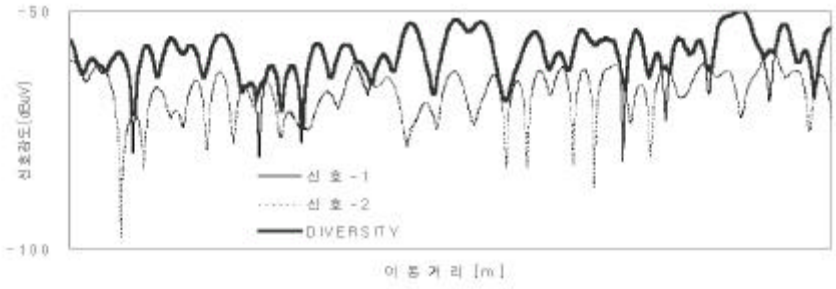
또한 [그림 3.5]은 상호 상관계수는 동일하지만(상관계수=0.089923) 교차편파 식별도가 다른 신호의 특성을 보여주고 있다. (a)그림은 비교적 편파의 특성이 잘 변하는 환경에서의 신호 특성으로 교차편파 수신안테나에 의한 수신 특성이 동일 편파 수신안테나에 의한 수신 특성과 비교하여 전계강도가 크게 차이가 나지 않는 경우이며, (b)그림은 편파의 특성이 잘 유지되는 환경에서의 신호 특성으로 교차편파 수신안테나에 의한 수신 전계강도가 동일편파 수신안테나의 경우 보다 상대적으로 매우 낮게 되는 경우의 편파 다이버시티 결과를 나타내고 있다.

[그림 3.6]에서 알 수 있듯이 상호 상관계수가 동일하여도 동일편파와 교차편파간의 수신전계강도의 차이인 교차편파 식별도가 너무 크면 다이버시티 효과가 떨어지게 됨을 알 수 있다. 이러한 결과로 볼 때 편파 다이버시티를 평가하는 방법으로 상호 상관계수 외에 교차편파 식별도를 포함시켜야 함을 알 수 있다. 교차편파 식별도(XPD)는 일반적으로 다음과 같은 식으로 나타낸다[11].

$$XPD = 10 \log_{10} \frac{\text{동일편파 안테나에 의한 수신전력}}{\text{교차편파 안테나에 의한 수신전력}} \qquad (3.8)$$

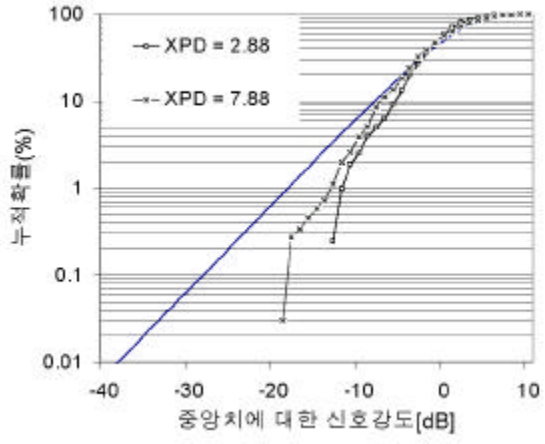


(a) **교차편파 식별도가** 2.88**인 경우**



(b) **교차편파 식별도가** 7.88**인 경우**

[**그림** 3.5] **상관계수가 동일한 신호의 특성 비교**



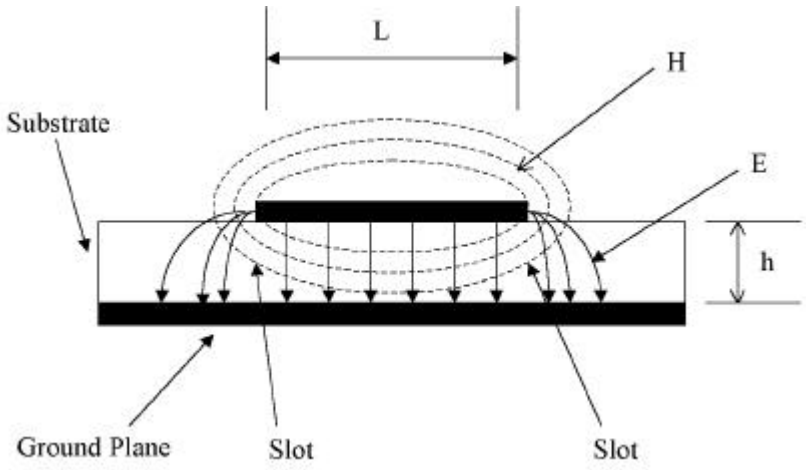
[**그림** 3.6] **편파 다이버시티 결과**

제4장 원편파 마이크로스트립 안테나 설계 및 제작

4.1 마이크로스트립 안테나

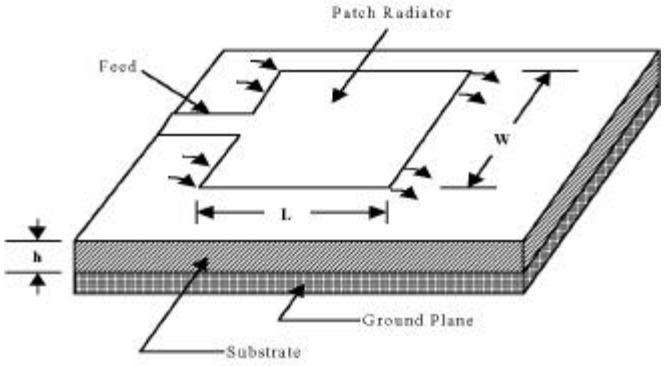
4.1.1 방사패턴

마이크로스트립 안테나의 방사계는 슬롯전압의 함수로 가정하여 유도된다. [그림 4.1]에서 방사체는 패치 가장자리와 접지판 사이에서 개구(Aperture)방사되는 두 개의 슬롯이며, 슬롯은 슬롯간 상호결합을 가진다. 각 슬롯은 복소어드미턴스를 갖고 이 두 개의 방사계는 안테나의 방사 패턴이 된다.



[그림 4.1] 마이크로스트립 안테나 방사계

방사체는 [그림 4.2]와 같이 xy면에서 거리 L($\approx 1/2\lambda$) 떨어진 두 개의 슬롯이며 각 슬롯은 자기전류($\overline{M}$)를 갖는 자계 다이폴로 식(4.1)과 같이 표현된다.



[그림 4.2] **마이크로스트립 안테나의 두 개의 슬롯 방사 원리**

$$\overline{M} = \hat{z}\, 2E_X = \hat{z}\, 2V_0/h \tag{4.1}$$

한 개의 슬롯에서 거리 r **인 지점의 원거리 전계**(Far Field)**는 식**(4.2)**와 같다**.

$$E_\phi = -j\,2V_0 W k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F(\theta,\phi) \tag{4.2}$$

$$E_\theta = 0$$

여기서, F(θ,ϕ)**는 다음과 같다**.

$$F(\theta,\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2}\sin\theta\cos\phi\right)}{\frac{k_0 h}{2}\sin\theta\cos\phi} \cdot \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\frac{k_0 W}{2}\cos\theta}\sin\theta \tag{4.3}$$

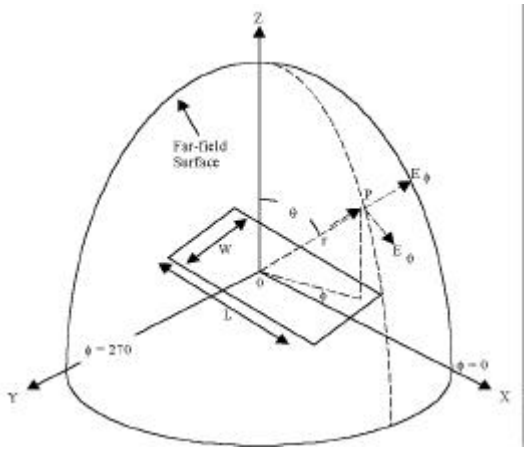
$\theta = \pi/2$**에서** E**면 패턴은 다음 식**(4.4)**과 같이 표현된다**.

$$F(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2}\cos\phi\right)}{\frac{k_0 h}{2}\cos\phi} \qquad (4.4)$$

$\phi = \pi/2$**에서** H**면 패턴은 다음과 같이 표현된다.**

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\frac{k_0 W}{2}\cos\theta}\sin\theta \qquad (4.5)$$

[**그림** 4.3]**과 같이 거리** L **만큼 떨어진 두 개 슬롯의 전체** E**면 패턴은**



[**그림** 4.3] Ground plane**에서** edge **슬롯의 방사 좌표**

$$F_T(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h \cos\phi}{2}\right)}{\frac{k_0 h \cos\phi}{2}} \cos\left(\frac{k_0 L}{2}\cos\phi\right) \quad (4.6)$$

이며, H**면은 거리** (L)**과 무관하여 식**(4.5)**와 같이 된다**.

반전력 빔폭은 이득 감소가 3dB**가 되는 각으로 다음과 같다**[12].

$$\theta_{BE} = 2\cos^{-1}\sqrt{\frac{7.03\lambda_0^2}{(3L^2 + h^2)4\pi^2}} \quad (4.7)$$

$$\theta_{BH} = 2\cos^{-1}\sqrt{\frac{1}{2 + k_0 W}} \quad (4.8)$$

여기에서, θ_{BE}**와** θ_{BH} **는 각각** E**면과** H**면의 반전력 빔폭이며 패치의 폭**(W)**와 길이**(L)**을 줄이거나**, **고 유전율 기판을 사용하면 빔폭은 증가하나 빔폭이 넓어질수록 지향성이 감소된다**.

그리고 λ_o = **자유공간파장**, $k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o}$, ε_r =**비유전율**, ε_e=**유효유전율이다**.

4.1.2 입력 어드미턴스

마이크로스트립 패치의 전송선로 모델은 [**그림** 4.4]**와 같으며 입력 어드미턴스는 다음과 같다**.

$$Y_{in} = G + jB + Y_0\frac{G + j(B + Y_0\tan\beta L)}{Y_0 + j(G + jB)\tan\beta L} \quad (4.9)$$

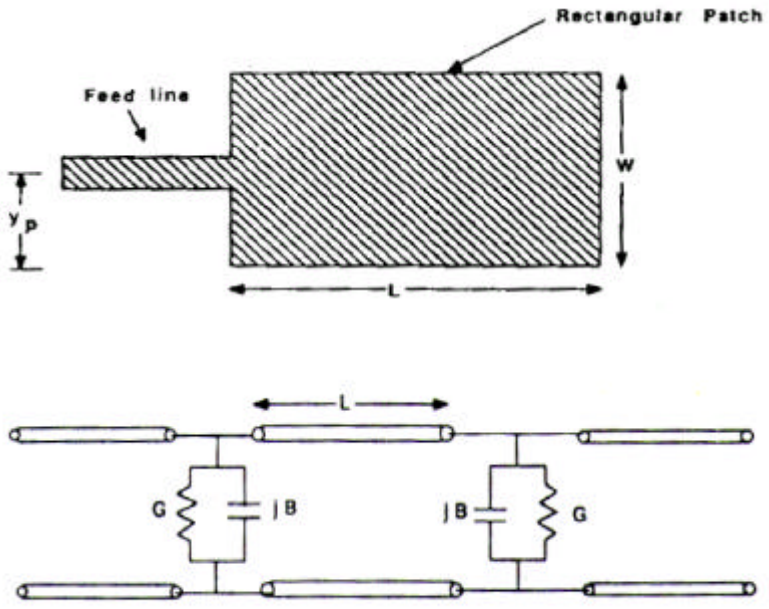
여기서,

$$G = 1/R_r, \quad B = \frac{k_0 \Delta l_{oc} \sqrt{\varepsilon_e}}{Z_0}, \quad \beta = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_e}}{\lambda_0}, \quad Y_0 = 1/Z_0,$$

Δl_{oc} 은 fringing field에 의한 정규화 선로확장의 길이이다[13].

공진일 때 Y_{in}의 허수부는 영이므로, 공진 주파수는 식(4.10)과 같이 된다.

$$\tan \beta L = \frac{2 Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2} \tag{4.10}$$



[그림 4.4] 사각 패치 안테나의 등가 회로 Transmission line

[그림 4.4]에서 임의의 급전점에서 입력 어드미턴스는 다음과 같이된다.

$$Y_{in}(y_p) = 2G\left[\cos^2(\beta y_p) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2}\sin^2(\beta y_p) - \frac{B}{Y_0}\sin(2\beta y_p)\right]^{-1} \quad (4.11)$$

여기서 y_p 은 패치 모서리에서 급전점까지의 거리이다.

$G/Y_0 \ll 1$이고 $B/Y_0 \ll 1$일 때 식(4.9)는 식(4.12)와 같이 간략화 된다.

$$Y_{in}(y_p) = \frac{2G}{\cos^2(\beta y_p)} \quad (4.12)$$

두방사 슬롯간의 상호 컨덕턴스는 다음과 같다[14].

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2}\int_0^{\pi}\frac{\sin^2\left(\frac{\pi W\cos\theta}{\lambda_0}\right)\tan^2\theta\sin\theta J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda_0}\sin\theta\right)}{G}d\theta \quad (4.13)$$

여기서, J_0 는 영차 Bessel 함수이다. 상호 컨덕턴스는 패치 공진주파수에 영향을 주지 못하므로 일반적으로 무시한다.

상호 컨덕턴스를 고려하면 급전점 입력 어드미턴스는 식(4.14)와 같으며, 급전점 위치를 이동하여 원하는 입력 어드미턴스를 얻을 수 있다.

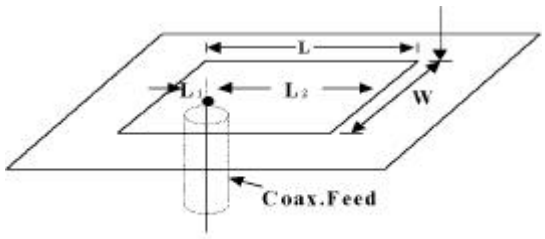
$$Y_{in}(y_p) = 2(G \pm g_{12}) / \cos^2(\beta y_p) \quad (4.14)$$

동축급전일 때, 전송선로 등가회로는 [그림 4.5]와 같고 급전점 입력 어드미턴스는 다음과 같다.

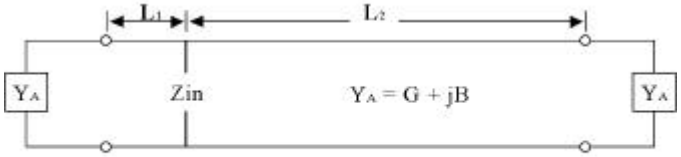
$$Y_1 = Y_0 \left[\frac{Z_0 \cos \beta L_1 + jZ_W \sin \beta L_1}{Z_W \cos \beta L_1 + jZ_0 \sin \beta L_1} + \frac{Z_0 \cos \beta L_2 + jZ_W \sin \beta L_2}{Z_W \cos \beta L_2 + jZ_0 \sin \beta L_2} \right] \quad (4.15)$$

여기서, 패치 가장자리 임피던스 Z_W는 다음과 같이 나타낸다.

$$Z_W = \left(\frac{120 \frac{\lambda_0}{W}}{1 + 2\varepsilon_e \frac{\Delta l_{oc}}{h}} \right) \left[\frac{1}{0.7747 + 0.5977\left(\frac{W}{L} - 1\right) - 0.1638\left(\frac{W}{L} - 1\right)^2} \right] \quad (4.16)$$



(a)



(b)

[그림 4.5] Coaxial feed 된 사각 패치안테나의 등가 회로 Transmission line

특성 임피던스 Z_0 는 다음과 같이 표현된다.

$$Z_0 = \frac{42.4}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \ln \left\{ + \frac{4h}{W} \left[\left(\frac{14 + \left(\frac{8}{\varepsilon_r}\right)}{11} \right) \frac{4h}{W} + \sqrt{\left(\frac{14 + \left(\frac{8}{\varepsilon_r}\right)}{11} \right)^2 \left(\frac{4h}{W}\right)^2 + \frac{\pi^2}{2}\left(1 + \frac{1}{\varepsilon_r}\right)} \right] \right\} \quad (4.17)$$

동축급전일 경우는 프루브에 의한 유도성 리액턴스가 발생한다.
동축급전선 리액턴스는 다음과 같이된다[15].

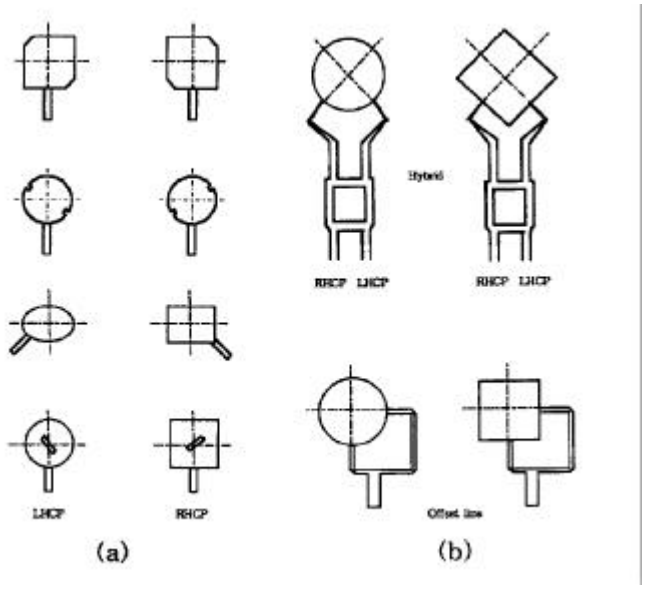
$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0}\right) \quad (4.18)$$

따라서, 입력 임피던스는 다음과 같이된다.

$$Z_{in} = Z_1 + jX_L \quad (Z_1 = 1/Y_1) \quad (4.19)$$

4.2 원편파 마이크로스트립 안테나 소자

[그림 4.6]은 원편파를 발생시키는 마이크로스트립 안테나의 급전방법을 나타낸다. 원편파 마이크로스트립 안테나는 단일급전방법과 이중급전방법이 있다.

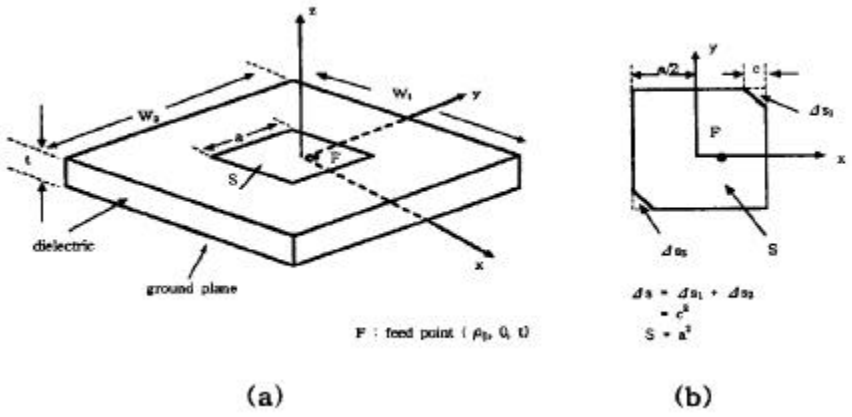


(a) Singly feed CP patches (b) Dual feed CP patches

[그림 4.6] 전형적인 원편파 마이크로스트립 안테나 형태

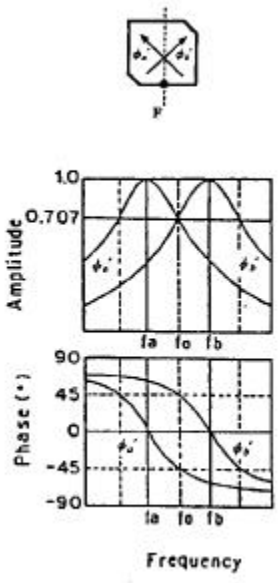
단일급전방법에는 [그림 4.6]의 (a) 와 같이 정방형 패치의 모서리를 자른 경우, 원형 패치에 홈을 낸 경우, 타원형, 직사각형, 그리고 원형이나 정방형의 대각선상에 슬롯을 넣은 경우 등이 있다.

이중급전방법은 [그림 4.6]의 (b)와 같이 두 급전선 사이에 3 dB 하이브리드나 오프셋 선로를 이용하여 90° 위상차를 제공한다. 단일급전은 이중급전과는 달리 외부 위상기를 사용하지 않고 원편파를 발생시키므로 급전선의 길이가 짧아 손실을 줄일 수 있으며, 급전회로를 간단하게 구성할 수 있다는 장점 때문에 매우 유용하게 사용된다. [그림 4.6]의 (a)는 한 변의 길이가 a 인 정방형 마이크로스트립 패치안테나이고, [그림 4.6]의 (b)는 원편파를 얻기 위해 모서리가 Δs 만큼 절단된 정방형 마이크로스트립 패치 안테나이다.



(a) Standard patch (b) Singly feed CP patch

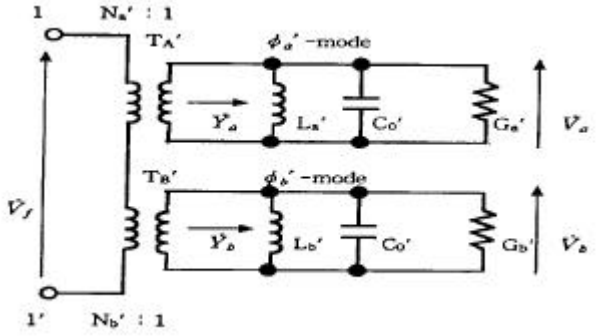
[그림 4.7] Singly-feed 사각 패치안테나의 형태



[그림 4.8] Singly-feed 원편파 마이크로스트립 안테나의 진폭과 위상

마이크로스트립 패치 공진기의 무부하 Q 를 Q_0라하고, 정방형 패치의 면적을 S 라 할 때, $\frac{\Delta s}{S} Q_0 = \frac{1}{2}$로 선택하면[16][17], [그림 4.8]에 표시한 바와 같이 두 개의 직교모드가 패치의 공진주파수에서 진폭이 같고 위상차가 90도 되는 원편파를 발생한다. 급전점은 [그림 4.7]의 (b)에서와 같이 패치의 중앙선인 x 축 또는 y축상에 위치하며, x 축상에 있을 때는 좌선회 원편파, y 축상에 있을 때는 우선회 원편파가 된다.

모서리가 잘린 정방형 패치에서 두 개의 직교모드의 방사특성을 고려한 등가회로는 [그림 4.9]와 같다.



[그림 4.9] 모서리가 절단된 정방형 원편파 패치 안테나의 등가회로

정방형 마이크로스트립 패치의 모서리를 절단함에 따라 직교모드 $ø_a'$와 $ø_b'$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 직교편파 $ø_a'$와 $ø_b'$ 모드에 대한 입력 어드미턴스, $\dot{V}_a$ 와 $\dot{V}_b$는 직교모드

ϕ_a'와 ϕ_b'에 의해 방사되는 전계에 대응하는(비례하는) 전압으로 각각 $\dot{Y}_a$와 $\dot{Y}_b$ 양단의 전압이다.

[그림4.9]의 등가회로에서, 두 직교모드의 복소진폭비 $\dot{V}_b / \dot{V}_a$는 다음과 같다

$$\begin{aligned} (\dot{V}_b / \dot{V}_a) &= (N_b' / N_a') \times (\dot{Y}_a / \dot{Y}_b) \\ &= \left(\frac{N_b'}{N_a'}\right) \frac{\left\{\frac{f_a}{Q_0} + j\left(f - \frac{f_a^2}{f}\right)\right\}}{\left\{\frac{f_b}{Q_0} + j\left(f - \frac{f_b^2}{f}\right)\right\}} \end{aligned} \qquad (4.20)$$

여기서, f_a 는 ϕ_a'모드에 의한 공진 주파수이고, f_b는 ϕ_b'모드에 의한 공진 주파수이다.

식(4.20)에서 원편파 방사는 $(\dot{V}_b / \dot{V}_a) = \pm j$ 를 만족하면 얻을 수 있으므로 두 직교모드 사이의 상대적인 진폭과 위상특성은 다음과 같아야 한다.

$$|\dot{V}_b / \dot{V}_a| = 1$$

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

4.3 안테나 설계 및 시뮬레이션

4.3.1 패치의 폭과 길이

유전체 기판의 두께가 h이며 공진 주파수가 f_r인 마이크로스트립 패치안테

나의 유효방사체의 실제폭은 다음과 같다[18].

$$W = \frac{c}{2f_r}\left(\frac{\varepsilon_e + 1}{2}\right)^{-1/2} \tag{4.21}$$

여기서, c는 광속이고 ε_e 은 유효유전율이다.

패치의 폭은 방사 효율이 최대가 되는 폭으로 선정되어야 한다[19]. 식(4.21)보다 폭(W)이 좁으면 방사효율이 저하되고 넓으면 방사효율이 높아지나 고차모드가 여기 되어 방사패턴이 나빠진다.

폭(W)이 정해지면 유효유전율과 종단 효과에 의한 길이 증가분(Δl_{oc})에 의해 패치의 유효길이(L)은 다음과 같다.

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta l_{oc} \tag{4.22}$$

여기서,

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \tag{4.23}$$

$$\Delta l_{oc} = 0.412\frac{(\varepsilon_e + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_e - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.813\right)}h \tag{4.24}$$

이고, 공진 주파수는 식(4.22)에 의해 다음과 같다.

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_e}\ (L + 2\Delta l_{oc})} \tag{4.25}$$

위에서 제시한 식(4.21), 식(4.22), 이용하여 패치의 폭(W), 길이(L)의 초기치를 구하고 안테나 해석용 소프트웨어인 Ensemble 5.0으로 시뮬레이션을 해 2.4GHz에서 공진 되는 직선편파 안테나와 좌, 우선회 원편파 안테나를 설계한다.

먼저 안테나를 제작하기 위해 다음 [표 1]과 같은 기판을 선정하였다.

[표 1] 기판 제질

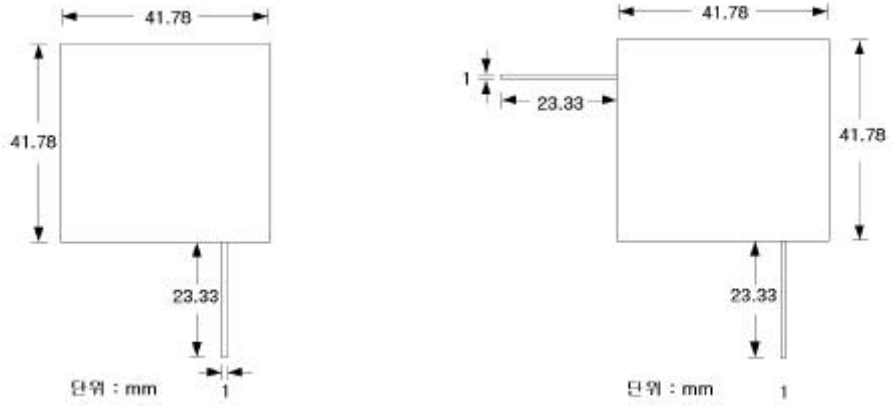
유 전 체	테 프 론
금속 두께	0.017 mm(1/2 oz. copper)
유전체 두께	0.79 mm
유 전 율	2.2
Loss tangent	0.0009

4.3.2 직선편파 안테나 설계 및 시뮬레이션

직선편파를 발생할 수 있는 패치로는 여러 종류가 있으나. 본 연구에서는 안테나제작의 초기적 단계로 비교적 간단한 형태의 사각 패치를 사용하였다.

[그림 4.10] (a)는 직선 편파특성의 안테나를 설계한 형태로 비방사 가장자리의 1/3지점에 직접 급전하는 방식이다. 배열 안테나의 급전회로망에서는 급전선로의 길이에 따라 손실이 증가하므로 짧은 선로의 사용이 필요하다. 이 방식은 교차편파의 방사가 높으나 W/L의 비율을 1.5로 조정하면 최적화가 된다.

[그림 4.10] (b)는 양 편파(Dual polarized) 급전방식에 의한 마이크로스트립 안테나이다. 송수신이 분리되는 위성 안테나에서 사용되며, 마이크로스트립 선로는 방사소자의 가장자리 중간 부분에 결합되어 두 편파의 분리도를 높인다.



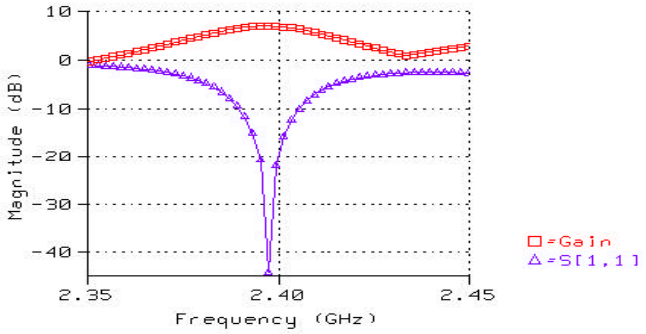
(a) 사각 패치 안테나 (b) Dual polarized 패치 안테나

[그림 4.10] 직선편파 특성 마이크로스트립 안테나

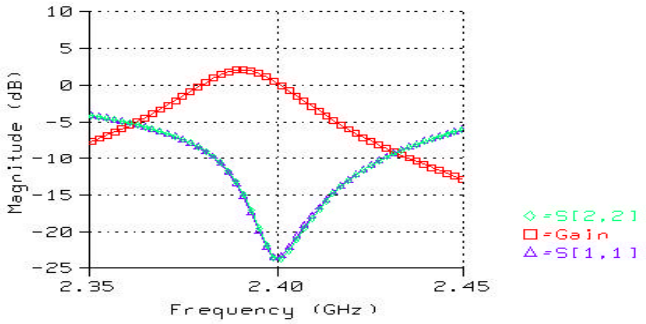
[그림 4.10] (a)의 패치 폭(W)은 41.78mm 이고, 길이(L)는 40mm인 방사체 크기를 가진다. feed 지점은 비방사 가장자리의 약 1/3지점인 32mm지점이고, feed line의 두께는 1mm 이며 길이는 23.3mm로 최적화되어졌다.

[그림 4.10] (b)는 정사각 패치 형태로 패치 폭(W)은 41.78mm 이고, 길이(L)도 41.78mm인 방사체 크기를 가진다. feed 지점은 비방사 가장자리로부터 32mm 인 지점이고 feed line의 두께는 1mm 이며 길이는 23.3mm로 최적화되어졌다.

[그림 4.11]은 위 사각패치 안테나와 Dual polarized 패치 안테나의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. [그림 4.11] (a)에서 정재파비 S11이 약 -45dB를 나타내고 있으며, 이득은 6.9dB 이며, -10dB S11에서 대역폭은 2.380 2.405 GHz(20MHz)이다. [그림 4.11] (b)에서 정재파비 S11이 약 -24dB를 나타내고 있으며 S22도 약 -24dB를 나타내고 있다. 이득은 2.9dB 이고, -10dB S11에서 대역폭은 2.3848 2.4272 GHz(42MHz)이다.



(a) 사각패치 안테나 시뮬레이션 결과

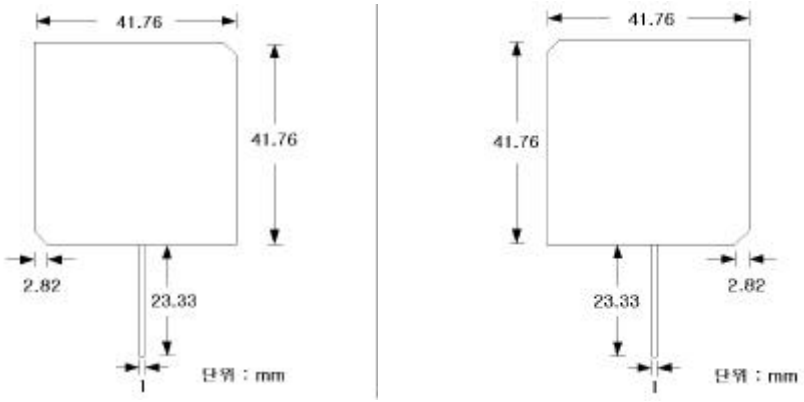


(b) Dual polarized 패치 안테나 시뮬레이션 결과

[그림 4.11] 직선편파 안테나 시뮬레이션 결과

4.3.3 원편파 안테나 설계 및 시뮬레이션

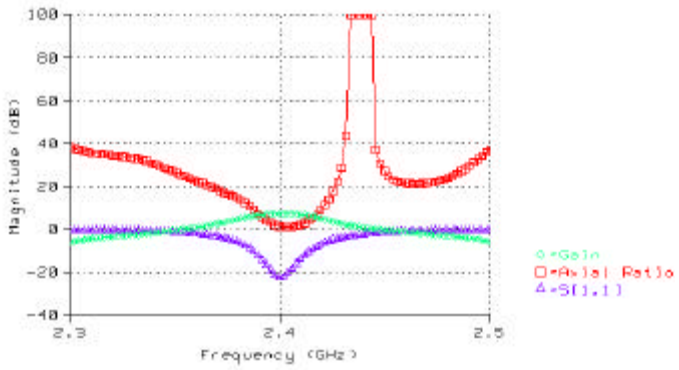
원편파 안테나를 생성하는 절단된 모서리 패치를 적용하여 우선회, 좌선회 원편파를 설계하였다. [그림 4.12]는 원편파 안테나의 설계된 형태이다. 설계치는 정사각 패치의 길이가 41.76cm 이고, 모서리 잘린 길이는 2.82mm이다. feed 지점은 비방사 가장자리로부터 20mm인 지점이며, feed line 두께는 1mm이고, 길이는 23.3mm로 최적화되어졌다.



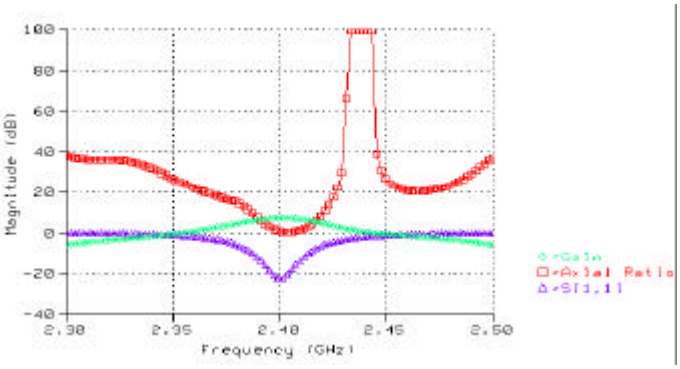
(a) 우선회 원편파 안테나 (b) 좌선회 원편파 안테나

[그림 4.12] 원편파 안테나 특성 마이크로스트립 안테나

[그림 4.12] (a)는 우선회 원편파 안테나이며, [그림 4.12] (b)는 좌선회 원편파안테나이다. [그림 4.13]은 원편파 안테나의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. [그림 4.13] (a)에서 정재파비 S11이 -22dB를 나타내고 있으며, 이득은 7.2dB이다. -10dB S11에서 대역폭은 2.3767 2.413GHz(36MHz)이며, 3dB 축비 대역폭은 2.3868 2.41GHz(23MHz)이다.



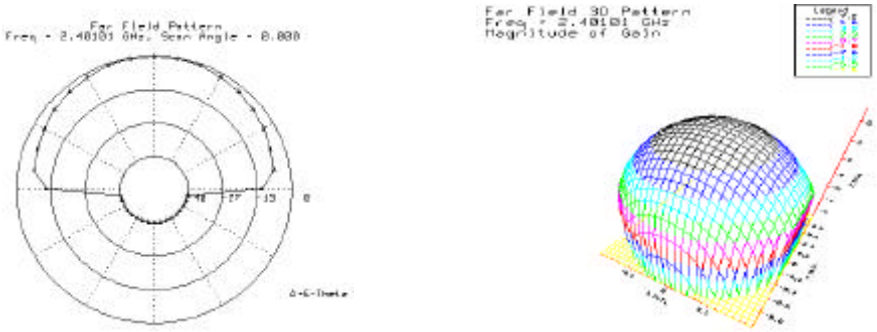
(a) 우선회 원편파 시뮬레이션 결과



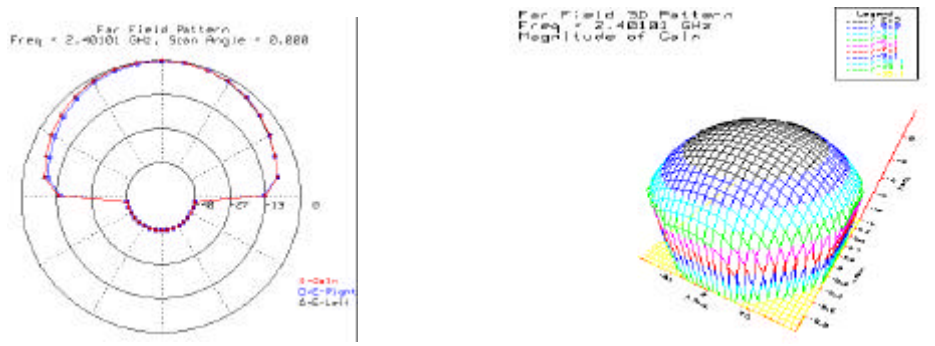
(b) **좌선회 원편파 시뮬레이션 결과**

[그림 4.13] **원편파 안테나 시뮬레이션 결과**

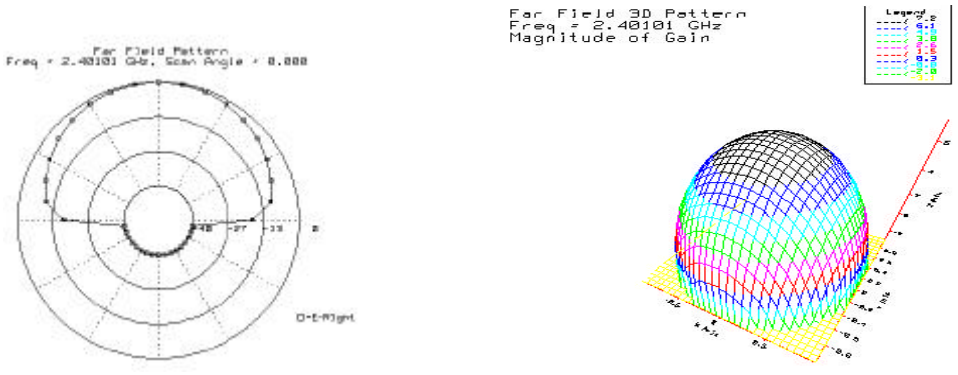
[그림 4.13] (b)**에서 정재파비** S11**이 약** -22dB**를 나타내고 있으며, 이득은** 7.1dB **이다.** -10dB S11**에서 대역폭은** 2.3767 2.413GHz(36MHz)**이며,** 3dB **축비 대역폭은** 2.3868 2.41GHz(23MHz)**이다.** [**그림** 4.14]**와** [**그림** 4.15]**는 사각패치 안테나와** Dual polarized **패치 안테나의 수평면 방사 특성과** 3**차원 방사특성을 나타낸다.** [**그림** 4.16]**과** [**그림** 4.17]**은 우선회 원편파 안테나와 좌선회 원편파 안테나의 수평면 방사 특성과** 3**차원 방사특성을 나타낸다.**



[그림 4.14] **사각패치 안테나의 방사 특성**



[그림 4.15] Dual polarized **패치 안테나 방사 특성**

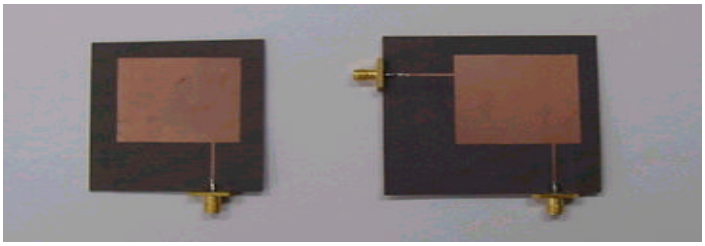


[그림 4.16] **우선회 원편파 안테나 방사 특성**

[그림 4.17] **좌선회 원편파 안테나 방사 특성**

4.4 안테나 제작 및 측정

다음 그림은 실제 제작된 안테나이다. [그림 4.18]은 사각 패치 안테나와 Dual polarized 안테나이며, [그림 4.19]는 우선회, 좌선회 원편파 안테나이다.



[그림 4.18] 실제 제작된 직선편파 안테나

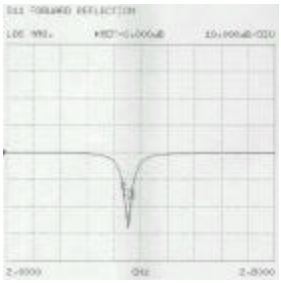
[그림 4.19] 실제 제작된 원편파 안테나

제작된 안테나의 입력 임피던스와 반사손실 등은 벡터 회로망 분석기 (Vector Network Analyzer)로 측정했다. [그림 4.20]은 사각 패치 안테나이며, 공진 주파수 2.36GHz에서 임피던스는 51.08Ω으로 매칭되었고, S11은 -44.38dB 이며, 대역폭은 2.3404 2.375GHz (34MHz)이다. [그림 4.21](a)와 (b)는 Dual polarized 안테나이며, 공진 주파수 2.36GHz에서 Port 1의 임피던스는 53.16Ω으로 매칭되었고, S11은 -28.29dB 이며, 대역폭은 2.340 2.377GHz

(37MHz)이다. Port 2의 임피던스는 51.47Ω으로 매칭되었고, S11은 -27.07dB이며, 대역폭은 2.340 2.38GHz (40MHz)이다. [그림 4.22]는 우선회 원편파 안테나이며, 공진 주파수 2.36GHz에서 임피던스는 50.45Ω으로 매칭되었고, S11은 -31.65dB이며, 대역폭은 2.344 2.379GHz (35MHz)이다. [그림 4.23]은 좌선회 원편파 안테나이며, 공진 주파수 2.36GHz에서 임피던스 53.95Ω으로 매칭되었고, S11은 -29dB이며, 대역폭은 2.341 2.378GHz (37MHz)이다. 따라서 제작된 안테나를 측정한 결과 S11은 시뮬레이션 결과보다 더 좋은 특성을 얻었으며, 대역폭도 시뮬레이션 데이터와 비교적 잘 일치하게 나타났다. 그러나 다소 차이가 나는 점은 실제 제작에서 에칭의 부정확성, 유한 접지면, 임피던스의 부정합에 기인 된 것으로 추정된다.

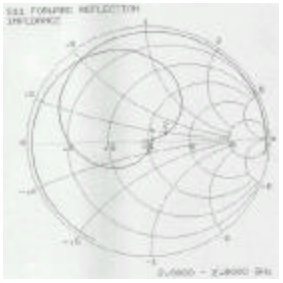
[그림 4.20] 사각 패치 안테나의 임피던스와 S11

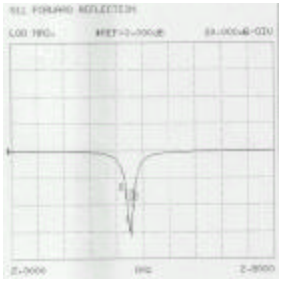
[그림 4.21(a)] Dual polarized 안테나 Port 1 임피던스와 S11



[그림 4.21(b)] Dual polarized 안테나 Port 2 임피던스와 S11

[그림 4.22] 우선회 원편파 안테나의 임피던스와 S11





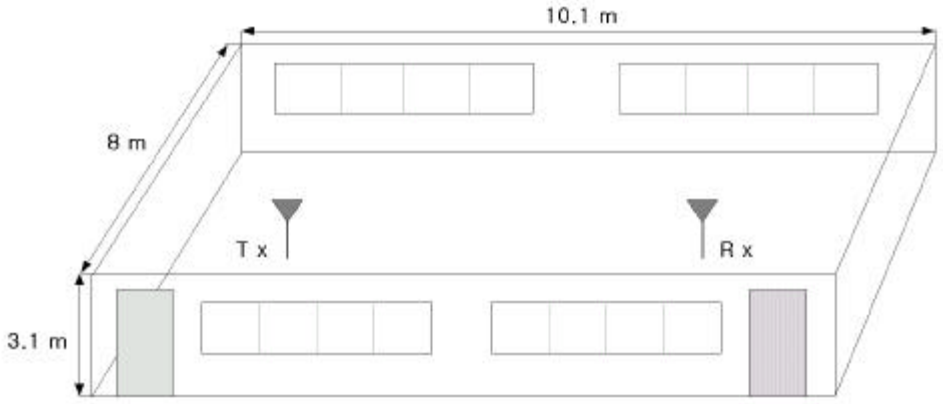
[그림 4.23] 좌선회 원편파 안테나의 임피던스와 S11

제5장 제작된 안테나를 사용한 옥내 무선환경 측정

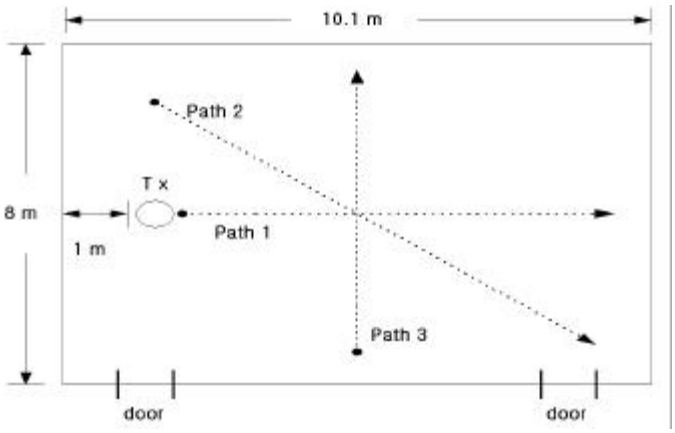
5.1 전파 측정 개요

본 연구에서는 옥내 강의실 환경에서 이동측정 시스템을 이용하여 송신점 위치에 따라 경로 1, 경로 2, 경로 3을 정하고 경로 1지점에서 송신 안테나의 높이를 천장 높이로 하여 전파 측정을 하였다. 그래서 각 경로에 대해 송수신 안테나의 편파 조합에 따른 수신 전력의 변화를 확인하였으며, 측정된 데이터를 이용하여 최적 편파 다이버시티 방법을 연구하였다.

[그림 5.1](a) (b)는 본 연구에서 측정된 장소이며, 강의실의 크기는 10.1m ×8m, 높이는 3.1m이고, 2면은 유리창문으로 되어있으며 2면은 콩크리트 벽면으로 되어있다.



(a) 측정 환경



(b) 측정 평면도

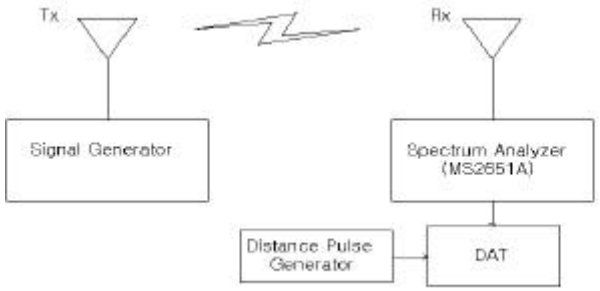
[그림 5.1] 측정 장소

본 측정은 [표 2]의 측정시스템의 제원을 이용하였으며, [그림 5.2]의 이동 측정시스템을 사용하여, 송수신 안테나의 높이를 1.5m와 2.7m로 고정시킨 후, 신호 발생기에서 2.36GHz의 무변조파(송신전력 0dBm)를 송신하여, 송신점으로부터 1m 떨어진 지점으로부터 먼 방향쪽(화살표방향)으로 이동시키면서 수신 안테나측의 스펙트럼 분석기로 수신전력을 측정하였다. 최초 수신점은 송신점으로 부터의 거리가 1m이고 이동국이 일정한 속도로 움직일 수 있는 것은 곤란하기 때문에 이동속도와 관계없이 일정 거리 펄스를 발생하는 거리 펄스발생기(Distance Pulse Generator)를 사용하여 이동거리에 따른 수신전력 변화를 측정하였다. [표 3]은 측정실험을 행한 송수신 편파의 조합을 나타낸다. 본 측정에서는 옥내 강의실 환경에서 안테나 위치에 따른 각 경로에 대해 원편파에 의한 페이딩 경감효과와 편파 다이버시티 수신효과에 대하여 검토하였다. 또한 측정된 데이터로부터 컴퓨터에 의한 선택 다이버시티, 교차편파 분리도(XPD) 보상에 의한 선택다이버시티 그리고 최대비 합성법에 의한 다이버시티 수신 시뮬레이

션을 행하여 페이딩 경감효과를 비교 검토하였으며, 누적확률분포치에 의한 순시치 변동특성을 비교 검토하였다.

[표 2] 측정 시스템 제원

주파수	2.36 GHz
송신 전력	0 dBm
송신안테나 높이	1.5m / 2.7m
수신안테나 높이	1.5m



[그림 5.2] 이동측정 시스템

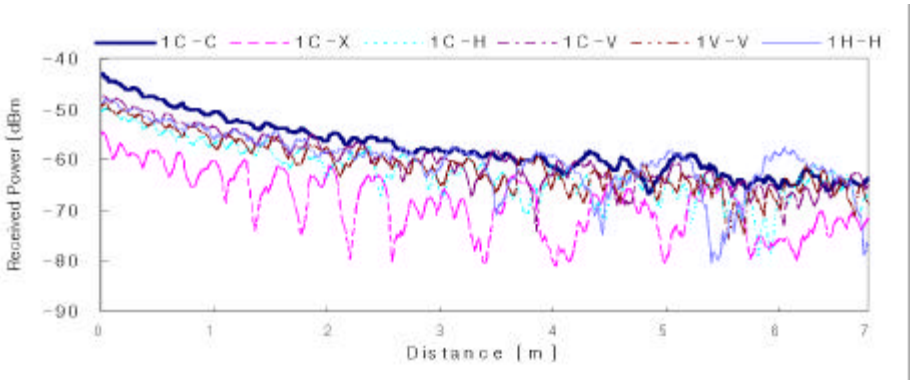
[표 3] 송수신 편파 조합

송신안테나	수신안테나	표기
원편파	정선회 원편파	C-C
원편파	역선회 원편파	C-X
원편파(천장)	정선회 원편파	TC-C
원편파	수직편파	C-V
원편파	수평편파	C-H
수직편파	수직편파	V-V
수직편파	수평편파	V-H
수평편파	수평편파	H-H
수평편파	수직편파	H-V

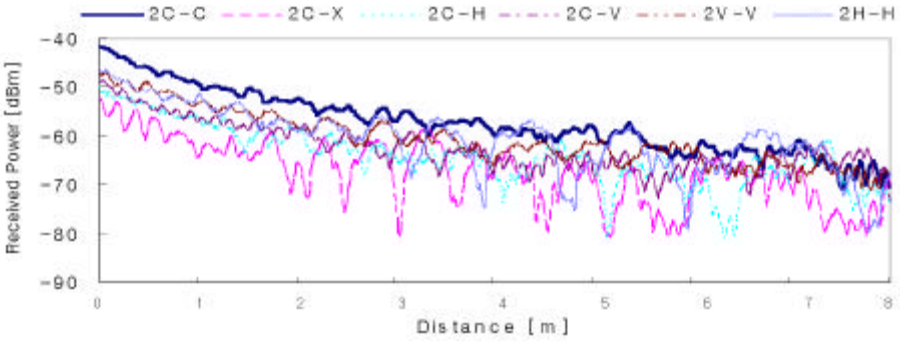
제6장 옥내 무선환경에서의 최적 편파 다이버시티 구성

6.1 각 경로에 대한 수신전력 변화 및 편파 특성

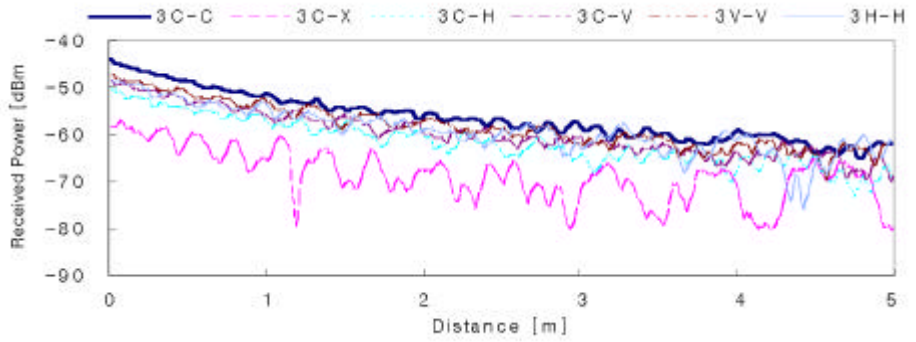
[그림6.1]은 옥내 환경의 각 경로에서의 편파 조합에 따라 수신된 전력변화를 보여주고 있다. 정선회 원편파 송신시, 정선회 원편파 수신(C-C)의 수신전력을 여러 편파수신의 경우와 비교하여 나타내었다. [그림 6.1]에서 보면 C-C가 다른 여러 편파의 경우에 비해 신호강도의 심한 저하가 없고 전체적으로 페이딩이 크게 감소됨을 알 수 있다. 이와 같이 옥내 환경에서는 원편파에 의해 페이딩을 경감시킬 수 있음을 알 수 있다.



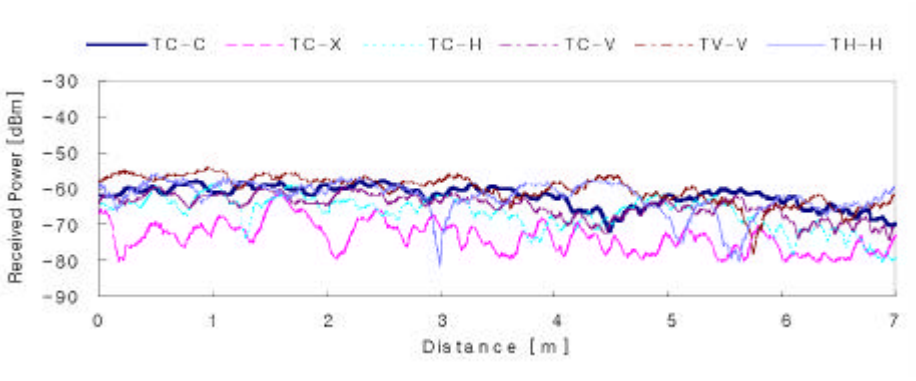
(a) 경로 1지점 수신전력



(b) 경로 2지점 수신전력



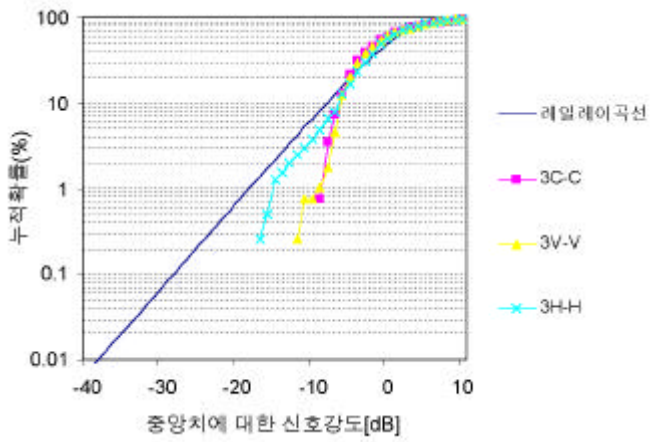
(c) **경로 3지점 수신전력**



(d) **경로 1지점 안테나 높이** 2.7m(**천장**) **수신전력**

[**그림** 6.1] **옥내 환경의 각 경로에 따른 수신전력**

[**그림** 6.2]**는 경로** 3**에서의 원편파의 페이딩 경감 특성을 레일리 지표를 통해 수직, 수평 편파와 비교하여 나타내었다.** C-C**로 송수신하는 경우가** H-H, V-V**에 비해 페이딩 경감 특성이 우수함을 알 수 있다.**

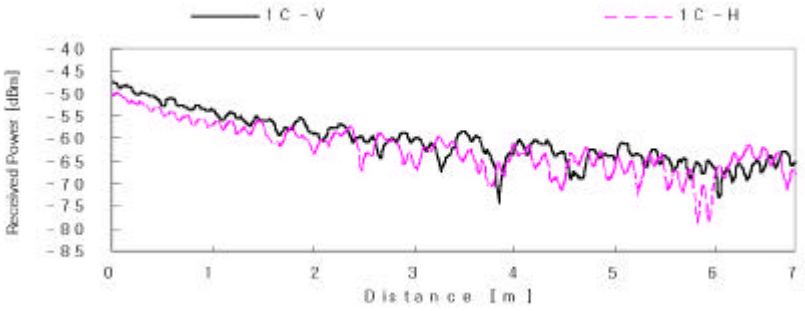


[그림 6.2] C-C, H-H, V-V 인 경우 페이딩 경감 특성비교

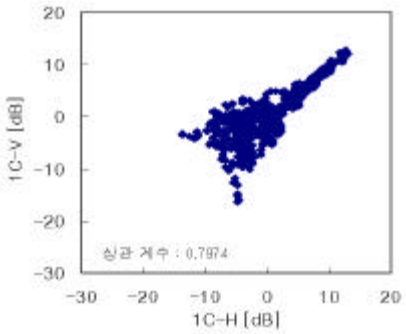
6.2 편파 특성에 따른 페이딩 경감 및 방법

원편파로 송신하고 수직 및 수평편파 안테나로 수신(C-V 및 C-H)한 수신전력 특성을 [그림 6.3]에 나타내었다. [그림 6.4]에 C-V, C-H의 상관도를 나타내었다. C-V, C-H인 경우 수직편파 성분과 수평편파 성분이 서로 교차하기 때문에 역상관 특성이 나타났으며, XPD 값은 2.08을 얻었다. 그리고 다이버시티 수신효과를 보기 위하여 [그림 6.5]에 선택에 의한 다이버시티 수신과 XPD를 보상한 선택 다이버시티 그리고 최대비 합성법에 의한 다이버시티 방법의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 여기서 XPD를 보상한 경우와 보상하지 않은 경우의 선택 다이버시티 수신을 비교한 경우 XPD를 보상한 경우가 XPD를 보상하지 않은 경우보다 페이딩 경감 효과가 있음을 알 수 있다. 그러나 최대비 합성법에 의한 다이버시티 방법이 가장 페이딩 경감 효과가 있음을 알 수 있다. [그림 6.6]의 레일레이 지표에서, C-V, C-H 브랜치의 XPD를 보상한 경우와 최대비 합성인 경우 모두 C-C보다 페이딩 경감 특성 효과가 나타남을 확

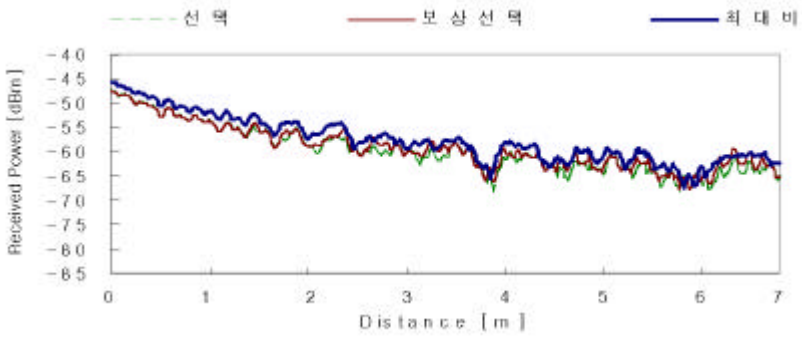
인하였다. 그리고 최대비 합성인 경우 약 2.8 4.88dB의 다이버시티 이득을 얻었다.



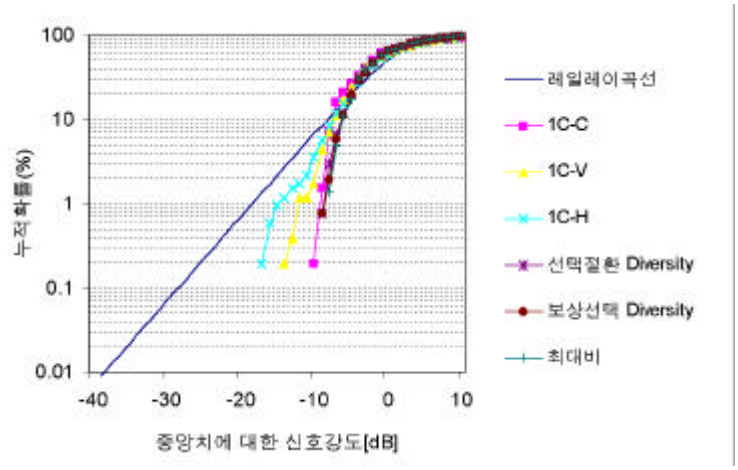
[그림 6.3] C-H, C-V branch의 수신 전력



[그림 6.4] C-H, C-V branch의 상관도

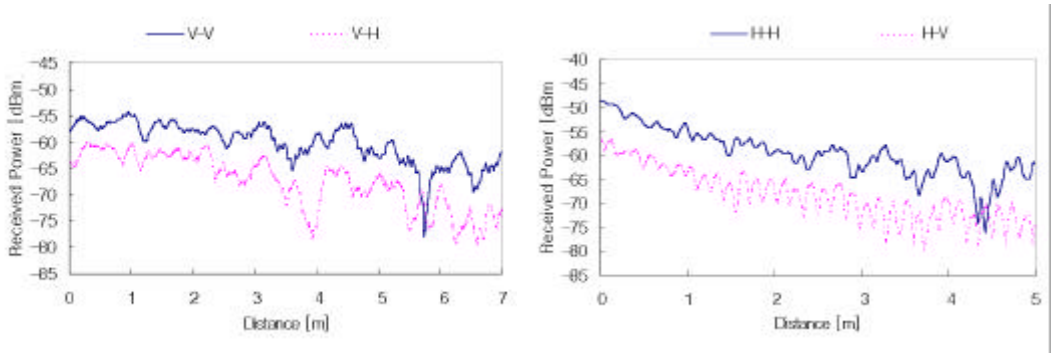


[그림 6.5] C-H, C-V branch 다이버시티



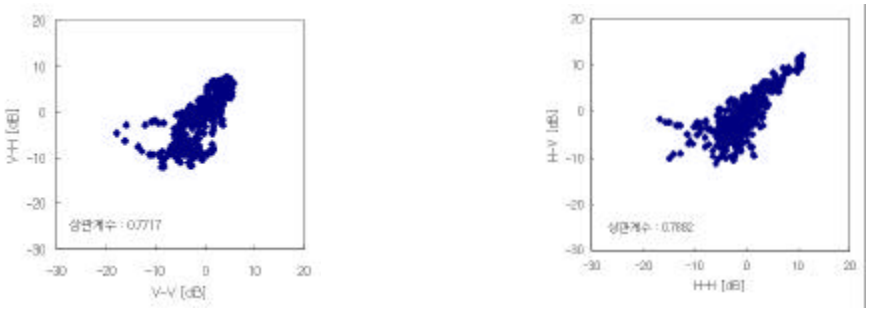
[그림 6.6] 레일리 지표에 의한 평가

위 결과에서 옥내 고정 및 이동 무선 통신에서는 원편파를 이용하여 시스템을 구성하는 것이 수신 신호의 페이딩 경감 특성이 우수하다는 것을 알 수 있다. 그러나 현재 옥내 무선 통신에서는 직선편파를 이용하여 서비스를 하고 있다. 직선편파를 이용하면, 원편파에 비해 페이딩 경감 특성이 좋지 않으나 선택 다이버시티를 이용하게 되면 페이딩을 극복할 수 있으며, 특히 XPD를 보상한 선택 다이버시티방법과 최대비 합성법에 의한 다이버시티 방법을 이용하게 되면 보다 높은 페이딩 경감 효과를 얻을 수 있다. [그림 6.7](a), (b)는 VV-VH, HH-HV인 경우의 수신 전력 분포를 나타내고 있다. [그림 6.8](a), (b)는 상관도를 나타내었다. VV-VH인 경우 XPD값이 7.19를 얻었으며, HH-HV인 경우 XPD값이 8.95값을 얻었다. 두 경우 모두 CV-CH보다 XPD이 높게 나타났다. [그림 6.9](a), (b)는 다이버시티를 한 경우를 나타내었다. [그림 6.10]과 [그림 6.11]은 VV-VH와 HH-HV 브랜치의 다이버시티효과를 레일리 지표에 의한 평가를 하였다.



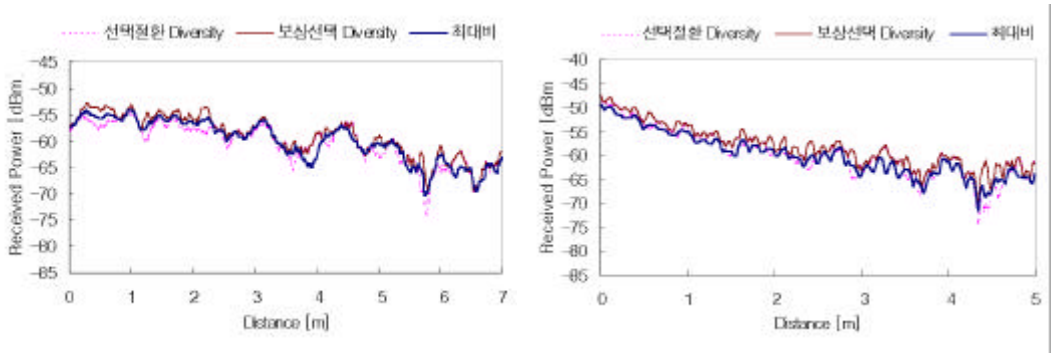
(a) VV-VH의 수신전력 (b) HH-HV의 수신전력

[그림 6.7] 직선편파 branch인 경우 수신전력 분포



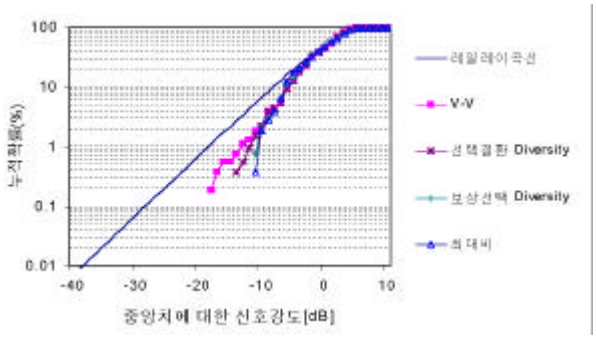
(a) VV-VH의 상관도 (b) HH-HV의 상관도

[그림 6.8] 직선편파 branch인 경우 상관도

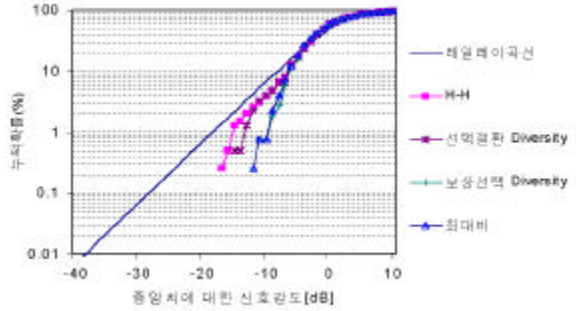


(a) VV-VH branch 다이버시티 (b) HH-HV branch 다이버시티

[그림 6.9] 직선편파 branch인 경우 다이버시티



[그림 6.10] VV-VH branch의 레일리 지표에 의한 평가



[그림 6.11] HH-HV branch의 레일리 지표에 의한 평가

여기서 두 경우 모두 최대비 합성인 경우가 페이딩 경감 효과가 가장 좋게 나타났으며, VV-VH인 경우 CV-CH(2.8 4.88dB)보다 낮은 0.39dB의 다이버시티 이득을 얻었으며, HH-HV인 경우 최대비 합성인 경우 -0.49dB로 다이버시티 이득은 얻을 수 없었으나, XPD를 보상한 선택 다이버시티인 경우 1.26dB의 다이버시티 이득을 얻었다. 따라서 XPD값이 커 질수록 최대비 합성인 경우 다이버시티 이득은 감소하였으나, XPD를 보상한 선택 다이버시티인 경우에 다이버시티 이득 효과가 나타남을 확인하였다. 그래서 차후 XPD와 상관계수 그리고 다이버시티 이득의 관계를 연구하여야 하며, XPD를 보상한 최대비 합성 다이버시티 방법도 고려되어져야 할 것이다.

제7장 결 론

본 논문에서는 편파 다이버시티 시스템을 위해 실제 안테나를 제작하고, 옥내 환경에서의 측정을 통해 옥내 초고속 무선 통신을 위한 최적의 편파 다이버시티 방법을 연구하였다. 소형, 경량의 마이크로 스트립 안테나를 제작하기 위해 우선, 안테나 해석용 소프트웨어인 Ensemble 5.0으로 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션 결과를 토대로 직선편파 안테나와 우선회, 좌선회 원편파 안테나를 직접 설계하고 제작하였다. 그리고 실제 제작된 안테나들의 입력 임피던스와 반사손실 등을 벡터 회로망 분석기(Vector Network Analyzer)를 통하여 측정하였다. 그 결과 S11은 시뮬레이션 결과보다 더 좋은 특성을 얻었으며, 대역폭도 시뮬레이션한 데이터와 비교적 잘 일치하게 나타났다.

그리고 제작된 마이크로스트립형 안테나들을 사용하여, 옥내 강의실내에서 전파 측정을 행하여 측정된 데이터로부터 분석을 하였다. 그 결과 옥내환경의 각 경로 Path 1, Path 2, Path 3에 대해 정선회 원편파로 송신하고 정선회 원편파로 수신한 C-C의 경우가 다른 여러 편파의 경우에 비해 신호강도의 심한 저하가 없고 전체적으로 페이딩이 크게 감소됨을 알 수 있었다. 원편파로 송신하고 수평편파로 수신한 C-H와 원편파로 송신하고 수직편파로 수신된 C-V의 편파다이버시티 브랜치에 있어서 XPD를 보상한 선택 다이버시티와 최대비 합성에 의한 다이버시티 방법 모두 C-C보다 페이딩 경감 특성 효과가 나타남을 확인하였다. 그리고 최대비 합성에 의한 다이버시티 방법인 경우 약 2.8 4.88dB의 다이버시티 이득을 얻었다.

근대, 옥내 무선 통신에 있어서 직선편파를 이용하여 서비스를 하는 경향이 높으며, 직선편파를 이용하면, 원편파에 비해 페이딩 경감 특성이 좋지 않으나

선택 다이버시티를 이용하게 되면 페이딩을 극복할 수 있으며, 특히 XPD를 보상한 선택 다이버시티방법과 최대비 합성법을 이용하게 되면 보다 높은 페이딩 경감 효과를 얻을 수 있다. 한편, XPD값이 커 질수록 다이버시티 이득 효과가 점차 감소하였으며, XPD값이 작게 될 수 있는 방법을 연구하여야 할 것이다. 그래서 차후 XPD와 상관계수 그리고 다이버시티 이득의 관계를 연구하여야 하며, XPD를 보상한 최대비 합성 다이버시티 방법도 고려되어져야 할 것이다.

또한 본 연구는 하드웨어적인 편파 다이버시티 시스템 제작과 5GHz 대역의 IEEE 802.11a의 무선 LAN 서비스에 관한 연구가 진행되어야 할 것이며, 나아가 밀리미터파 대역에서의 서비스에 대해서도 연구되어야 할 것이다.

[참고 문헌]

[1] Deock Ho Ha, Chang Young Kim, In Chul Ha, "The Development of Signal Strength Simulator Based on Algorithm Selection in Indoor Radio Environments," *SK Telecom Review Vol.10, No.6*, pp.1330 1345, 2000.

[2] A. Kajiwara, "On a Circular Polarization Wave Transmission in LOS Indoor Radio Channels," *IEEE PIMRC '94*, pp.156 159, 1994.

[3] **渡辺康司, 大嶺裕幸, 砂原米彦, 松永誠, 片木孝至: "ノツチ, モノホ` -ル`, 組み合わせ形水平面内無指向性アソテナ," 信學秋大**, B-49,1992

[4] **渡辺康司, 砂原米彦, 佐藤眞一, 片木孝至: "ノツチ, スリフ, 組み合わせ形水平面内無指向性アソテナ," 信學秋大**, B-112,1993

[5] William C. Jakes, JR., "A Comparison of Specific Space Diversity Techniques for Reduction of Fast Fading in UHF Mobile Radio Systems," IEEE Trans, Vehicular Technology, Vol. VT-20, No. 4, 1971. 11.

[6] Kahn, L., "Ratio Squarer," Proceedings of IRE*(Correspondence)*, Vol. 42, pp. 1074, November 1954

[7] Jakes, W. C., "Microwve Mobile Communication," John Willey, New York, 1974.

[8] Homayoun Hashemi, "Measurements and Modeling of Temporal Variations of the Indoor Radio Propagation Channel," IEEE Trans, Vehicular Technology, Vol. 43, No. 3, pp. 733-737, 1994. 8.

[9] **池上文夫 , 吉田進, 竹内 動, "平均信号強度の異なる切替ダイバシチ受信のフェ-ジング改善度の解析," 日本 電子通信學會論文集** , VolJ65-B

[10] 김병옥, 이주현, 윤영석, 하덕호, "실내무선 환경에서의 편파 다이버시티 최적구성에 관한 연구," '98 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, pp.473 476, May 1998, 서울대학교

[11] 進士昌明編著, "*無線通信 の 電波伝搬*," 社團法人 電子情報通信學會, 1992

[12] D M Pozar, 1992 " Microstrip Antennas," Proc. IEEE Vol. 80 no. 1. pp 79-91 Jan.,1992.

[13] E. O. Hammerstad, 1975 "Equations for microstrip circuit design, "Proc. Fifth Euro Microwave Conf., pp. 268-272. September 1975.

[14] A. G. Derneryd, 1978 "A theoretical investigation of the rectangular micro-strip antenna element,"IEEE Trans. Antennas Propag., vol AP-26, no 4, pp.532-535, July 1978.

[15] H, An, 1993 "Broadband Active and Passive Microstrip Antennas," Ph.D. Dissertation, May 1993, Katholicke University of Leuven Beligum.

[16] K. R. CARVER and J. R. MINK. 1981. Microstrip antenna technology. IEEE Trans, Antenna and Propagation. AP-29 : 2 24.

[17] J. R. James and P. S. Hall, *"Handbook of Microstrip Antenna* ***I*** *,* ***II*** *,"* Institute of Electrical Engineers. 219 232. 1989.

[18] D. C. Youla, 1964 "A new theory of broadband matching, " IEEE Trans, Circuit Theory, vol. CT-11, pp. 30-50, Mar. 1964.

[19] Dearnley, R. W. and A. R. F Barel, 1985 "A Broad-Band Transmission Line Model for a Rectangular Microstrip Antenna," IEEE Trans, Antenna and Propagation, vol. 33, No. 4, April 1985. pp. 369-374

감사의 글

어느 듯 찬바람이 불고 한해의 결실을 맺는 계절이 다가 왔습니다. 지난 2년 동안 학문의 결실이 빛을 보게된 것을 무한한 영광으로 생각합니다. 이 논문이 이렇게 빛을 볼 수 있게 학문의 참뜻과 연구의 기쁨을 일깨워 주신 하덕호 교수님께 진심으로 감사 드리며, 앞으로도 마음속 깊이 그 뜻을 간직하겠습니다. 그리고 부족한 본 논문의 심사를 맡아 보다 훌륭한 논문이 될 수 있도록 읽어 주시고 조언을 아끼지 않으셨던 김석태 교수님, 김성운 교수님께도 고개 숙여 깊이 감사 드리며, 아울러 정보통신공학과 모든 교수님께도 감사 드립니다.

석사과정동안 열심히 공부할 수 있도록 많은 도움을 주고 난관에 부딪칠 때마다 격려해 주신 연구실의 김병옥 선생님, 허양도 선생님을 비롯한 산업대학원 여러 선생님께도 감사의 말을 전합니다. 그리고 함께 동고 동락 하며 얼굴을 맞대고 지내온 주현이 형, 연화누나, 인철이 형, 일홍이 형, 주련이, 정훈이에게 고마움을 느끼며, 학부생 성국이, 진숙이, 수경이, 민정이에게도 고맙다는 말을 전합니다. 힘들 때 소주한잔 기울이며 많은 도움을 준 친구들에게도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다.

끝으로, 언제나 저를 믿고 지켜 봐주시며 사랑을 아끼지 않은 할머니, 아버지, 어머니, 동생, 그리고 새 식구가 된 매제에게도 너무나도 감사하고 사랑한다는 말을 전합니다.

2001년12월

김 성 명 드림