

# 차세대 이동통신에서의 광대역 전파특성 연구( I ) -실내에서의 광대역 전파특성 측정 -

## A Study of Broadband Propagation Characteristics for The Future Mobile Communications( I ) -Broadband Propagation Characteristics Measurements on Indoor -

하 덕 호

Deock-Ho Ha

### 요 약

본 논문에서는 실내에서의 다중경로파에 의한 페이딩 경감 효과 및 고속전송의 가능성을 조사하기 위해 LOS (Line-of-Sight) 영역에서 주파수소인법에 의한 광대역 신호를 측정 해석하였다. 측정에는 수직편파, 수평편파 및 원형편파의 무지향성 안테나를 사용하여 각각의 페이딩 경감효과와 광대역 신호에 대한 대역내 진폭편차특성을 비교 검토하였다. 그 결과 가시거리환경에서 원형편파를 사용하면 기수회 반사에 의한 다중경로파를 억제 수신할 수가 있어서, 주파수 대역내의 광대역의 진폭 변동특성을 크게 개선할 수 있음을 알게 되었다. 또한 다이버시티 방식은 송신측에 원형편파를, 수신측에는 수직 및 수평편파 안테나를 설치하여 편파다이버시티 수신을 행하는 것이 가장 효과적인 방법임을 알 수 있었다.

### Abstract

In this paper, to investigate the possibility of fading reduction effect and high transmission rate in indoor multipath propagation environment, we measured and analyzed broadband signal conducting by frequency sweeping method in LOS(Line-of-Sight) environment. In measuring, we used vertically polarized, horizontally polarized and circularly polarized antenna to compare the fading reduction effect and the characteristic of bandwidth amplitude fluctuation between each broadband signals. As a result, it can be seen that the circularly polarized antenna can reduce the amplitude deviation of the broadband signal because it can remove the odd-times reflected wave in LOS environment. And also, It was found that the best effective diversity reception method is to use polarization branches, which install a circularly polarized antenna at the transmitting end and compose the vertical and horizontal polarized antenna at the receiving end.

### I. 서 론

최근 국내·외적으로 고도정보화가 진행되고 있는 가운데, 시스템의 유연성 및 편리성을 높이기 위한 무선기기에 대한 요구가 증대하고 있다. 특히 실

「이 논문은 1996년도 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음」  
부경대학교 정보통신공학과(Dept. of Telematics Eng., Pukyong National Univ.)  
· 논문 번호 : 980122-010  
· 수정완료일자 : 1998년 3월 14일

내의 정보기기간의 고속 대용량 정보시스템 개발에 대한 요구가 증가하고 있다. 그러나, 이동 무선환경과 유사한 다중경로 전파환경을 나타내는 실내에서는 고속 대용량 무선 전송 시스템의 개발에 앞서 우선 그 채널 특성의 파악이 중요하며, 주어진 주파수대에서 통신기술의 유연성을 위해서는 실내에서의 무선채널특성 측정이 필수적이다.

실내 무선의 전파전파 특성 등의 연구 사례는, 빌딩내에서의 900 MHz대의 전파특성<sup>[1]</sup>, 빌딩환경에서의 850 MHz 무선전파의 time delay spread 측정<sup>[2],[3]</sup> 등이 있다. 또한 실내 다중경로 전파전파의 통계적 모델해석<sup>[4]</sup>, 실내 무선채널에서의 적응동화 기술<sup>[5]</sup>, 페이딩 경감대책인 다이버시티, 변복조방식 등의 연구사례<sup>[6],[7]</sup>가 있다. 그러나 이들 대부분은 좁은 의미의 저속 무선 전송망과 무선 PBX와 같은 전화망이나 휴대전화를 고려한 전파특성 연구 사례이며<sup>[8],[9]</sup>, 넓은 의미의 고속 무선 디지털 전송 시스템의 경우를 대상으로한 광대역 전파특성 연구 사례는 아직 활발히 연구되고 있지 않다.

본 논문에서는 차세대 이동통신에서의 광대역 전파특성 해석의 기초단계로, 우선 실내의 LOS (Line-of-Sight) 환경에서 전파특성이 비교적 용이한 1.2 GHz 주파수대를 이용하여, 각종 편파에 의한 페이딩 경감효과 및 주파수 대역내 진폭변동 특성을 조사하였다. 특히, 광대역 전파특성 측정에서는 송수신 안테나에 수직·수평편파 및 무지향성 원형편파 안테나를 사용하였고, 페이딩 경감효과와 일정 주파수 대역폭(200 MHz)에 대한 대역내 신호강도 진폭편차의 크기를 해석하여 비교 검토하였다.

## II. 원형편파 안테나의 구성 및 효과

### 2-1 실내 원형편파 전파특성 실험 동기

원형편파를 이용하면, 다중경로파를 억제할 수 있다는 것은 오래전부터 알려져 왔지만<sup>[10],[11]</sup>, 아직까지 무선 LAN은 물론 이동통신에서도 원형편파

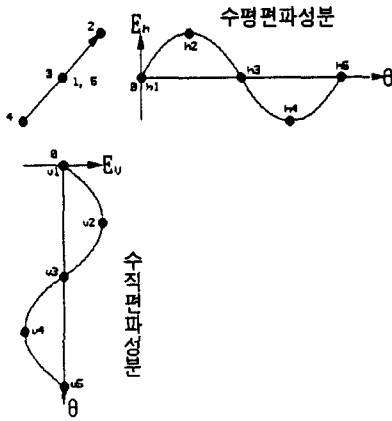
를 이용하려는 시도가 없었다. 이는 무지향성 원형편파 안테나의 제작이 곤란하였기 때문이다. 그러나 최근 원형편파 안테나의 제작이 실현되므로서<sup>[12],[13]</sup> 이를 이용한 다중경로 환경에서 전파실험을 계획하고 전파구조가 비교적 단순한 실내에서의 전파를 취급할 수 있게 되었다. 따라서 본 논문에서는 다중경로파를 억제할 수 있는 원형편파를 이용하여 실내 무선 LAN과 같은 고속, 고신뢰 전송의 실현 가능성을 검토하기 위하여 광대역 전파특성을 측정 해석하였다.

### 2-2 무지향성 원형편파 안테나 구성

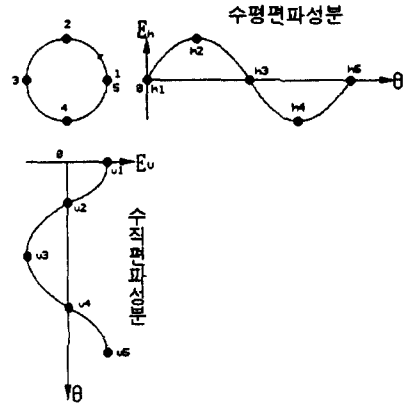
직교하는 2개의 편파(수직편파, 수평편파)를 동상이 아닌 두개의 전파의 합이라 하면, 전계 벡터는 시간과 함께 전파축 주위로 타원 상으로 회전한다. 이것을 타원(형)편파라 부른다. 특히 양 성분의 진폭이 같고 위상이  $\pm\pi/2$  [rad]일 때를 원형편파라 부른다. 그림 1에서는 편파의 합성과 원형편파의 발생에 대해 보여주고 있다.

그림 1에서와 같이 수평(수직)에 대한 수직(수평)성분의 위상을  $\pm\pi/2$  [rad] shift시키므로 원형편파가 형성된다. 일반적으로 원형편파는 수평성분과 수직성분을 합성하므로서 발생시킬 수가 있지만, 이때 서로의 위상차가 문제가 된다. 수평과 수직의 동상성분끼리를 합성하면 45도 기울어진 직선편파가 발생하게 된다. 그러나 한쪽 성분의 위상을  $\geq\pi/2$  [rad] 지연시켜 합성하게 되면 전계강도 E의 원형편파가 발생된다. 본 측정실험에서는 원형편파 안테나를 제작 의뢰하여 사용하였으며, 수직성분과 수평성분은 원형편파 안테나 단자로부터 각각 독립으로 사용할 수 있으므로 이를 이용하였다. 그림 2에서는 원형편파 안테나의 개략도를 보여준다.

금번 실험에서 사용한 원형편파 무지향성 안테나는 제작사에 의뢰하여 특수 제작된 안테나를 사용하였으며<sup>[10],[11]</sup>, 그 제원을 표 1에 나타낸다. 이 안테나는 수평편파에 수평면내 무지향성 안테나인 4



(a) 동상합성의 경우  
(a) Case of in-phase composition



(b)  $\pi/2$  위상차에 의한 합성  
(b) Cose of horizontal to vertical component shift  $\pi/2$  [rad]

그림 1. 편파의 합성  
Fig. 1. Composition of the polarized wave.

소자 Notch Array안테나, 수직편파에 Slip 안테나를 이용하여 이를 조합시켜 전파를 발생시켰다. Notch array Ant.와 Slip Ant.는 분배기를 이용하여 급전되며, 각 Noth Ant.는 급전점으로부터 4분배된 Slip 선로에 의해 전자결합으로 여진된다.

표 1. 원형편파 무지향성 안테나의 제원  
Table 1. Specifications of the omni-directional circularly polarized antenna

안테나 형식	수직편파	Slip Ant.
	수평편파	Notch Ant.
주파수	1100 ~ 1300 MHz	
입출력 임피던스	50 $\Omega$	
이득(원편파)	0.7 dBi	
수평면내 축비	3.2 dB	

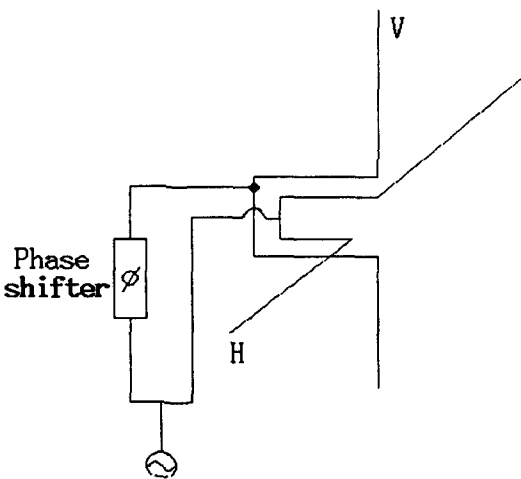


그림 2. 원형편파 안테나  
Fig. 2. Circularly polarized antenna.

표 2. 원형편파 발생시의 상대위상  
Table 2. Relative phase to generate circularly polarized wave

	수직편파	수평편파
우선회 원형편파	0°	-90°
좌선회 원형편파	-90°	0°

수직편파, 수평편파 양 안테나의 위상은 안테나

출력부에서 동위상으로 되어있다.

따라서 양 안테나간에 90°의 위상차를 주어 합성회로로 합성하므로써 우선회 원형편파와 좌선회 원형편파를 발생시킬 수가 있다. 표 2는 우선회 원형편파, 좌선회 원형편파를 발생시키기 위한 상대위상을 나타낸다.

2-3 원형편파의 반사특성

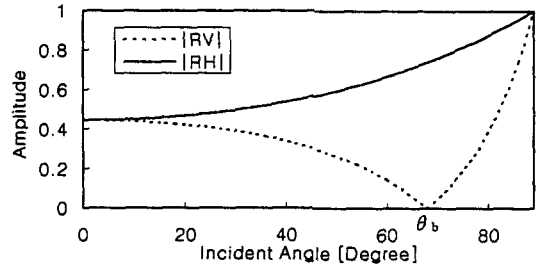
전파가 어떤 매질에 대하여 입사각  $\theta$ 로 입사할 경우 이 전파의 복소 반사계수는 일반적으로 다음 식과 같이 주어진다<sup>[14]</sup>. 여기서  $n$ 은 상대굴절율이다.

$$R_{Ve^{-j\theta V}} = \frac{n^2 \cos \theta - \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}}{n^2 \cos \theta + \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}} \quad (1)$$

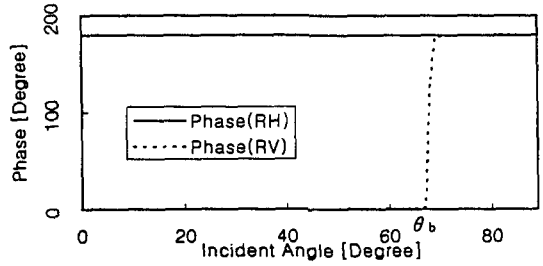
$$R_{He^{-j\theta H}} = \frac{\cos \theta - \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}} \quad (2)$$

그림 3은 주파수 1298.75 MHz, 반사체의 상대 비유전율이 6.76인 경우의 수평 및 수직편파의 반사계수 절대치와 위상각의 변화 예를 나타낸다. 상대 비유전율을 6.76으로 가정한 것은 국내의 일반적인 건물의 실내 콘크리트 벽면의 반사체의 유전율을 고려하였기 때문이다<sup>[15]</sup>

RH는 수평편파의 반사계수 변화를, RV는 수직편파 반사계수 변화 모양을 나타낸다. 또  $\Phi H$ 는 수평편파에서의 위상각 변화를,  $\Phi V$ 는 수직편파의 위상각 변화 모양을 나타낸다. 식 (1)과 그림 3에서 알 수 있듯이 RV는  $\theta_b$ , 즉 Brewster 각(반사계수의 절대값  $|R| \approx 0$  가 되는 입사각)에 대응하는 입사각에서 반사계수가 극소( $|R| \approx 0$ )로 된다. 즉 입사파는 반사 없이 모두 제 2 매질로 진행한다. 또한 RH 및 RV는 모두 입사각이 90도에서 최대가 되어 반사계수가 1이 됨을 알 수 있다. 그림 3을 보면  $\Phi V$ 는 Brewster 각 까지는 거의 위상변화가 없고,  $\Phi H$ 는 입사각에 관계 없이 거의 180도 위상



(a) 반사계수의 반사계수의 변화  
(a) Change of reflection coefficient about incidence angel.



(b) 반사계수의 위상의 변화  
(b) Change of phase angle about incidence angel.

그림 3. 반사계수의 크기 및 위상의 변화  
Fig. 3. Change of phase angle and reflection coefficient about incidence angle.

이 변화 되어 있다. 따라서 그림 3에서 알 수 있듯이 수평편파가 1회 또는 기수회 반사를 하게 되면, 그 위상이 180도 변화하게 됨을 알 수 있다. 그러므로, 수직편파와 수평편파 안테나가 조합되어 구성되는 원형편파 안테나는 1회반사(또는 기수회반사)되면, 그 위상이 180도 반전되어 정상적인 정선회 원형편파로는 기수회 반사파를 수신할 수 없게 되므로 다중경로파를 억제 수신하는 효과를 갖게 됨을 짐작할 수 있다. 한편, 수직안테나(X)와 수평안테나(Y)의 전계벡터를 각각  $\hat{E}_x, \hat{E}_y$  라고 하면, [그림 4]에  $\hat{E}_x = E_x \cdot \hat{a}_x, \hat{E}_y = E_y \cdot \hat{a}_y$  로 나타낼 수 있다.

크기가 같은 수평편파와 수직편파의 직교편파를

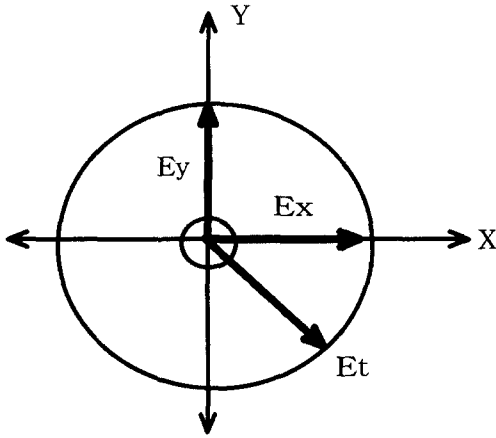


그림 4. 원형편파 전계벡터  
 Fig. 4. The electric field of the circularly polarized wave.

$\pm \pi/2$ 의 위상차를 두고 합성하면 원형편파가 생긴다. 따라서 전계벡터가 시간에 따라서 일정한 크기를 갖고 시계방향으로 회전하는 우선회 원형편파일 경우 합성 전계벡터  $\hat{E}_t$ 는 그 크기를 1로 할 경우 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{E}_t = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x - \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} E_t (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \quad (3)$$

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

$$\hat{H}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} H_r (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \quad (4)$$

따라서 우선회 원형편파를 이용하여 직접파인 우선회 원형편파를 수신할 경우 수신전압  $V_{r,R}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{r,R} = \hat{E}_t \cdot \hat{H}_r \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_t (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} H_r (\hat{a}_x + j \hat{a}_y)$$

$$= \frac{1}{2} E_t H_r (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \cdot (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \\ = E_t H_r \quad (5)$$

그러나 우선회 원형편파가 정면 반사를 할 경우에는 그림 3에서 알 수 있듯이 수평편파의 위상이 180도 바뀌게 되므로 결과적으로 좌선회 원형편파가 된다. 따라서 좌선회 원형편파의 전계벡터는  $\hat{E}_l = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x + \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y$ 로 나타내어 지므로, 우선회 원형편파로 송신하고 좌선회 원형편파로 수신할 경우 수신전압  $V_{r,L}$ 는 다음과 같다.

$$V_{r,L} = \hat{E}_l \cdot \hat{H}_r \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_l (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} H_r (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \\ = \frac{1}{2} E_l H_r (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \cdot (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \\ = 0 \quad (6)$$

위의 식 (6)으로부터 우선회 원형편파 수신안테나는 좌선회 원형편파를 수신할 수 없음을 이론적으로 알 수 있다. 원형편파의 전파가 반사할 경우 수평편파 성분은 그 위상이 180도 변하게 되지만 수직편파 성분의 위상은 거의 일정하게 유지되기 때문에 수직과 수평편파의 합성으로 이루어진 원형편파는 반사할때마다 선회 방향이 바뀌게 된다. 따라서 원형편파 안테나로 수신할 경우에는 기수회 반사한 반사파는 선회 방향이 반대가 되므로 수신할 수 없게 되어 결과적으로 페이딩을 경감시키는 효과를 가져올 수 있게 된다.

이와 같이 원형편파는 장애물에서 1회 반사하면 (입사각  $< \theta_b$ 라는 범위 안에서) 수평편파만이 대략 180° 위상이 변하여 오기 때문에 본래의 전계벡터의 회전 방향이 반대로 되는 역선회 편파가 되며, 또 정확히 180° 위상 변화가 아니기 때문에(그림 3 참조) 1회 반사한 파는 역선회 타원편파가 된다. 따라서 수신안테나에서는 이론적으로 이와 같은 반사파는 수신할 수가 없으므로 다중경로파의 영향을

크게 감쇠시킬 수가 있다<sup>[16]</sup>. 단 2회 반사와 같은 우수회 반사는 이론적으로 정선회 편파가 되어서 수신이 가능하다고 생각되지만, 반사시의 전파감쇠나 그때의 편파가 완전한 원형편파가 아니고 타원 편파로 되어 있는 것 등을 감안하면 반사파의 수신 레벨이 상당히 저하하게 될 것으로 생각된다. 이처럼 실내 무선통신에서는 원형편파 안테나를 사용하므로써 반사파(간섭파)의 영향을 크게 억제할 수 있음을 짐작할 수 있다. 본 연구에서는 이와 같이 원형편파 특성에 의한 페이딩 경감 특성을 확인하고, 또한 실내에서의 광대역 전파특성을 조사하기 위해, 주파수 소인에 의한 광대역 신호를 측정 해석하였다.

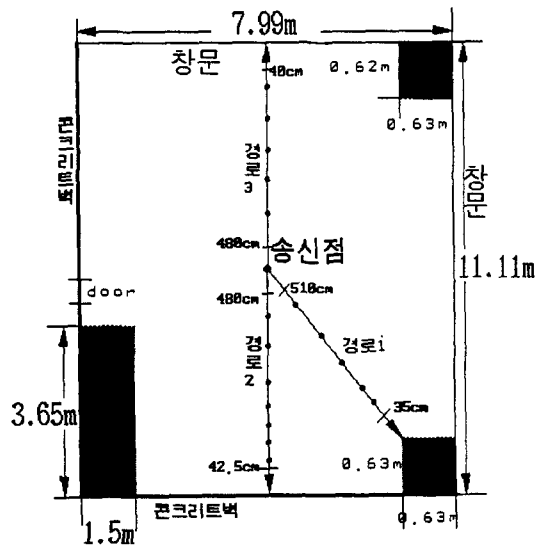
### Ⅲ. 협대역 및 광대역 신호의 측정 실험 개요

#### 3-1 측정개요 및 측정방법

본 측정에서는 LOS 전파(Line-of-Sight propagation)의 조건에서 전계강도의 측정 및 주파수 소인에 의한 대역내의 주파수 특성을 측정하였다. 또 안테나에 무지향성 원형편파안테나를 도입하므로써 광범위한 실내에서의 무선통신의 가능성과 간섭파 억제효과에 대하여 측정 검토하였다.

측정장소로서는 일반적인 office 크기의 회의실을 이용하였다. 방의 평면도와 측정 코스를 그림 5에 표시한다.

신호강도의 이동측정에서는 그림 6에 표시한 신호강도 이동측정 시스템을 이용하였다. 측정은 송수신 안테나를 1.5 m높이에 고정시키고, 송신점으로부터 1 m 떨어진 지점으로부터 먼 방향쪽(화살표 방향)으로 이동시키면서 1298.75 MHz대의 무변조파(송신전력 0 dBm)에 대한 신호강도를 측정하였다. 최종 수신점은 송신점으로부터 거리가 1 m 이고 약 4.5 m까지, 1 m당 800개(0.125 cm마다 수신전력을 측정)의 측정치를 경로1과 2에서 이동측정하였다.



(a) 측정 경로

(a) Measurement course



(b) 실제 측정 장소

(b) Practical measurement place

그림 5. 측정장소 평면도 및 측정경로

Fig. 5. Measurement plane and course.

한편, 주파수 소인에 의한 광대역 신호에 해당되는 주파수 대역내 진폭특성 측정에는, [그림 6]에 표시하는 측정 시스템에서 이동 측정장치 부분을 제거하고, 다음과 같은 방법을 사용하였다. Sweep generator로부터 송신(송신전력 0 dbm)된 무변조 반송파를 spectrum analyzer에 의해 신호강도를 수신하여, 그 데이터를 PC에 기록한다. 이때 송신 주파수는 1100 MHz에서 1300 MHz까지 소인한

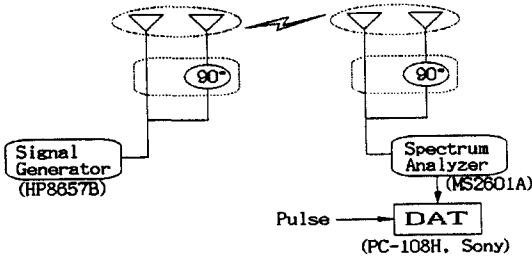


그림 6. 이동측정 시스템

Fig. 6. Moving measurement system.

표 3. 측정지점의 결정방법

Table 3. Selection of measurement received antenna point.

벽으로부터의 거리(m)	측정점간 간격(cm)
1 m 이내	2.5 cm
2 m 이내	5.0 cm
3 m 이내	10 cm
4 m 이내	20 cm
4 m 이상	30 cm

표 4. 송수신의 편파의 조합

Table 4. Combination of transmitting and receiving polarizations.

송신	수신	표기
수직편파	수직편파	V-V
수평편파	수평편파	H-H
원형편파	정선회 원형편파	C-C
원형편파	역선회 원형편파	C-X
원형편파	수직편파	C-V
원형편파	수평편파	C-H

다. 표 3과 같이, 측정시 경로 1, 2, 3 상의 각 측정 지점에서 수신기를 고정하여 각각 68개, 64개, 50개의 측정 point에서 200 MHz 대역내의 신호강도

특성을 측정하였다. 벽면반사파의 영향을 자세히 조사 검토하기 위하여 벽면 가까이에서는 측정구간을 촘촘히 하여 실험을 행하였다. 표 4는 측정 편파의 송수신 조합을 나타낸다.

### 3-2 전계강도 환산법

측정된 수신전력의 전계강도 계산에서는 자유공간 전계강도 이론식을 이용하였다. 자유공간중에서  $G_t$  의 이득(반파장 dipole 기준)을 갖는 송신안테나로부터  $P_r(w)$  의 전력을 복사했을 때 최대지향 방향으로 거리  $r(m)$ 만큼 떨어진 수신점에서의 전계강도  $E$ 는 식 (7)와 같이 주어진다<sup>[14],[17]</sup>.

$$E = \frac{7\sqrt{P_t G_t}}{r} \quad (7)$$

$P_t$  : 송신전력( $w$ )

$G_t$  : 송신안테나의 반파장다이폴에 대한 이득

$r$  : 송신점으로부터의 거리

따라서 수신전계강도를 구할 때 다음과 같은 식 (8)을 이용하였다.

$$E_0 = E_m [dB] - 20 \log h_e [dB] + L_f [dB] - G_t [dB] - G_r [dB] \quad (8)$$

$E_0$  : 수신 전계강도

$E_m$  : 송신전력으로부터의 수신 신호강도 환산치

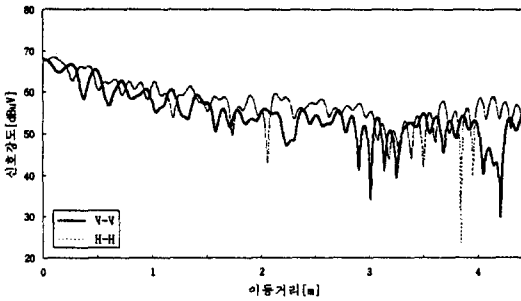
$h_e$  : 안테나 유효 길이,  $L_f$  : Feeder loss

$G_t$  : 송신 안테나 이득,  $G_r$  : 수신 안테나 이득

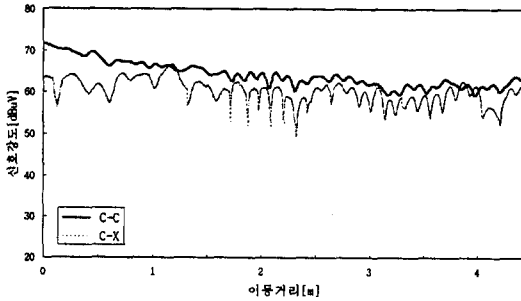
## IV. 측정결과와 고찰

### 4-1 원형편파에 의한 공간적 페이딩의 개선효과

그림 7은 경로 2에서 이동거리에 따른 신호강도의 측정 예이다. 그림 7의 (a)는 수직편파(V-V)



(a) 경로 2, 수직(V) 및 수평(H)편파 송·수신  
(b) Course 2, V-V and H-H.



(a) 경로 2, 정선회 원형편파(C-C) 및 역선회 원형편파(C-X)수신  
(b) Course 2, C-C and C-X.

그림 7. 경로2에서 이동거리에 따른 신호강도

Fig. 7. Signal strength according to moving distance on course 2.

및 수평편파(H-H)의 경우이다. 이 경우 모두 심한 페이딩이 발생함을 알 수 있다. 그림 7의 (b)는 원형편파 송신시, 정선회 원형편파 수신(C-C) 및 역선회 원형편파 수신(C-X)의 경우이다. 정선회 원형편파 수신(C-C)의 경우는 신호강도의 깊은 저하가 없고 전체적으로 페이딩폭이 상당히 경감되어 있음을 알 수 있다. 반면 역선회 원형편파 수신(C-X)의 경우는, V-V, H-H 그리고 C-C에 비교하여 신호강도가 낮고 넓은 범위에 걸쳐 심한 페이딩이 존재한다. 이와 같이 원형편파 송수신(C-C)에 의하면 다중경로파(특히, 1회/기수회 반사파)를 억제하는 효과 때문에 페이딩을 경감시킬 수 있음

을 확인할 수 있다.

#### 4-2 편파 다이버시티 효과

그림 8은 경로 2에서 원형편파로 송신하여, 수직 편파 및 수평편파로 수신한 경우(C-V, C-H)의 신호강도를 나타낸다. 그림 8에서 알 수 있듯이, 측정구간의 대부분의 경우에 있어서 C-V와 C-H의 두 신호강도의 골과 마루가 서로 대응하여 변동하고 있음을 알 수 있다. 이는 두 신호가 역상관특성을 나타냄을 의미한다. 따라서 이 두 신호간의 다이버시티 효과를 보기위해 이들 2개의 채널간의 상관도를 구해보았다. 이들 신호강도의 변동에는 거리에 따른 변동이 포함되어 있기 때문에 이를 제거하기 위하여, 수직편파와 수평편파의 수신신호강도를 자유공간치로 정규화한 후 C-V와 C-H의 상관도를 그림 9에 나타냈다. 또한, 식 (9)로부터 구한 두 브랜치간(C-H, C-V)의 전력 상관계수는  $\rho = -0.40$ 이었다. 그림 9에서 알 수 있듯이, C-V와 C-H의 두 편파 브랜치는 역상관 특성을 나타내므로 우수한 다이버시티 브랜치가 될 수 있음을 알 수 있다. 이로부터 실내 공간에 있어서도 편파에 의한 다이버시티 브랜치를 구성할 수 있음을 알 수 있다.

$$\rho = \frac{\langle x_i y_i \rangle - \langle x_i \rangle \langle y_i \rangle}{\sqrt{\langle x_i^2 \rangle - \langle x_i \rangle^2} \cdot \sqrt{\langle y_i^2 \rangle - \langle y_i \rangle^2}} \quad (9)$$

여기서,  $x_i$  = C-H 브랜치의 이산 데이터

$y_i$  = C-V 브랜치의 이산 데이터를 나타내며  $\langle \cdot \rangle$ 는 샘플 평균을 나타낸다.

이와 같이 협대역 신호강도의 경우(이동측정)는 원형편파 특성에 의한 페이딩 경감 특성을 확인할 수 있었다. 이에 따라, 광대역 전파특성을 조사하기 위하여 주파수 소인에 의한 측정해석을 통해 주파수 대역내 진폭편차 특성도 원형편파에 의한 개선 효과가 있음을 알아 보았다.



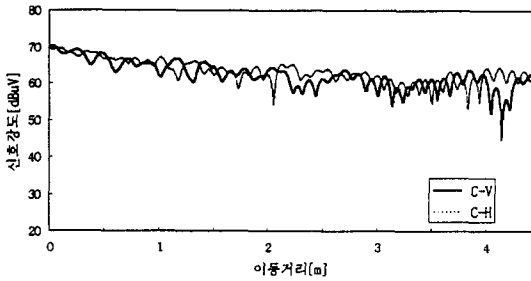


그림 8. 경로 2에서 C-H, C-V 수신신호강도 변동  
Fig. 8. Signal strength of the C-V, C-H on course 2.

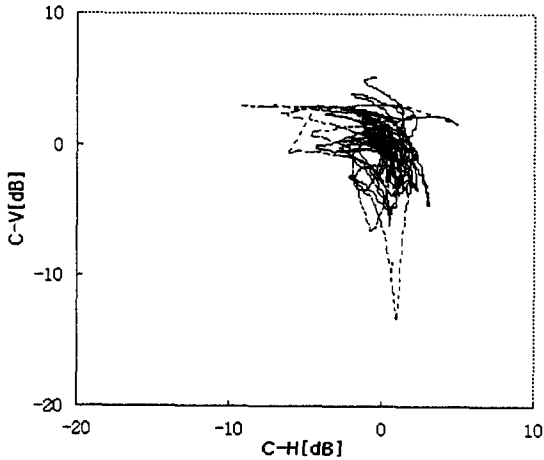


그림 9. C-H, C-V 상관도  
Fig. 9. Correlation graph of the C-H, C-V.

#### 4-3 주파수 대역내 진폭편차 특성

그림 10은 측정지점인 경로1에서 벽으로부터 175cm지점에서의 대역내 주파수특성 측정 결과이다. 원형편파를 송수신하는 1C-C의 경우가 수직편파 송수신의 1V-V보다 대역내 진폭변동특성이 매우 양호하게 나타나고 있다. 이는 측정지점이 기수회 반사파의 영향을 받는 지점으로 원형편파 송수신에 의하면 기수회 반사파를 억제 수신하게 되어 광대역 특성이 개선되는 것으로 생각된다. 그림 11은

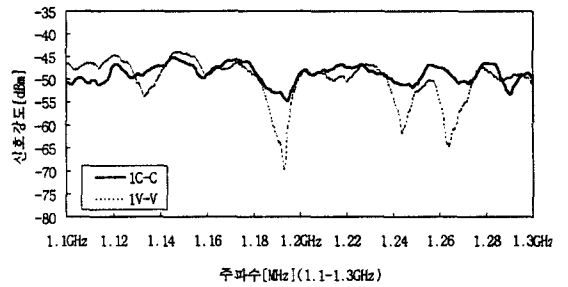


그림 10. 주파수대역내 신호강도 변동특성 (경로 1, 175cm지점)  
Fig. 10. Characteristics of frequency bandwidth signal amplitude fluctuation. (The point 175 cm distant from the wall on course 1)

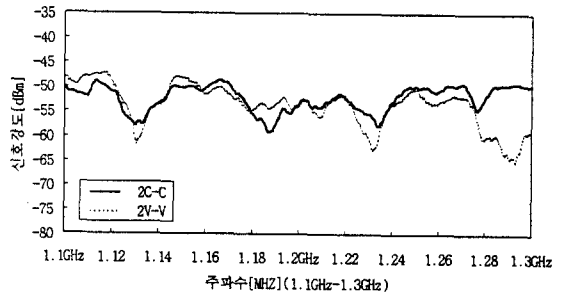


그림 11. 주파수대역내 신호강도 변동특성 (경로 2, 190cm지점)  
Fig. 11. Characteristics of frequency bandwidth signal amplitude fluctuation. (The point 190 cm distant from the wall on course 2)

경로 2에서 벽으로부터 190cm지점에서의 결과이다. 이 경우는 벽면으로부터의 우수회 반사파의 영향을 받을 수 있는 지점이므로 원형편파의 경우(2C-C)도 신호강도 변동특성이 몇몇 주파수 대역에서는 양호하지 못하나, 전체적으로 수직편파의 경우(2V-V)보다는 우수하다는 것을 알 수 있다. 그림 12는 경로 2와는 정반대 코스인 경로 3에서 벽으로부터 190cm지점에서의 결과이다. 이 경우도

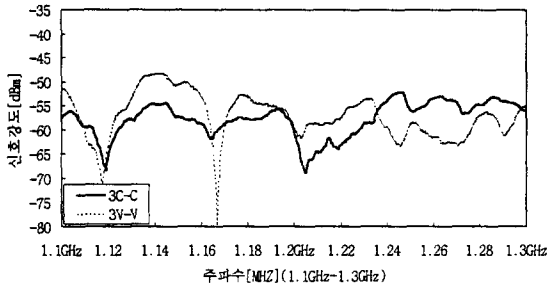
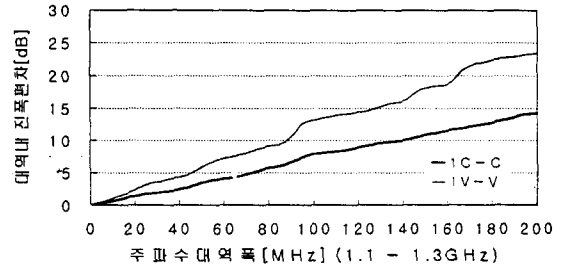


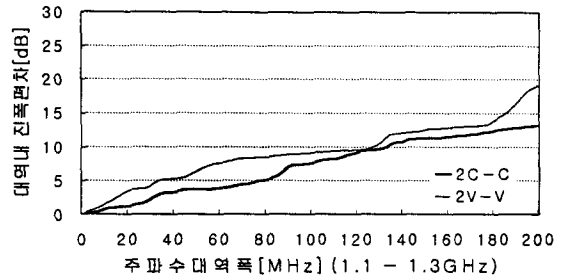
그림 12. 주파수대역내 신호강도 변동특성 (경로 3, 190 cm지점)  
 Fig. 12. Characteristics of frequency bandwidth signal amplitude fluctuation.(The point 190 cm distant from the wall on course 3)

원형편파를 송수신하는 3C-C가 수직편파로 송수신하는 3V-V보다 광대역 신호가 개선됨을 나타내고 있지만, 그림 10의 경로 1의 예와 그림 11의 경로 2의 예와 비교해 볼 때 그 개선효과가 미흡함을 알 수 있다. 이는 경로 2와는 달리 수신측에 장애 존재하고 있으므로 인해, 전파의 산란효과로 인하여 원형편파에 의한 효과가 경로 1, 2에 비하여 그다지 크게 나타나지 않기 때문으로 생각된다.

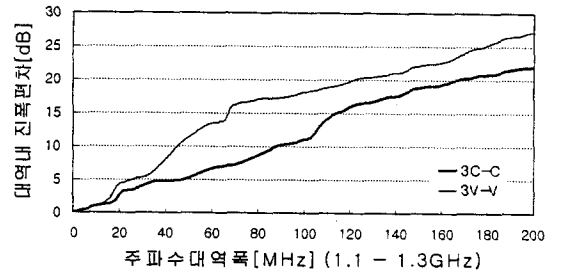
그림 13은 그림 10, 그림 11, 그리고 그림 12의 데이터를 이용하여 구한 주파수 대역내 편차특성이다. 주파수 대역내 진폭편차 특성 측정에서, 1회 측정에서 얻어지는 데이터 수는 500개이다. 즉 200 MHz의 주파수 대역을 500분할하여(0.4 MHz의 대역), 0.4 MHz에서 200 MHz까지의 대역에 있어서 각각의 대역마다 편차를 구하여 그 평균을 얻는 한 측정점에 있어서의 편차를 하였고, 또 경로 전체에 대해서는 이를 평균치로하는 평균편차를 구하여 대역내 진폭편차 특성을 평가하였다. 이로부터 원형편파의 경우가 대역내 주파수 특성이 양호함을 확실하게 평가할 수 있다. [그림 13]의 (a)는 경로 1의 175 cm의 경우, (b)와 (c)는 각각 경로 2와 경로 3의 190 cm에서의 편차특성 해석 결과이다. 원형편파로 송수신한 경우(C-C)가 주파수대역내 편차특성이 양호함을 알 수 있다. 각 경로에 대한 진



(a) 주파수 대역내 진폭편차 특성(175 cm지점, 경로 1)  
 (a) Characteristics of frequency bandwidth amplitude deviation.(The point 175 cm distant from the wall on course 1)



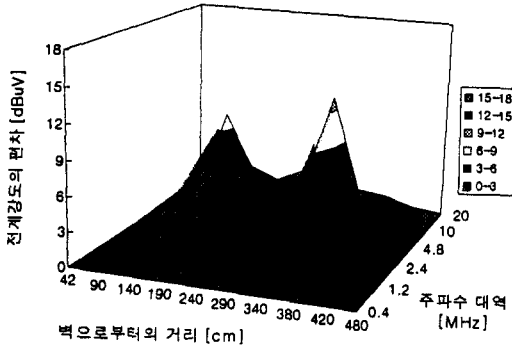
(b) 주파수 대역내 진폭편차 특성(190 cm지점, 경로 2)  
 (b) Characteristics of frequency bandwidth amplitude deviation.(The point 190 cm distant from the wall on course 2)



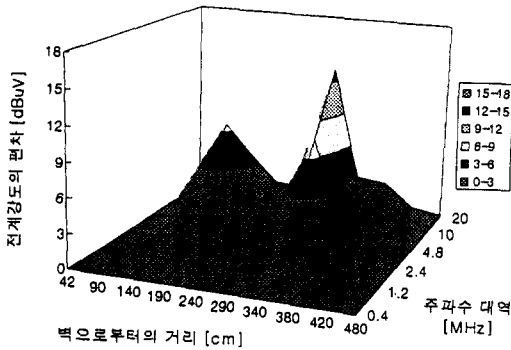
(c) 주파수 대역내 진폭편차 특성(190 cm지점, 경로 3)  
 (c) Characteristics of frequency bandwidth amplitude deviation.(The point 190 cm distant from the wall on course 3)

그림 13. 주파수 대역내 진폭편차 특성

Fig. 13. Characteristics of frequency bandwidth amplitude deviation.



(a) 원형 편파의 경우(경로 2 C-C)  
 (a) Case of circularly polarized wave (course 2)



(b) 수직 편파의 경우(경로 2, V-V)  
 (b) Case of vertical polarized wave (course 2)

그림 14. 경로 2에서의 주파수대역내 진폭편차특성  
 Fig. 14. Characteristics of frequency bandwidth amplitude deviation on the course 2.

폭편차의 차이 및 원형편파 송수신에 의한 진폭편차 개선도의 차이는 그림 11, 그림 12 및 그림 13에서 이미 설명했듯이 반사벽면의 조건이 다르기 때문이다. 즉, 제1회 반사파가 가장 많이 존재할 수 있는 경로 2의 경우가 진폭편차의 개선이 가장 양호하게 나타나고 있다.

그림 14는 경로 2에서 전체 측정지점에 대한 대역내 진폭편차 특성을 나타낸다. (a)는 원형편파(C-C)를 송수신 한 경우이며, (b)는 수직편파

(V-V)를 송수신 한 경우이다. 결과적으로 기수회 반사파억제 효과가 있는 원형편파(C-C)로 송수신 한 경우(그림 14 (a))가 전 경로에 걸쳐서 대역내 진폭특성의 개선효과가 있음을 알 수 있다. 특히, 대역폭이 20 MHz내에서는 원형편파(C-C)의 진폭편차값은 약 8~10 dB정도인데 반하여, 수직편파(V-V)는 측정 지점에 따라 편차의 차이가 있으며, 10 dB이하의 진폭편차를 가지는 대역폭은 5 MHz 이내임을 확인할 수 있었다. 경로 1 및 경로 3의 경우에 있어서도 전체 측정지점에 대한 대역내 진폭편차 특성에서 원형편파(C-C) 송수신의 경우가 수직편파(V-V) 송수신의 경우보다 진폭특성이 개선됨을 확인하였다. 이를 통하여 광대역 전파측정에서 가시거리환경의 조건에서 원형편파를 이용한 경우가 수직, 수평편파보다 진폭편차 특성이 양호하다고 평가할 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는, 실내에서의 고속무선 디지털 전송실험의 준비단계로서 원형편파 안테나를 사용하여 신호강도 이동측정 및 주파수 소인법에 의한 주파수 대역내 진폭 특성을 측정 해석하였다. 무선 전송의 유연성을 감안하여 수평면내 무지향성 안테나로서, 원형편파 안테나와 수직편파 및 수평편파 안테나를 송수신단에 이용하여 측정 비교 검토하였다. 그 결과 원형편파를 사용하는 경우가 기수회 반사파를 억제하여 수신하게 되므로 페이딩을 경감시킬 수 있음을 확인하였다. 또한 협대역 경우에는 원형편파로 송신하여 수직편파 및 수평편파로 각각 수신한 경우, 2개의 채널간은 상호 상관이 작게 되어 효과적인 다이버시티 브랜치가 될 수 있음을 확인하였다. 그리고 주파수 소인법에 의한 주파수 대역 특성에 있어서도 원형편파의 경우가 간섭파의 억제효과때문에 전송가능 대역특성이 개선될 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Alrexander, S. E. : "Radio Propagation within buildings at 900 MHz", *Proceedings of IEEE International Conference on Antenna and Propagation*, pp.177-180, 1983, New York.
- [2] Devasirvatham, D. M. J. : "Time delay spread measurements of wideband radio systems within a building", *Electronic Letters*. vol.20, no.8, pp. 949-950, Aug. 1984.
- [3] Devasirvatham, D. M. J. : "Time delay spread measurement of 850 MHz radio wave in building environment", *Proceedings of IEEE Globecom*, vol.1, 1-5, pp.32, Dec. 1985, New orleans.
- [4] Slaeh., A.M. and Valenzuela, R. A. : "A statistical model for indoor Multipath propagation", *J. Selected Areas Commun.* vol.5, no.2, pp.128-137, May 1987.
- [5] Sexton T., and Pahlavan K. : "Adaptive equalization of radio indoor channels", *Proceedings of IEEE MILCOM*, Nov. 1988, San Diego, California.
- [6] Sundberg, C. E. : "Error probability of partial response continuous-phase modulation with coherent MSK-type receiver, diversity, and slow Rayleigh fading in Gaussian noise", *Bell Syst. Tech. J.* vol.61, no.2, pp.1933-1963, Sep. 1982.
- [7] Winters, J. H., and Yeh, Y. S., "On the performance of wideband digital radio transmission within building using diversity" *Proceeding of the IEEE Globecom*. 32.5.1-1.6, 1985, New Orleans.
- [8] Pahlavan, K. : "Wireless data communication techniques for indoor application," *Proceeding of the IEEE International Conference of Communicators*, pp.3.1.1-7, Apr. 1985, Chicago.
- [9] Pahlavan, K., "Wireless data communications for office information networks", *IEEE Comm. Soc. Mag.* vol.23, no.6, pp. 19-27, May 1985.
- [10] M. S. Siukla, "Size and performance trade-off characteristic in Multiple arrays of horizontally and circularly polarized TV antennas", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. BC-22, pp.5-11, March 1976.
- [11] O. Ben-Dov, "New turnstile antennas for horizontal and circular polarization", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. BC-22, pp. 1-5, March 1976.
- [12] K. Watanabe, H. Ohmine, Y. Sunahara, M. Matsunaga, T. Katakag, "Circularly Polarized Antenna with Monopole and Notch Antennas (in Japanese)", *IEICE Autumn Natl. Conv.*, B-49, pp.20-25, Sep. 1992.
- [13] K. Watanabe, H. Ohmine, Y. Sunahara, M. Matsunaga, "Horizontal Polarized Omni-directional Antenna Composed of Notch Antennas (in Japanese)", *IEICE Spring Natl. Conv.*, B-90, pp.13-19, March 1992.
- [14] M. Sinji, "Radio Propagation of Wireless Communication (in Japanese)", *IEICE Book Co.*, pp.36. 1992.
- [15] Jorgen Bach Andersen, Theodore S. Rappaport, and Susumu Yoshida, "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels", *IEEE Comm. Mag.*, vol.33 no. 1, pp.42-49, Jan. 1995.

[16] Deock-Ho Ha, Byung-Ok Kim, Jae-Ho LEE, "An Analysis of the Polarization Characteristics in Indoor Radio Channel", *The 2nd CDMA International Conference (CIC'97)*, vol.2, pp.144-148, Oct. 1997, Korea.

[17] CCIR Rec. 525-1: "Calculation of free-space attenuation", *Recommendations and Reports of the CCIR*, vol.5, ITU, Geneva, 1991.

하 덕 호



1972년 3월~1979년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)

1982년 4월~1984년 3월 : 일본 Kyoto대학 전자공학과 (공학석사)

1984년 3월~1987년 3월 : 일본 Kyoto대학 전자공학과 (공학박사)

1974년 2월~1976년 11월 : 군복무(공군 30단, 레이더 정비)

1978년 11월~1981년 1월 : (주)금성사 중앙연구소 근무

1981년 4월~1982년 3월 : 일본 Kyoto 대학 연구생

1987년 3월~1987년 8월 : 일본 (주)Matsushita 전기, 무선 연구소 연구원

1990년 8월~1991년 8월 : University of California, Davis, 방문연구교수

1995년 2월~1995년 3월 : 일본 Takushoku 대학 객원교수

1987년 9월~현재 : 부경대학교 정보통신공학과 교수

[관심분야] PCS, IMT-2000 실내외 전파특성 모델링, Cellular engineering, Diversity system, 디지털 이동통신방식, Equalizing technique, Channel coding, 무선 LAN 시스템