

# 실내무선 전파환경에서의 페이딩 경감대책과 수신전계강도 예측기법

하 덕 호

부경대학교 정보통신공학과

## I. 서 론

현재 건물 내 고속 디지털 통신에서는 동축케이블이나 광파이버 등을 이용하여 사무실 내의 OA 기기나 공장의 제조 장치 등을 연결하는 유선 LAN이 주로 이용되고 있다. 그러나 이러한 시스템은 빈번한 업무개편 등에 따른 사무실 구조의 변경이나 제조라인 변경시, 케이블 이설 공사에 많은 시간과 경비가 소요된다. 이와 같은 문제는 실내 무선 LAN의 이용으로 쉽게 해결 할 수가 있다. 최근 이와 같은 실내 무선 LAN의 장점으로 이를 이용한 건물내 무선 네트워크 구축 계획과 함께 실내 정보기기간의 고속 대용량 정보 시스템 개발에 대한 요구가 증가하고 있다. 현재 실용화 단계의 무선 LAN의 경우, IEEE 802.11 규격 ISM band의 2 Mbps정도이며<sup>[1]</sup>, 유선 LAN (Ethernet) 과 같은 10 Mbps정도의 고속 전송은 아직 불가능하다. 이동 무선환경과 유사한 다중경로 전파환경을 갖고있는 실내에서 Ethernet과 같은 10 Mbps정도의 고속 무선전송을 실현하기 위해서는 우선 그 채널 특성의 파악이 중요하며, 특히 실내 광대역 전파특성의 해석 및 개선방안 등에 관한 연구가 요구된다.

아직까지 실내 무선의 전파전파 특성 등의 연구 사례로는 건물 내에서의 900 MHz대의 전파특성<sup>[2]</sup> 과 850 MHz 무선 전파의 time delay spread 측정<sup>[3]</sup>, 914 MHz대의 경로 손실 예측 모델 등이 있다<sup>[4]</sup>. 또한 실내 다중 경로 전파전파의 통계적 모델 해석<sup>[5]</sup>, 실내 무선채널에서의 적응동화 기술<sup>[6]</sup>, 페이딩 경감대책인 다이버시티<sup>[7]</sup>, 변복조방식<sup>[8]</sup> 등의

연구사례가 있다. 그러나 이들 대부분은 좁은 의미의 저속·저용량 무선 전송망과 무선 PBX와 같은 전화망이나 휴대전화를 고려한 전파특성 연구사례이며, 넓은 의미의 고속 무선 디지털 전송 시스템의 경우를 대상으로한 광대역 전파특성 개선에 관한 연구 사례는 아직 구체적인 예가 없다.

최근 본 연구실에서는 차세대 이동무선 통신환경에서의 협대역 및 광대역 페이딩 경감대책에 관하여 연구하여 왔으며<sup>[9]~[21]</sup>, 건물내 다중경로 전파환경에서 수직편파 안테나, 수평편파 안테나 그리고 원형편파 안테나를 이용하여 순시치 전력의 이동추정 및 광대역 추정을 행하였다. 실내 무선 전파환경의 가시거리(LOS : line-of-sight) 조건에서 전파특성 개선에 대한 검토 결과, 원형편파로 송수신한 경우 기수회 반사파 억제 효과로 인해 대역내 진폭특성 개선과 페이딩 경감효과가 우수함을 확인하였다<sup>[9]~[11]</sup>. 한편 비가시거리(NLOS : non-line-of-sight) 조건에서는 원형편파로 송수신하더라도 대역내 진폭편차 특성 및 페이딩이 크게 개선되지 않지만, 원형편파로 송신하고 수직 및 수평편파로 수신하는 다이버시티 브랜치를 구성하면 대역내 진폭편차 특성과 다중경로파에 의한 페이딩을 보다 효과적으로 경감할 수 있었다<sup>[15]~[19]</sup>. 공간 다이버시티 방식과의 비교 검토 결과에서도, 본 연구에서 제시하고 있는 편파 다이버시티 방식이 보다 우수한 효과가 있음을 알 수 있었고<sup>[20],[21]</sup>, 최적의 원형편파 다이버시티를 구성하기 위해서는 XPD 보상 방법이 필요하다는 것을 알 수 있었다<sup>[22]~[24]</sup>. 그리고 본 연구실에서는 실내 무선환경에서 Site-Modeling을 위해 Ray Tracing 기법과

FDTD 기법을 이용한 전계강도 예측 시뮬레이터를 개발하여 왔다<sup>[25]~[28]</sup>.

본 논문에서는 실내 무선환경에서의 전파전파 특성과 원형편파 다이버시티의 우수성에 대해 설명하고, 실내 Site-Modeling을 위한 전계강도 예측 시뮬레이터 구현에 대해 설명한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 실내 무선환경에서의 전파모델에 대해 기술하고, III 장에서는 실내 무선환경에서의 협대역 및 광대역 신호측정 방법에 대해 설명한다. 그리고 IV 장에서는 실내 무선환경에서의 페이딩 경감 대책으로서 원형편파 다이버시티의 이용과 보다 최적의 원형편파 다이버시티 구성을 위한 XPD 보상 방법 및 그 효과에 대해 설명한다. 그리고 V 장에서는 실내 무선환경에서의 전계강도 예측 방법으로 3D Ray-Tracing 기법 및 FDTD 기법에 대해 설명하고, 끝으로 VI 장에서 결론을 맺는다.

## II. 실내 무선 환경에서의 전파전파 특성

개인 휴대 통신(PCS)의 출현과 함께, 건물 내에서의 전파전파 특성 파악이 매우 중요하게 되었다. 실내 무선 채널은 기존의 이동 무선 채널과 두 가지 관점에서 차이가 있다. 그 하나는 커버 범위가 보다 작다는 것이고, 다른 하나는 송·수신기간 이격거리가 짧아질수록 전파환경의 변화가 더욱 심하게 된다는 점이다. 건물 내에서의 전파전파는 건물의 구조 및 형태와 건축 자재 등에 상당히 영향을 받는다. 실내 전파전파에서도 실외에서와 마찬가지로 반사, 산란, 회절이 모두 적용되며, 실외의 경우가 보다 많은 영향을 받게 된다. 예를 들어 건물 내에서 문이 열려있는가 닫혀있는가에 따라, 그리고 안테나가 일반 책상 높이에 설치되어있는가 아니면 천장에 설치되어있는가에 따라 수신신호 레벨은 상당히 차이가 나게 된다. 또한 동일 층에서 사무실간 벽의 자재, 층간의 건축자재, 창문의

종류와 수 그리고 창 의 착색정도 등에 따라 전파 손실은 다르게 된다.

실내 전파전파 분야는 1980년 초반에 첫 연구가 시작되어 비교적 근래에 와서 그 중요성이 부각되고 있다. AT&T Bell 연구소의 Cox와 British Telecom의 Alexander가 여러 가정집과 건물내 사무실에서 실내 경로 손실에 관한 연구를 처음 시도하였다<sup>[29],[30]</sup>.

### 2-1 실내 무선 환경에서 거리에 따른 전파 손실 모델

#### 2-1-1 Log-distance 경로 손실 모델

실내에서의 경로 손실은 다음 식 (1)을 따른다.

$$PL(dB) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (1)$$

여기서  $n$ 은 경로 손실 지수로서 건물 형태와 주위 환경에 의한 값이고,  $X_\sigma$ 는  $\sigma$  dB의 표준편차를 취하는 정규 랜덤 변수이다. <표 1>은 여러 건물에서 측정된 경로 손실 지수와 표준편차이다.

#### 2-1-2 Ericsson Multiple Breakpoint 모델

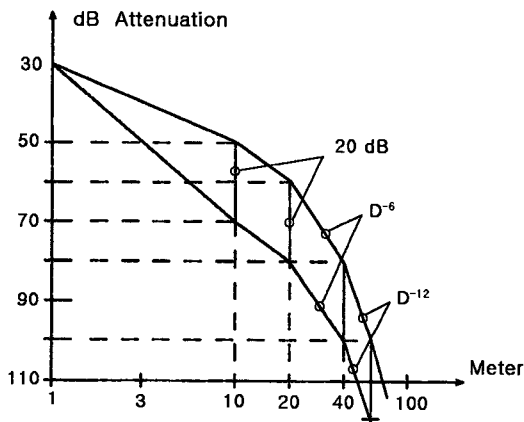
Ericsson 무선 시스템 모델은 여러 층의 사무실에서 측정을 통해 개발한 것이다<sup>[32]</sup>. 이 모델은 4개의 breakpoint를 가지며 경로손실의 상한과 하한을 제시한다. 또한 이 모델은 단위 이득의 안테나를 이용하고 주파수는 900 MHz, 송신지점에서 1m 떨어진 지점에서 30 dB의 감쇠가 있다고 가정한다. [그림 1]은 Ericsson 모델을 근거로한 건물내 거리에 따른 경로손실 그래프이다.

#### 2-1-3 감쇠 요소 모델 (Attenuation Factor Model)

Seidel에 의해 개발된 건물내 전파모델로서 장에

〈표 1〉 여러 건물에서의 경로 손실 지수와 표준편차<sup>[31]</sup>

건 물	주파수 [MHz]	$n$	$\sigma$	
소매점	914	2.2	8.7	
식료품점	914	1.8	5.2	
콘크리트벽의 사무실	1500	3.0	7.0	
석고벽의 사무실	900	2.4	9.6	
석고벽의 사무실	1900	2.6	14.1	
시외의 가정집	900	3.0	7.0	
LOS 조건의 공장	직물 공장	1300	2.0	3.0
	직물 공장	4000	2.1	7.0
	종이 공장	1300	1.8	6.0
	금속가공 공장	1400	1.6	5.8
NLOS 조건의 공장	직물 공장	4000	2.1	9.7
	금속가공 공장	1300	3.3	6.8



[그림 1] Ericsson 건물내 경로 손실 모델

물에 의한 전파특성 변화뿐만 아니라, 건물 형태의 영향도 고려하여 측정값과 예측값간의 표준편차를 약 4 dB 정도로 감소시킨다<sup>[33]</sup>. 감쇠 요소 모델은 다음과 같다.

$$PL(d)[dB] = PL(d_0) + 10n_{SF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

$$+ FAF[dB] \quad (2)$$

여기서  $n_{SF}$ 는 동일층(same floor)에서 측정시에 경로 손실 지수이고,  $FAF$ (floor attenuation factor)는 층에 의한 감쇠이다.

그리고  $FAF$ 를 여러층에 의한 영향을 미리 고려한 지수  $n_{MF}$ 로 대체하면

$$PL(d)[dB] = PL(d_0) + 10n_{MF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3)$$

이다. 그리고 Devasirvatham은 건물내에서 경로 손실은 Seidel의 모델에 거리에 따른 추가적인 경로 손실을 적용해야 한다는 사실을 발견하여 식 (2)를 다음과 같이 수정하였다<sup>[34]</sup>.

$$PL(d)[dB] = PL(d_0) + 10n_{SF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + ad + FAF[dB] \quad (4)$$

여기서  $\alpha$ 는 거리에 따른 감쇠정수로서 <표 2>에 일반적인 값을 나타내었다.

<표 2> 일반 4 층과 2 층 건물에서의 감쇠정수  $\alpha$

장 소	주파수 [MHz]	감쇠정수 $\alpha$ [dB/m]
4층 건물	850	0.62
	1700	0.57
	4000	0.47
2층 건물	850	0.48
	1700	0.35
	4000	0.23

## 2-2 실내 무선 환경에서 수신 신호의 포락선 분포 모델

### 2-2-1 이론적 포락선 분포 모델

수신 신호의 분포를 알아보기 위해 가장 널리 사용되고 있는 수신 신호의 포락선 분포 모델에는 Rayleigh, Rician, lognormal, Suzuki, Weibull, Nakagami 분포가 이용되고 있다.

Rayleigh 분포는 전파의 다중경로 페이딩 현상에 의한 수신 신호 포락선으로 확률 밀도 함수 (PDF: probability density function)는 다음 식 (5)와 같다.

$$f_A(a) = \frac{a}{I} e^{-a^2/2I} \quad (5)$$

Rician 분포는 수신 신호에 다중 경로 성분만이 아닌 강한 직접파 성분이 함께 존재하는 경우의 수신 신호 포락선으로 PDF는 다음 식 (6)과 같다.

$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-(a^2-v^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{av}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0 \quad (6)$$

여기서  $I_0(\cdot)$ 은 수정된 0차 베셀함수,  $\sigma^2$ 은 분

산,  $v$ 는 직접파 성분의 크기이다.

Lognormal 분포는 장구간 페이딩(long-term fading)을 나타낼때 주로 이용되는 분포로 가우시안 정규 분포를 한다. Lognormal 분포의 PDF는 다음 식 (7)과 같다.

$$f_A(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma a}} e^{-(\ln a - \mu)^2/2\sigma^2} \quad (7)$$

여기서  $\mu$ 는 평균으로 일반적으로 0으로 가정하며,  $\sigma$ 는 표준편차이다.

Suzuki 분포는 수신 신호의 전체 분포를 log-normal 분포의  $\sigma$ 에 대한 Rayleigh 분포의 적분으로 표현한다. Suzuki 분포의 PDF는 다음 식 (8)과 같다<sup>[35]</sup>.

$$f_A(a) = \int_0^\infty \frac{a}{\sigma^2} e^{-a^2/2\sigma^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma\lambda}} e^{-(\ln\sigma - \mu)^2/2\lambda^2} d\sigma \quad (8)$$

여기서  $\lambda^2$ 은 lognormal 분포의 분산이다. 이 분포는 매우 명확한 물리적 해석이 가능하지만 계산이 매우 복잡하여 실제 응용에는 잘 적용되지 못한다.

Weibull 분포와 Nakagami 분포가 다른 분포와 비교하여 실내의 무선 채널에서의 포락선 분포 모델로 가장 적합하다. Weibull 분포의 PDF는 다음 식 (9)와 같다<sup>[36]</sup>.

$$f_A(a) = \frac{sr}{\sigma} \left(\frac{ra}{\sigma}\right)^{s-1} e^{-(ra/\sigma)^s}, \quad a \geq 0 \quad (9)$$

여기서  $s$ 는 shaping 변수이고,  $r = [(2/s)\Gamma(2/s)]^{1/2}$ 이다.  $s = 2$ 이면 Weibull 분포는 Rayleigh 분포를 하고,  $s = 1$ 이면 지수함수 분포를 한다.

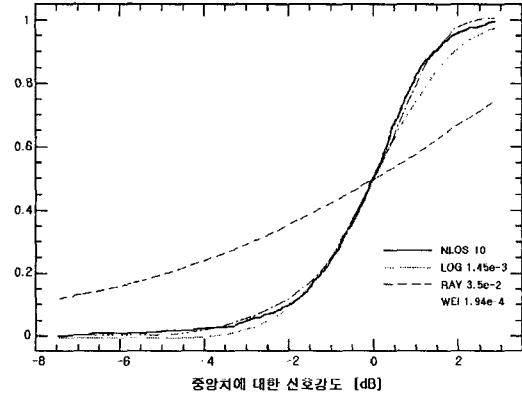
Nakagami 분포는 다음 식 (10)과 같다<sup>[37]</sup>.

$$f_A(a) = \frac{2m^m a^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} e^{-(ma^2/\Omega)}, \quad a \geq 0 \quad (10)$$

여기서  $\Omega$ 는 랜덤 변수의 제곱 평균이고,  $m$ 은 페이딩의 깊이를 나타내는 변수로서  $m = 1/2$ 인 경우 반쪽의 가우시안 확률 함수와 동일하며,  $m = 1$ 인 경우 Rayleigh 분포와 동일하다. 그리고  $1/2 \leq m \leq 1$ 인 경우는 Rayleigh 분포 보다 더욱 깊은 페이딩 분포를 나타내며,  $m \geq 1$ 인 경우 Rician 분포에 해당한다.

### 2-2-2 측정값과의 비교<sup>[38]</sup>

실내 LOS 조건과 NLOS 조건에서 측정된 데이터의 CDF를 이론적인 lognormal, Weibull, Rayleigh의 CDF와 평균자승에러를 이용하여 비교하여 나타낸 것이다. 평균자승에러가  $10^{-4}$  정도이면 이론적인 분포와 매우 잘 일치하는 것이고,  $10^{-3}$  정도이면 근소하게 일치, 그리고  $10^{-2}$  정도이면 잘 일치하지 않는 것으로 볼 수 있다. [그림 2]는 실내



[그림 2] 실내 NLOS 조건에서 측정된 데이터의 CDF와 이론적인 CDF와의 비교

NLOS 조건에서 10회 측정시 CDF와 이론적인 lognormal, Weibull, Rayleigh의 CDF와의 비교이다.

Rayleigh 분포와는 평균자승에러가  $3.5 \times 10^{-2}$  정도로 잘 일치하지 않았고, Weibull 분포와는 평균자승에러가  $1.94 \times 10^{-4}$  정도로 매우 잘 일치함을 알 수 있다. 그리고 lognormal 분포와는 평균자승에러가  $1.45 \times 10^{-3}$  정도로 상당히 근사함을 알 수 있다.

<표 3> LOS 조건과 NLOS 조건에서 매 측정 결과의 이론적인 분포들과의 평균자승에러

No.	LOS			NLOS		
	Lognormal	Weibull	Rayleigh	Lognormal	Weibull	Rayleigh
1	$2.63 \times 10^{-4}$	$5.68 \times 10^{-4}$	$8.17 \times 10^{-2}$	$1.68 \times 10^{-3}$	$2.51 \times 10^{-4}$	$7.44 \times 10^{-3}$
2	$6.00 \times 10^{-4}$	$8.83 \times 10^{-4}$	$3.47 \times 10^{-4}$	$1.43 \times 10^{-3}$	$8.40 \times 10^{-4}$	$2.36 \times 10^{-2}$
3	$5.50 \times 10^{-4}$	$2.16 \times 10^{-3}$	$3.60 \times 10^{-3}$	$3.27 \times 10^{-3}$	$5.93 \times 10^{-4}$	$6.51 \times 10^{-2}$
4	$1.36 \times 10^{-3}$	$4.86 \times 10^{-4}$	$6.15 \times 10^{-2}$	$3.29 \times 10^{-4}$	$5.50 \times 10^{-4}$	$3.28 \times 10^{-4}$
5	$9.40 \times 10^{-4}$	$1.46 \times 10^{-4}$	$8.01 \times 10^{-4}$	$4.59 \times 10^{-4}$	$5.35 \times 10^{-4}$	$9.51 \times 10^{-4}$
6	$2.36 \times 10^{-3}$	$2.04 \times 10^{-4}$	$2.16 \times 10^{-4}$	$2.02 \times 10^{-4}$	$1.50 \times 10^{-3}$	$2.42 \times 10^{-2}$
7	$4.01 \times 10^{-4}$	$4.17 \times 10^{-4}$	$5.76 \times 10^{-2}$	$1.73 \times 10^{-3}$	$2.63 \times 10^{-4}$	$4.93 \times 10^{-3}$
8	$4.11 \times 10^{-4}$	$1.41 \times 10^{-3}$	$1.89 \times 10^{-2}$	$3.07 \times 10^{-3}$	$5.63 \times 10^{-4}$	$2.49 \times 10^{-2}$
9	$5.21 \times 10^{-3}$	$1.83 \times 10^{-3}$	$6.92 \times 10^{-3}$	$1.52 \times 10^{-3}$	$1.44 \times 10^{-3}$	$9.84 \times 10^{-3}$
10	$1.50 \times 10^{-3}$	$4.04 \times 10^{-3}$	$5.23 \times 10^{-2}$	$1.45 \times 10^{-3}$	$1.94 \times 10^{-4}$	$3.50 \times 10^{-2}$
11	$3.98 \times 10^{-3}$	$9.71 \times 10^{-4}$	$9.60 \times 10^{-4}$			

〈표 3〉은 LOS 조건에서 11 회 측정시와 NLOS 조건에서 10 회 측정시 이론적인 분포들과의 평균 자승에러를 보여주고 있다. 측정 결과는 Rayleigh 분포와는 6 회가 매우 잘 맞았고, 5 회가 근사하고, 10 회는 잘 일치하지 않았으며, lognormal 분포와는 9 회가 매우 잘 맞았고, 12 회가 근사했다. 그리고 Weibull 분포와는 15 회가 매우 잘 맞았고, 6 회가 근사함을 알 수 있다. 이와 같이 실내 무선 전파전파환경에서의 수신신호의 포락선 분포는 Weibull 분포로 가장 근사하게 나타낼 수 있음을 알 수 있다.

### Ⅲ. 실내 무선환경에서의 협대역 및 광대역 신호의 측정<sup>[10],[16]</sup>

#### 3-1 전파측정 실험의 개요

측정장소로서는 일반적인 사무실 크기의 회의실을 이용하였으며, 가시거리 조건 및 송수신간에 장애물을 설치한 비가시거리 전파환경을 나타내는 측정장소와 측정경로(경로 1, 경로 2)를 [그림 3]에 나타내었다. 이 공간의 크기는 11.11 m × 7.99 m, 높이는 2.7 m이고, 2면은 유리창이며 2면은 콘크리트로 되어 있다.

측정 안테나는 슬리브 안테나와 4소자 notch 안테나로 구성된 무지향성 원형편파 안테나를 사용하였으며, 이는 각각 단독으로 사용하여 수직 및

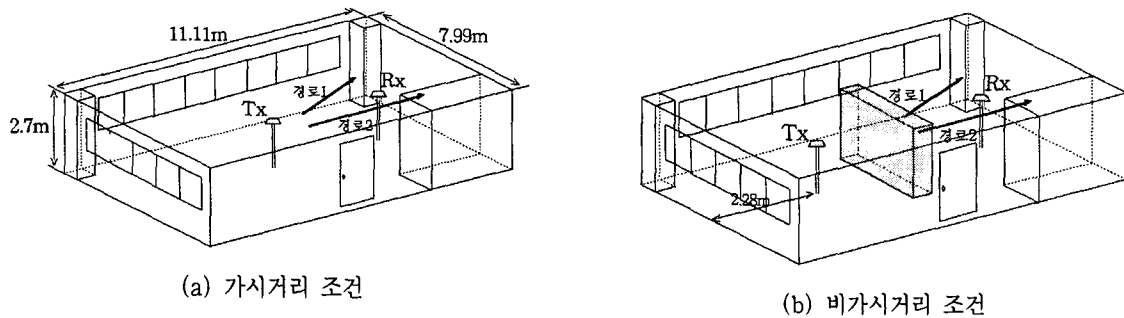
수평편파 안테나로도 사용이 가능하다.

#### 3-2 협대역 신호의 측정

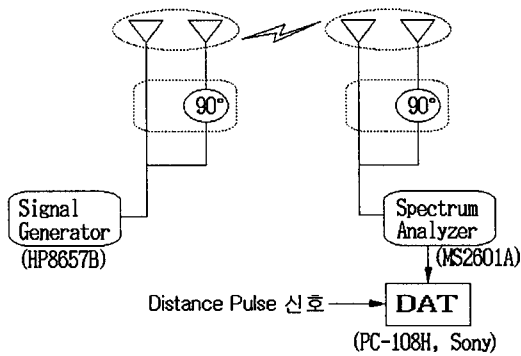
협대역 신호의 측정으로 [그림 4]의 측정시스템을 사용하였다. 송수신 안테나의 높이를 1.5 m로 고정시킨 후, 송신측에서는 신호 발생기(Signal Generator)를 이용하여 다른 무선 시스템에 간섭을 주지 않도록 아마추어 무선 주파수대에서 1298.75 MHz의 무변조파(송신전력 0 dBm)를 송신하였다. 그리고 수신측은 송신점으로부터 1 m 떨어진 지점으로부터 먼 방향쪽([그림 3]에서의 화살표 방향)으로 이동시키면서 스펙트럼 분석기(Spectrum Analyzer)를 통해 얻은 수신 신호강도와 거리펄스 신호를 DAT에 동시 기록한다. 다음으로 DAT에 기록된 거리정보와 신호강도를 PC를 이용해 일정거리 이동에 대한 신호강도 값을 얻는다. 이렇게 함으로써 송신점으로부터의 거리가 1 m인 지점에서 4.5 m 지점까지 0.0132 cm마다 신호강도의 변동을 경로 1과 경로 2에서 측정하였다. 측정된 데이터는 워크스테이션 상에서 A/D 변환 후 수신전계강도로 환산 처리된다.

#### 3-3 광대역 신호의 측정

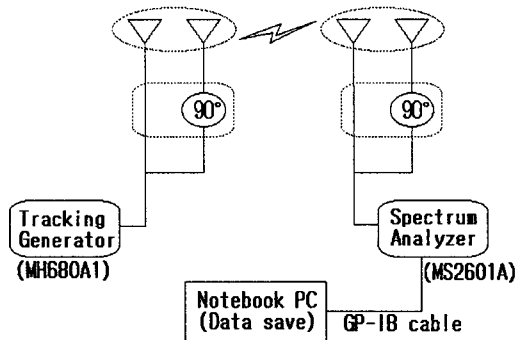
주파수 소인에 의한 광대역 신호의 대역내 진폭특성 측정에는 [그림 5]의 시스템을 사용하였다.



[그림 3] 측정장소와 측정경로



[그림 4] 협대역 신호의 이동측정 시스템



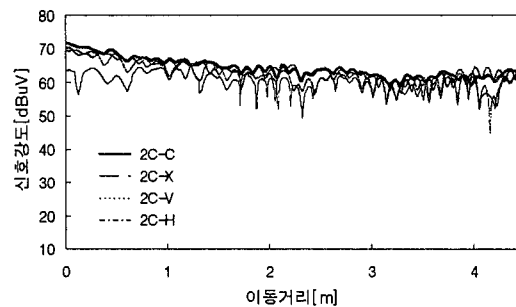
[그림 5] 광대역 측정 시스템

주파수 소인기(Tracking Generator)로부터 송신(송신전력 0 dBm)된 무변조 반송파를 스펙트럼 분석기에 의해 신호강도를 수신하여, 그 데이터를 GPIB를 통해 PC에 자동 기록된다. 이때 송신 주파수는 1100 MHz에서 1300 MHz까지의 200 MHz 대역의 주파수를 소인 한다. 측정시 경로 1, 2 상의 각 측정지점에서 수신기를 고정하여 200 MHz 대역내의 광대역 신호강도 특성을 측정하였다. 그리고 일반적으로 사무실에서는 책상 등의 위치가 사무실 중심 주위보다는 벽에 근접해 배치된다는 점을 고려하여 벽쪽으로 가까이 접근할수록 측정 간격을 짧게 하였다.

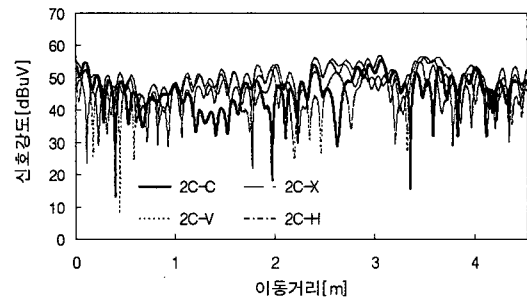
#### IV. 실내 무선환경에서 원형편파 다이버시티에 의한 페이딩 경감대책<sup>[9]~[21]</sup>

#### 4-1 원형편파에 의한 페이딩 개선 효과

실내 가시거리 전파 환경에서는 원형편파로 송수신한 경우 기수회 반사파 억제 효과로 인해 대역내 진폭특성 개선과 페이딩 경감효과가 우수하다. [그림 6]에서 알 수 있듯이 실내 가시거리 환경에서 원형편파 안테나를 이용하여 정선회 원형편파로 송수신한 경우(C-C)가 다른 여러 편파의 경우에 비해 신호강도의 심한 저하가 없고 전체적으로 페이딩이 크게 감소됨을 알 수 있다. 그러나 [그림 7]과 같이 비가시거리 조건에서는 정선회 원형편파로 송수신하더라도 페이딩이 심하며, 원형편파 안테나에 의한 페이딩 억제효과는 가시거리에 비하여 그다지 크지 않게 된다. 이와 같이 산란, 반사, 회절 등으로 인하여 편파특성이 잘 변하는



[그림 6] 가시거리 조건에서 신호강도 변동특성 (경로 2)



[그림 7] 비가시거리 조건에서의 신호강도 변동특성 (경로 2)

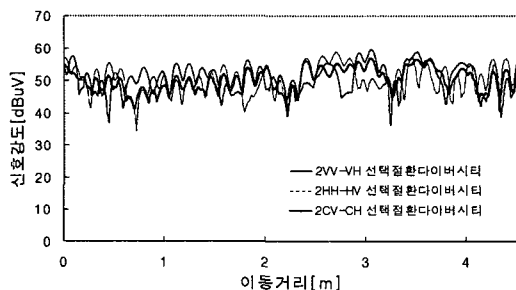
비가시거리 전파환경에서는 다중경로 페이딩을 경감시키기 위해 편파 다이버시티 수신법을 고려할 수 있다.

#### 4-2 원형편파 다이버시티에 의한 순시차 페이딩 개선 효과

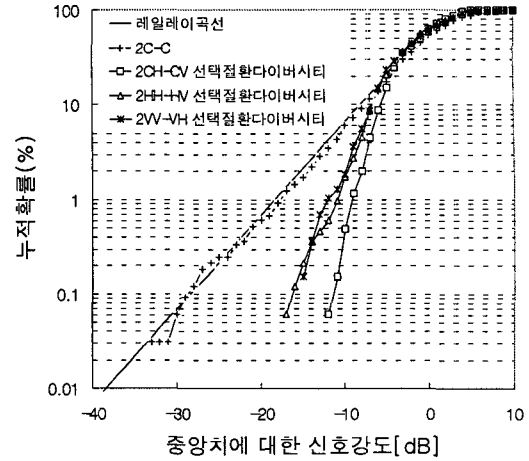
일반적으로 실내 비가시거리 전파환경에서 고려할 수 있는 편파 다이버시티 수신으로는 수직편파 및 수평편파를 송신하여 편파 다이버시티 수신하는 방법(VV-VH, HH-HV)이 있다. 그러나 원형편파로 송신하여 수직편파 및 수평편파 안테나로 수신하는(CV-CH) 브랜치를 구성하여, 두 브랜치 간에 역 상관 특성을 이용하여 편파 다이버시티 수신에 의하면 페이딩을 보다 효과적으로 개선할 수 있다. <표 4>는 각 편파 다이버시티 브랜치간의 상관계수를 경로 1 및 2에 대해 나타냈다. 이로부터 각 브랜치 간의 상관특성은 CV-CH, VV-VH, HH-HV 순으로 CV-CH가 가장 우수함을 알 수 있다.

<표 4> 브랜치간의 상관계수

	CV-CH	HH-HV	VV-VH
경로1	-0.05214	0.129469	-0.07705
경로2	-0.07499	0.06188	-0.02039



[그림 8] 각 편파 다이버시티에 대한 선택절환 수신 시뮬레이션



[그림 9] 그림 8의 누적 확률분포

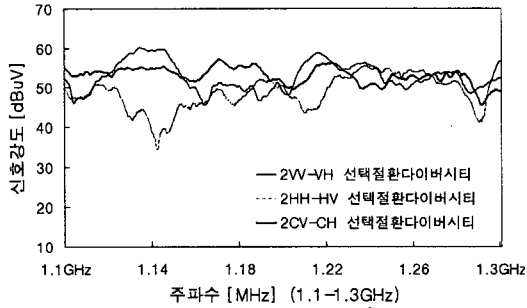
[그림 8]은 경로 2에서 각 편파 다이버시티 브랜치에 대한 선택절환 다이버시티 수신 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타낸 것이고, [그림 9]는 [그림 8]의 각각의 신호강도에 대한 누적 확률분포를 구하여 각 브랜치 방식에 의한 편파 다이버시티 효과를 비교하였다. 이와 같이 실내 비가시거리 전파환경에 있어서 다이버시티에 의한 페이딩 경감 대책은 원형편파를 이용한 CV-CH 브랜치의 구성이 가장 좋은 효과가 나타남을 알 수 있다.

#### 4-3 원형편파 다이버시티에 의한 광대역 페이딩 개선 효과

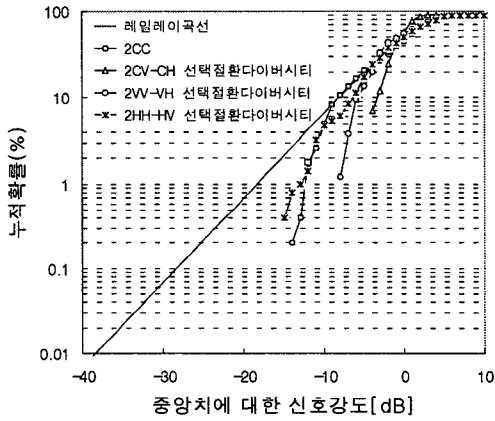
[그림 10]은 경로 2의 벽으로부터 240 cm 지점에서 1100 MHz부터 1300 MHz까지의 200 MHz 대역의 신호에 대한 각 편파 다이버시티 브랜치의 선택절환 다이버시티 수신 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. [그림 11]은 240 cm 측정지점에서의 다이버시티를 고려하지 않은 CC를 포함하여, [그림 10]의 CV-CH, VV-VH 및 HH-HV의 각각의 브랜치에 의한 선택절환 다이버시티 수신 시뮬레이션 결과로부터 누적확률분포를 구한 것이다.

<표 5>는 경로 1 및 2에서의 CV-CH, VV-VH





[그림 10] 광대역 신호의 편파 다이버시티 수신 시 물레이션 결과 (벽으로부터 240 cm)



[그림 11] 그림 10의 누적확률분포

및 HH-HV의 각각의 브랜치에 대한 상관계수를 각 측정지점에서 구한 값을 나타낸다. <표 5> 및 [그림 11]에서 알 수 있듯이 전반적으로 CV-CH의 두 브랜치에 의한 상관계수가 작아 편파 다이버시티 브랜치로서 CV-CH가 가장 효과적이라는 것을 알 수가 있다.

#### 4-4 XPD 보상에 의한 최적의 원형편파 다이버시티 구성<sup>[22]~[24]</sup>

다이버시티는 수신안테나의 두 브랜치가 서로 상반되는 비상관 특성을 강하게 보일 때 그 효과가 좋게 나타나게 된다. 즉 두 브랜치의 상호 상관

<표 5> 브랜치간의 상관계수

		CV-CH	HH-HV	VV-VH
경로 1	40	-0.24222	-0.31986	0.032813
	90	-0.09958	-0.08666	0.263236
	140	-0.01882	-0.36857	0.464487
	190	-0.46117	0.182339	-0.25399
	240	0.02924	-0.06127	-0.26688
	290	-0.02616	-0.28864	-0.2616
	340	-0.14176	-0.45101	-0.1999
	380	-0.06216	-0.26686	0.200186
경로 2	430	-0.23207	-0.37533	0.104206
	40	0.07041	-0.21572	-0.31651
	90	-0.33896	0.172764	0.075211
	140	0.003633	-0.30317	0.191559
	190	-0.01462	0.029462	0.14923
	240	-0.27616	0.340311	-0.39635
	290	-0.17018	0.07009	0.001295
	340	0.444684	0.113537	0.37022
	380	-0.07307	-0.08417	-0.08174
	430	-0.39863	-0.00403	-0.20721
490	-0.24972	-0.00539	0.167758	

계수가 작아질수록 다이버시티 효과는 크다. 그러나 상호 상관계수만으로 다이버시티의 효과를 평가하는 것은 공간 다이버시티처럼 두 브랜치간의 평균 수신 전계강도가 유사한 경우에는 잘 적용이 될 수 있지만, 편파 다이버시티처럼 두 브랜치간의 평균 수신 전계강도에 큰 차이가 있을 경우에는 상호 상관계수만으로는 평가하기가 곤란하다. 즉, 상관계수가 낮다고 하여 반드시 편파 다이버시티 효과가 좋을 것이라고 단정할 수 없으며, 편파 다이버시티를 평가하는 방법으로 상호 상관계수 외에 XPD(Cross Polarization Discrimination)를 포함시켜야 한다. XPD는 일반적으로 다음과 같은 식으

로 나타낸다<sup>[39]</sup>.

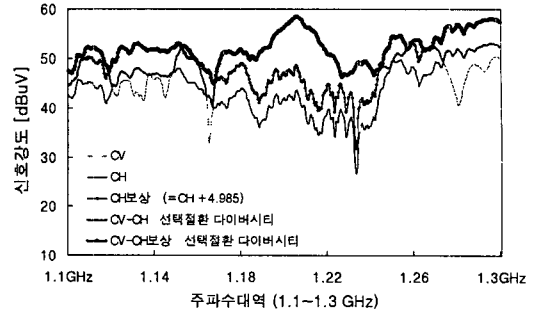
$$XPD = 10 \log_{10}$$

$$\frac{\text{동일편파 안테나에 의한 수신전력}}{\text{교차편파 안테나에 의한 수신전력}}$$

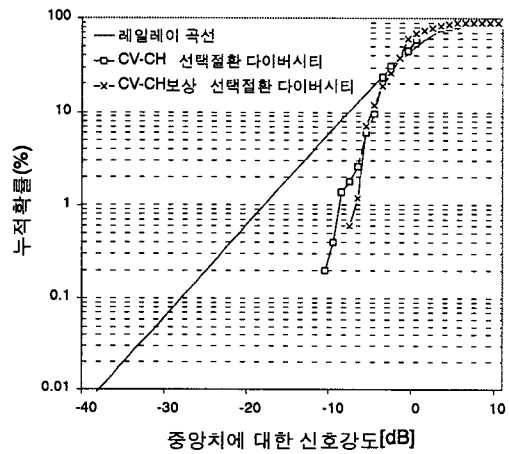
그러므로 가장 우수한 편파 다이버시티는 상관 계수 뿐만 아니라 XPD가 동시에 낮아야 한다. 지금까지 가장 우수한 편파 다이버시티로서 송신측에서 원형편파 안테나로 송신하고 수직 및 수평편파 안테나로 수신하는(CV-CH) 브랜치를 구성하여, 두 브랜치 간에 역 상관 특성을 이용한 편파 다이버시티 수신으로 페이딩을 효과적으로 경감할 수 있었다. 그러나 CV-CH의 편파 다이버시티를 보다 최적의 다이버시티 조건으로 하기 위해서는 XPD 값을 보다 낮게 하는 방법을 고려할 수 있다. 이에 XPD 값만큼 보상한 후 편파 다이버시티를 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 평가 해 보았다. [그림 11]은 원형편파로 송신하여 수직편파 안테나로 수신한 신호(CV)와 수평편파 안테나로 수신한 신호(CH) 중 CH의 경우에 대하여 XPD 값만큼 보상한 경우(CH보상)와 보상하지 않은 경우(CH)에 대해 선택결환 다이버시티 수신 시뮬레이션 결과이다. 그리고 [그림 12]는 [그림 11]의 보상을 한 경우와 행하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과에 대해 누적확률 분포도에 의해서 편파 다이버시티 효과를 비교한 것이다. [그림 12]에서 알 수 있듯이 보상한 경우가 보상하지 않은 경우에 비해 보다 우수한 페이딩 경감 효과가 있음을 알 수 있다.

## V. 실내무선 전파환경에서의 전계강도예측 기법

무선 시스템을 설계하는데 있어 문제는 얼마나 많은 송·수신기가 필요하며, 그것들이 건물내의 어디에 위치되어야 할 것인가를 결정하기가 어렵다는 것이다. 경제적인 이유와 무선 스펙트럼 보존에 있어, 송·수신기는 건물의 점유 영역 중 단



[그림 12] XPD를 보상한 경우와 보상하지 않은 경우의 광대역 신호강도 변동 특성



[그림 13] 그림 11의 누적확률 분포

지 원하는 영역에, 그리고 이웃하고 있는 점유 영역이 크게 겹치지 않게 위치되어야 한다. 하지만, 실내 전파 손실이 건물의 형태와 건물내에 있는 벽의 위치 및 구성물들에 크게 의존한다는 사실 때문에 송·수신기에 대한 최적의 위치 선정은 복잡하다.

### 5-1 예측기법의 발전추이

#### 5-1-1 측정 기반의 통계적 모델링

측정에 기반을 둔 통계적 모델링은 여러 가지 변수들을 이용한 수학적인 기술에 기반을 두고 있

다. 대표적인 영역에서의 측정으로부터 얻어진 통계치는 모든 점유영역에 대한 보다 일반화된 모델을 개발하기 위해 확장된다. 일반적으로 외부 점유 영역 내에서 건물 부지에 대한 항목이나 또는 한 건물내의 사무실에 관한 배치를 통합하지는 않는다. 통계적인 모델은 모든 영역을 유한한 수의 환경으로 분류하고, 모든 건물을 몇 가지 부류의 건물로 나눈다.

#### (1) 광대역 시간영역 통계적 모델링

채널의 시간 영역 특성을 기술하는 데 이용되는 수학적 모델은 선형 필터로서 동작하는 전파 매체로 가정한다. 그리고, 아래의 식과 같이, 다른 경로를 따라 도착하는 신호의 위상  $\{\phi_i\}$ , 진폭  $\{\beta_i\}$ , 지연  $\{\tau_i\}$ 의 함수인 임펄스 응답  $h(\tau, t)$ 로써 정의된다<sup>[40]</sup>.

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^L \beta_i \delta(t - \tau_i) e^{j\phi_i} \quad (11)$$

#### ① Path Arrival Times

경로 도착에 대한 간단한 통계적인 모델은 Poisson process로 한다. Poisson process는 고정된 평균값  $\lambda$ 에서 발생한 전체적으로 랜덤한 사건에 대한 one-parameter 모델이다. 이론적인 Poisson 경로 분포에 대한 확률  $P_N(l)$ 은 아래와 같이 주어진다.

$$P_N(l) = \frac{\lambda^l}{l!} e^{-\lambda} \quad (12)$$

여기서,  $l$ 은 경로의 인덱스이고,  $\lambda$ 는 평균 경로 도착율이다.

#### ② Path Amplitudes

Path amplitude를 모델링하는 가장 간단한 방법은 각 측정 경로가 측정 시스템에 의해 구별할 수

없을 정도로 서로에게 매우 가깝게 도착하는 여러 경로의 위상의 합이라고 가정하는 것이다. Time scale을 일정하게 나누고, 경로에서 발견된 bins의 path amplitude를 기록한다. 그 다음, 진폭 변동의 통계치는 각 개별적인 bin에 대해 분석된다.

무선 채널의 비균질성은 하나의 지연으로부터 또다른 것까지 평균과 진폭에서의 편차를 야기한다. 이들 변하는 변수들을 시뮬레이션 하기 위해, 편차에 대한 분포를 알 필요가 있다. Lognormal 분포 대 지연의 평균과 표준 편차의 scatter plot은  $Ae^{-\tau/T} + B$ 형태의 지수 함수와 꼭 맞다. 여기서  $T$ 는 감쇠율,  $\tau$ 는 지연, 그리고  $A$ 와  $B$ 는 상수이다<sup>[41]</sup>.

#### (2) 광대역 주파수 영역 채널 모델링

주파수 영역 모델링에서, 채널 주파수 응답 측정은 채널의 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 통계적인 모델의 개발에 이용된다.

#### ① Autoregressive (AR) 모델링

AR 모델에서, 각 위치에서의 주파수 응답은 아래의 식에 주어지는 order  $p$ 에 대한 AR process로 구현된다.

$$H(f_n; t) - \sum_{i=1}^p a_i H(f_{n-i}, t) = V(f_n) \quad (13)$$

여기서,  $H(f_n; t)$ 는 주어진 위치에서 복소 주파수 영역 측정의  $n$ 번째 샘플이고,  $V(f_n)$ 은 주파수  $f_n$ 에서의 실제 주파수 응답치와 주파수 응답의 마지막  $p$  샘플에 기초를 둔 이것의 추정치 사이의 에러를 나타내는 복소 백색 잡음 과정이다<sup>[42]</sup>.

#### 5-1-2 전파전파 식에 의한 직접적인 해석 방법

건물내 전파전파 모델은 점유 영역의 구조 또는

건물의 외형에 의해 결정되는 경계에서의 무선 전파식의 직접적인 해석에 기반을 두고 있다. Ray tracing 기술은 무선파의 분석을 위한 간단한 대략치를 제공한다. 또다른 접근은 유한차분 시간영역(FDTD : finite-difference time-domain) 기술을 이용한 Maxwell 방정식의 수치적인 해석이다.

### (1) Ray Tracing 알고리즘

한 ray가 벽과 마주치게 되면, 반사파와 벽을 거친 투과파 등 두 가지의 경로가 나타난다. 이러한 반사 및 투과된 경로를 결정하기 위해 ray-shooting 기술을 이용한다<sup>[43]</sup>. Ray-shooting 알고리즘은 다중 경로 전파의 문제에 직관적으로 간단한 접근이다. Ray의 pincushion은 송신기로부터 보내지고, 각 ray의 처리는 환경을 통해 ray가 수신기를 가로지르거나 또는 수신 신호에서 이것의 기여가 무시할 수 있을 만큼 충분한 전력 손실을 가질 때까지 추적된다. 도착 시간, 강도, 위상, 그리고 도착의 방향은 수신기를 가로지르는 각 ray에 대해 기록된다. 일단, 모든 ray가 완료될 때까지 추적되어진다면, 채널 임펄스 응답은 형성된다. 이 알고리즘의 실행에서, ray는 실제 부채꼴의 형태로써 다루어진다. Ray-shooting 접근법은 작은 실내 영역과 같은 많은 불규칙한 물체를 가진 영역들에 대해 적당하다.

### ① 반사

송신된 전파가 벽이나 또는 다른 표면과 마주쳤을 때, 그 에너지 중 일부는 반사 및 표면을 따라 투과되고 나머지는 흡수된다. 벽에서 정의되어질 수 있는 세 가지의 ray는 입사 ray, 반사 ray, 그리고 투과 ray가 있다. 투과파의 각은 입사파의 각과 동일한 것으로 가정한다. 그리고, 반사파의 각은 반사표면의 방위에 의해 결정된다. 반사 및 투과된 에너지의 양은 입사각과 마찬가지로 구조물에 의해 결정된다. 또한, Ray의 위상은 반사 또는 투과

에 의해 영향을 받는다. 반사파에서는 180° 위상반전이 발생하고, 굴절파에서는 어떠한 위상변화도 없음을 추정할 수 있다. 부드러운 평면에 걸친 수평 및 수직성분에 대한 반사계수는 아래와 같이 주어진다<sup>[44]</sup>.

$$R_{s,h} = \frac{E_{r,h}}{E_{i,h}} = \frac{\sin \phi - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}}{\sin \phi + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}} \quad (14)$$

$$R_{s,v} = \frac{E_{r,v}}{E_{i,v}} = \frac{\epsilon \sin \phi - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}}{\epsilon \sin \phi + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}} \quad (15)$$

여기서,  $R_{s,h}$ 와  $R_{s,v}$ 는 각각 수직편파 및 수평편파의 반사계수이며,  $\phi$ 는 입사각,  $\epsilon$ 은 복소 유전율이다.

### ② 투과

벽투과 계수는 벽에 따른 반사계수와 감쇠로부터 계산된다. 여기서는 실내 무선 채널에서 벽을 통한 투과에 대한 세 가지의 간단한 모델을 소개한다.

첫 번째 모델은 벽에서 어떠한 에너지 손실도 없다고 가정한다. 즉, 모든 에너지는 투과되거나, 반사된다. 이 모델에 대한 수평과 수직 성분 모두에 대한 투과 계수는 아래에 주어진 식과 같다.

$$T_{(h,v)} = \sqrt{1 + R_{(h,v)}^2} \quad (16)$$

두 번째 모델은 항상 다소의 손실이 있으며, 벽의 첫 번째 및 두 번째 층에 대한 손실을 포함한다고 가정한다. 이것은 벽의 양쪽 경계를 포함하는 모델이다. 이 경우의 수직 및 수평 투과계수는 아래와 같이 주어진다.

$$T_{(h,v)} = \sqrt{(1 - R_{1,(h,v)}^2)(1 - R_{2,(h,v)}^2)} \quad (17)$$

마지막 모델은 벽을 따라 3 dB의 에너지 손실이

있다고 가정하고, 다음과 같이 정의한다.

$$T_{(h,v)} = \sqrt{0.5(1 - R_{(h,v)}^2)} \quad (18)$$

### ③ 회절

일반적인 회절에서는 각  $\phi$ 로 코너에 부딪힌 전파는 모든 방향으로 회절되고, 회절된 전파 중 하나만이 각  $\phi'$ 로 수신기에 도달한다. 회절된 전파는 회절 계수에 의해 감쇠되며, 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} D_{h,v} = & \frac{-e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k}} \left[ \cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) \right. \\ & \cdot F(kLa^+(\phi - \phi')) + \cot\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) \\ & \cdot F(kLa^-(\phi - \phi')) + R_{\alpha(h,v)} \cot \\ & \cdot \left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^-(\phi + \phi')) \\ & + R_{n(h,v)} \cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) \\ & \cdot F(kLa^+(\phi - \phi')) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서,  $R_{\alpha(h,v)}$ 와  $R_{n(h,v)}$ 는 입사 모서리 면 및 반대편 모서리 면에 대한 반사계수이며, 함수  $F(x)$ 는 Fresnel 상수이다<sup>[45]</sup>.

### ④ 산란

전자파가 거칠거나 또는 일정치 않은 표면을 만났을 때 산란한다는 것은 잘 알려져 있다. 층돌 전파의 주파수가 증가함에 따라, 파장은 감소하고 표면의 거칠 정도는 산란을 증가시킨다. 산란 처리를 모델화 하기 위해, ray의 교차와 방사 지점으로써 표면을 다루어야 한다. 이 지점으로부터 방사된 신호는 특별한 방사 패턴을 가질 것이며, 그 패턴내의 신호는 마치 자유 공간에서와 같이 전파한다. 그리고, 그 전력은 방사 지점으로부터 거리의 자승에 반비례한다. Lambertian 법칙의 상세한 산란

모델이 수식적으로 유용하다<sup>[44]</sup>.

### (2) 유한차분 시간영역(FDTD: Finite Difference Time Domain) 알고리즘

비록 ray-tracing 모델이 효과적으로 실내와 실외 응용에서 무선 전파 특성들을 효과적으로 예측할 수 있다하더라도, 이들 기술은 전자파 전파식에 대한 직접적인 해에 단지 대략치일 뿐이다. 무선 전파 시뮬레이션에 대한 이상적인 방법은 수식적으로 Maxwell 방정식을 해석하는 것이다. 지정된 영역에 걸친 이들 미분 식의 수식적인 해는 반복적으로 결정되어야하는 수많은 지점의 선택을 요구한다. 이들 지점의 선택에 대한 조직적인 방법은 어떤 상술된 규칙을 이용해 영역에 걸쳐 격자를 그리는 것이다. 격자내의 mesh를 결정하고, mesh의 마디에서 식을 해석한다.

서로 엇갈리는 격자상에 전계와 자계를 위치시키고, 대략적인 초기상태를 지정함으로써, FDTD 알고리즘은 spatial과 temporal 도함수 모두에 접근하기 위해 중앙 미분을 이용하여 Maxwell 방정식을 직접적으로 해석한다. 전체 격자에 걸친 전계와 자계의 분포는 시간내에서 증가하게 계산되어진다. 그리고, 시뮬레이션이 끝났을 때, 전파 특성은 영역내의 모든 위치에서 구해지게 된다.

초기의 FDTD 알고리즘은 직사각형 격자를 이용했고, 꼭면과 기울어진 곳은 계단 형태로 근사화되었다. 이것은 만약, 격자 크기가 매우 작게 만들어지지 않는다면, 큰 오류를 산출할 수 있음을 의미한다. 이 어려움을 피하기 위해, non-orthogonal 4각 격자가 1983년 Holland에 의해 소개되었다<sup>[46]</sup>. Maxwell 방정식을 수식적으로 비대칭의 FDTD 알고리즘을 이용해 해석함으로써, 영역내의 전계 분포는 시간적으로 증가하게된다. 결국, spatial과 temporal field 분포로부터 전파 특성이 얻어진다.

### 5-2 결정론적 모델과 통계적 모델과의 비교

통계적인 모델에 대한 개발은 구하고자 하는 환경에 대해 정확한 데이터 베이스를 수집하기 위한 상당한 노력을 수반할 수 있다. 하지만, 컴퓨터 상에서의 통계적인 모델의 실행은 최소의 계산 자원을 요구한다. 반면, 결정론적인(deterministic) 모델의 개발은 어떠한 측정도 요구하지 않는다. 하지만, ray-tracing과 FDTD 모델 모두의 실행은 항상 확장된 계산 자원을 요구한다.

Ray-tracing 방법에서 요구하는 계산 시간은 영역의 설계에 포함된 세부사항의 복잡도에 따라 지수적으로 증가하지만, 영역의 크기가 반드시 계산 시간을 증가시키는 것은 아니다. Ray-tracing 기술의 응용은 다른 적용 영역에 대해 다른 분석적인 접근을 포함시킴으로써 일반화되어질 것이다. 실내에서는 투과와 반사가 지배적이며, 실외에서는 회절과 반사가 가장 중요하게 고려된다.

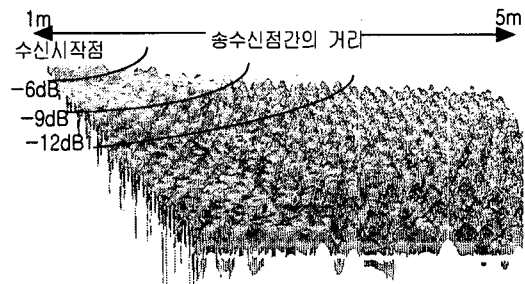
FDTD 방법의 계산 시간은 영역의 크기에 비례하고, 부가된 구조의 세부사항은 계산 시간에 중요한 영향을 미치지 않는다. 하지만, 계산에 이용되는 node의 총수는 영역의 크기와 동작 주파수에 지수적으로 관계한다. 일반적으로, ray-tracing 기술은 큰 영역에서의 무선 전파 연구에 대해 적당하며, 반면 FDTD 접근은 보다 작은 영역에 대해 적절하다.

### 5-3 본 연구팀의 연구기법<sup>[25]~[28]</sup>

본 연구팀에서는 [그림 3]과 같은 실제 측정된 공간과 동일한 조건의 변수를 적용하여, 조감도의 1/4크기인 장방형공간을 대상으로 한 시뮬레이터를 구현하였다. 또한 시뮬레이션 결과에 의한 수신전계강도는 측정결과와의 비교에서 오차가 거의 없음을 확인하였다.

#### 5-3-1 LOS환경

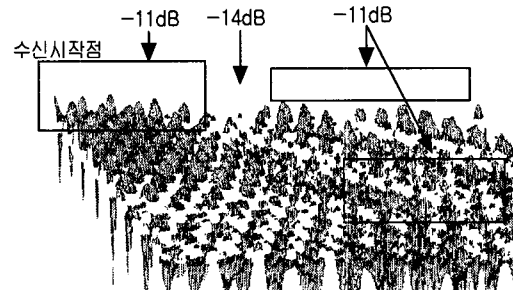
[그림 13]은 주파수가 1298.75 MHz일 때의 수신전계강도 분포특성을 3D로 구현한 결과이다. 본 연구에서 개발한 시뮬레이터는 사용자가 전체적인 전계강도분포를 가늠할 수 있도록, 각 dB치마다 다른 색으로써 표현하였다.



[그림 14] LOS환경에서 시뮬레이터에 의한 수신전계강도 분포 특성

#### 5-3-2 NLOS환경

[그림 14]는 NLOS환경에서 주파수가 1298.75 MHz일 때의 수신전계강도 분포특성을 3D로 구현한 결과이다. 그림에서 하얗게 표시된 부분은 수신전계강도가 거의 0 dB인 지점들이다. LOS환경의 결과와 비교해보면, 전체적으로 고르게 분포하고 있지만, 낮은 dB치를 보인다. 그리고, 장애물에 가까운 수신시작점보다는 송신기에서 멀리 떨어진 곳의 dB치가 높음을 확인할 수 있다.



[그림 15] NLOS환경에서 시뮬레이터에 의한 수신전계강도 분포 특성

## VI. 결 론

본 논문에서는 실내무선 전파환경에서의 페이딩 경감대책과 수신전계강도 예측기법을 소개하였다.

고속 광대역 무선 전송이 요구되는 차세대 이동 무선 통신환경에서의 협대역 및 광대역 페이딩 경감대책을 검토하기 위해, 건물내 다중경로 전파환경에서 수평면내 무지향성 원형편파 안테나를 이용하여 순시치 전력의 이동측정 및 광대역 측정을 행하였다. 실내 무선 전파환경의 가시거리 조건에서 전파특성 개선에 대한 검토 결과, 원형편파로 송수신한 경우 기수회 반사파 억제 효과로 인해 대역내 진폭특성 개선과 페이딩 경감효과가 우수하였으나, 비가시거리 조건에서는 원형편파로 송수신 하더라도 산란, 반사, 회절 등으로 인하여 편파특성이 변화하여 대역내 진폭편차 특성 및 페이딩이 크게 개선되지 않는다. 실내 비가시거리 조건에서는 원형편파로 송신하고 수직 및 수평편파로 수신하는 다이버시티 브랜치를 구성하면 대역내 진폭편차 특성과 다중경로파에 의한 페이딩을 보다 효과적으로 경감할 수 있다. 그리고 보다 최적의 원형편파 다이버시티를 구성하기 위해 XPD 보상 방법을 제시하여 이를 시뮬레이션을 통해 검토해 보았다. 그 결과 보상을 행한 경우의 원형편파 다이버시티 브랜치가 보상을 하지 않은 경우에 비해 보다 우수한 페이딩 경감 효과가 있음을 알 수 있었다.

또한 본 논문에서는 실내 무선환경에서 Site-Modeling을 위한 Ray-tracing 기법과 FDTD 기법을 이용한 전계강도 예측 시뮬레이터에 대해 간단히 설명하였고, 본 연구실에서 개발한 Ray-tracing 기법을 적용한 전계강도 예측 시뮬레이터에 의한 가시거리 조건과 비가시거리 조건에서의 시뮬레이션 결과를 실측치와 비교 검토해 보았다. 본 연구실의 시뮬레이터는 집약적인 기술을 요구하지는

않지만, 이전의 광범위한 경험적인 측정에서 발생했던 많은 시간과 비용을 줄이면서도, 실측치와 거의 오차가 없는 결과를 산출할 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] 김영수, "무선 LAN 연구개발 동향", 학연산 연구론티회 발표집, 한국과학재단, 178호, 1996.
- [2] Alexander, S. E., "Radio Propagation within buildings at 900 MHz", *IEEE Proceeding, International Conference on Antenna and Propagation*, New York, pp. 177-180, 1983.
- [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, Dec. 1985, New orleans.
- [4] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communication in Multifloored Buildings", *IEEE Trans., Ant. Prop.*, vol. 40, no. 2, Feb. 1992.
- [5] Slaer., A. M., Valenzuela, R. A., "A Statical Model for Indoor Multipath Propagation", *Journal of Selected Areas Commu.* vol. 5, no. 2, pp. 128-137, May 1987.
- [6] Sexton T., Pahlavan K. "Adaptive Equalization of Radio Indoor Channels", *Proceedings of IEEE MILCOM*, Nov. 1998, San Diego, California.
- [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*, (New Orleans), pp. 32.5.1-1.6, 1985.
- [8] Pahlavan, K., "Wireless data communication

- techniques for indoor application”, *Proceeding of the IEEE International Conference of communications*. (Chicago, Apr.), pp. 3.1.1-7, 1985.
- [9] 하덕호, “차세대 이동통신에서의 광대역 전파 특성연구(I) - 실내에서의 광대역 전파특성 측정-”, 한국전자파학회 논문지, vol. 9, no. 2, pp. 265-277, 1998. 4.
- [10] 하덕호, “원형편파 안테나에 의한 실내 광대역 전파특성 개선 연구”, 한국이동통신(주), 중앙연구원, *Telecommunications Review*, 제 6권, 제3호, pp. 289-303, 1996. 6.
- [11] Deock-Ho Ha, Jae-Ho Lee, Dae-Seok Chang, Toshiyuki Maeyama, Fumio Ikegami, “An Analysis Indoor Propagation Characteristics Using by Frequency Sweeping Method”, EIC, *IEEE 2nd international workshop on multi-dimensional mobile, communications (MDMC'96)*, pp. 206-210, July 18-20, 1996, Seoul, Korea.
- [12] Jin-Dam Mok, Young-Hwan Lee, Sung-Woo Jeon, Deock-Ho Ha, “The Optimum Propagation Conditions of Polarization Diversity Reception in Indoor Wireless Communications”, 한국통신학회 논문지, 제23권 제3호, pp. 507-516, 1998. 4.
- [13] Deock-Ho Ha, Sung-Woo Jeon, “An Analysis on Optimum Condition for Polarization Diversity Reception under Indoor Radio Propagation Environments”, *Telecommunication Review*, 제7권 6호, pp. 874-889, 1997. 12.
- [14] 전성우, 하덕호, “실내무선환경에서의 편파 다이버시티 수신에 관한 연구”, 연세대학교 전파통신공동연구소, *電波通信 論文誌*, 제3권, 제1호, pp. 94-102, 1997. 3.
- [15] 이재호, 하덕호, “실내무선통신의 고속전송을 위한 광대역 전파특성 해석”, 연세대학교 전파통신공동연구소, *電波通信 論文誌*, 제3권, 제1호, pp. 1-7, 1997. 3.
- [16] 하덕호, “차세대 이동통신에서의 편파 다이버시티 방식에 관한 고찰”, 한국통신학회, 정보통신의 날 기념 논문집, 1997. 4.
- [17] Hee-Chang Jung, Jin-Dam Mock, Deock-Ho Ha, “Analysis of Wideband Propagation Characteristics for The High Transmission Rate in Indoor Radio Channels”, *Proceedings of IEEE VTC'98*, vol. 1, pp. 298-302, May 1998, Ottawa, Canada.
- [18] Deock-Ho Ha, Sung-Woo Jeon, Jae-Ho Lee, “A Study on Optimum Condition of Polarization Diversity Reception in Indoor Wireless Environments”, *The 2nd CDMA International Conference (CIC'97)*, The Shilla, Seoul, Korea, Oct. 21-24, 1997.
- [19] Deock-Ho Ha, Sung-Woo Jeon, Jae-Ho Lee, Fumio Ikegami, “A Study of Polarization Diversity in Indoor Mobile Radio Propagation Environments”, *3RD ASIA-PACIFIC Conference on Communication (APCC'97)*, Sydney, Australia, December, 7-10, 1997.
- [20] 하덕호, 윤영석, “차세대 이동통신에서의 광대역 전파특성연구(II) -편파 다이버시티를 이용한 실내에서의 광대역 전파특성 개선-”, 한국전자파학회 논문지, 1999. 2.
- [21] Hee-Chang Jung, Seung-Keun Park, Deock-Ho Ha, “A Study on Polarization Diversity for The Next Generation Mobile Radio Communications”, *Journal of Electrical Engineering and Information Science*, vol. 3, no. 1, pp. 117-125, 1998. 2.
- [22] 이주현, 윤영석, 하덕호, “실내 무선 환경에서 최적 편파 다이버시티 구성을 위한 XPD 보



- 상방법에 관한 연구”, 한국전자과학회, 1998  
년도 종합학술발표회, pp. 83-86, 1998. 11.  
28, 경희대학교.
- [23] 김병욱, 이주현, 윤영석, 하덕호, “실내무선 환  
경에서의 편파 다이버시티 최적구성에 관한  
연구”, 1998년도 춘계 마이크로파 및 전파 학  
술대회 논문집, vol. 21 no.1, pp. 473-476,  
1998. 5. 23, 서울대학교.
- [24] Byung-Ok Kim, Ju-Hyon Lee, Deock-Ho  
Ha, Fumio Ikegami, “A Study on the  
Optimum Polarization Diversity Considering  
XPD in Indoor Radio Environments”,  
*KJJC-AP/EMC/EMT'98*, Sept. 3-5, 1998,  
Pusan Paradise Beach Hotel, Korea.
- [25] 김창영, 하덕호, “실내 무선 환경에서의 결정  
론적 Ray Launching 알고리즘을 이용한 무  
선 채널 특성 예측에 관한 연구”, 한국통신학  
회·대한전자공학회, 1998년도 추계합동학술  
논문발표회 논문집, pp. 220-225, 1998. 12. 5,  
경상대학교.
- [26] 김창영, 하덕호, “실내 무선 환경에서의 수신  
전계강도에 대한 시뮬레이터 구현”, 1998년도  
추계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집,  
vol. 21 no. 2, pp. 335-338, 1998. 9. 26, 영남  
대학교.
- [27] 김창영, 하덕호, “Indoor Site-Modeling을 위  
한 3-D Ray-tracing 시뮬레이터 구현에 관한  
연구”, 1998년 한국전자과학회 영남지부 학술  
발표회 논문집, pp. 92-96, 1998. 7. 4, 금오공  
과대학교.
- [28] 이재호, 장대석, 하덕호, “실내 Cell 플래닝을  
위한 수신전계강도 분포특성 시뮬레이터 구  
현”, 1997년도 하계종합학술발표회 논문집,  
한국통신학회, 1997. 7. 4-5., 동의대학교.
- [29] Cox, D. C., Murray, R. R., and Norris, A. W.,  
“Measurements of 800 MHz Radio Trans-  
mission into Buildings with Metallic Walls”,  
*Bell Systems Technical Journal*, vol. 62, no. 9,  
pp. 2695-2717, November 1983.
- [30] Alexander, S. E., “Radio Propagation Wighin  
Buildings at 900 MHz”, *Electronics Letters*,  
vol. 18, no. 21, pp. 913-914, 1982.
- [31] Anderson, J. B., Rappaport, T. S., Yoshida, S.,  
“Propagation Measurements and Models for  
Wireless Communications Channels”, *IEEE  
Communications Magazine*, November 1994.
- [32] Akerberg, D., “Properties of a TDMA Pico-  
cellular Office Communication System”,  
*IEEE Globecom*, pp. 1343-1349, December  
1988.
- [33] Seidel, S. Y., Rappaport, T. S., “914 MHz path  
loss prediction models for indoor wireless  
communications in multifloored buildings”,  
*IEEE Transactions on Antennas and Pro-  
pagation*, vol. 40, no. 2, pp. 207-217, Fe-  
bruary 1992.
- [34] Devasirvatham, D. M. J., Banerjee, C., Krain,  
M.J., Rappapor, D. A., “Multi-frequency Ra-  
diowave Propagation Measurements in the  
Portable Radio Environment”, *IEEE Inter-  
national Conference on Communications*, pp.  
1334-1340, 1990.
- [35] H. Suzuki, “A Statistical Model for Urban  
Radio Propagation: Multipath Character-  
ics in New York City”, *IEEE Trans. Co-  
un.*, COM-25, 673-680, 1977.
- [36] R. W. Lorenz, “Theoretical Distribution Fun-  
ctions of Multipath Fading in a Mobile Radio  
and Determination of Their Parameters by  
Measurement”, *Deusche Bundespost Forsch-  
ngnstiut, Technischer Bericht*, FI 455 TBr  
66, March 1979, German.

- [37] M. Nakagami, "The *m*-Distribution-A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading: in Statistical Methods of Radio Wave Propagation", Pergamon Press, Elmford, NY, 1960.
- [38] Kaveh Pahlavan, Allen H. Levesque, *Wireless Information Networks*, John Wiley Sons, 1995.
- [39] 進士昌明編著, "無線通信の電波伝搬", 社団法人 電子情報通信學會, 1992.
- [40] G. L. Turin et al., "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, VT 21, 1-9, 1972.
- [41] R. Ganesh, "Time Domain Measurements, Modeling, and Simulation of the Indoor Radio Channel", *Ph.D. Thesis*, Worcester Polytechnic Institute, May 1991.
- [42] S. L. Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.
- [43] F. Ikegami, T. Takeuchi, S. Yoshida, "Theoretical Prediction of Mean Field Strength for Urban Mobile Radio", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 39, 229-302, 1991.
- [44] H. R. Anderson, "A Ray-Tracing Propagation Model for Digital Broadcast Systems in Urban Areas", *IEEE Trans. Broadcasting*, AB-39, 309-317, 1993.
- [45] R. J. Luebbers, "Propagation Prediction for Hilly Terrain Using GTD Wedge Diffraction", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, AP-32, 951-955, 1984.
- [46] R. Holland, "Finite Difference Solutions of Maxwell's Equations in Generalized Non-orthogonal Coordinates", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-30, 4689-4691, 1983.

≡필자소개≡

하 덕 호

1979년 2월: 한양대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1984년 3월: 일본 Kyoto 대학 전자공학과(공학석사)

1987년 3월: 일본 Kyoto 대학 전자공학과(공학박사)



1974년 2월~1976년 11월: 군복무(공군30단, 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, 본학회 평의원

[주 관심분야] 실내의 전파특성 모델링, Cellular engineering, Diversity system, 디지털 이동통신방식, 등화기술, Channel coding, 무선 LAN 시스템 등