

## 이동통신에서의 전파 전파 문제

李 赫 宰

韓國電子通信研究所 無線通信開發團 電波技術部長

### I. 서 론

이동통신에서의 전파전송은, 이동국의 목적에 따라 육상, 해상, 항공이동통신 용도로 구별되어 진다. 육상이동 전파는 자동차나 열차를 대상으로 하는 차재용통신과 개인을 대상으로 하는 휴대용통신으로 구분하고, 해상이나 항공이동 통신은 말 그대로 선박이나 항공기를 대상으로 하는 전파전송 방식이다.

그림 1에서 이동통신에서의 전파전송을 종류별로 분류하여 보여지고 있다.

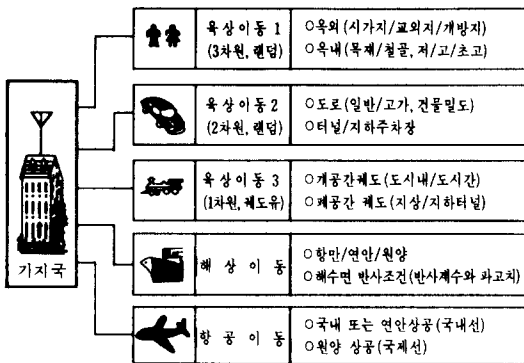


그림 1. 이동통신에 있어서의 전파 전파 분류

개인을 대상으로 하는 휴대 통신전파 전송에는 일반적으로 육외이동 전파와, 건물내 통신특유의 육내 이동전파 특성이 고려되는 데, 이에는 건물의 구조나 재질에 따라 많이 달라진다. 그외에 육내와 육외상

호간의 이동통신전파(무선 호출기)도 고려되어지며, 또 지하도나 터널내에서 등의 폐공간에서의 전송도 파 mode나 누설동축케이블(leakage cable)에 의한 전파방식도 이용되고 있다.

근래에는 통신위성 기술의 발달로 선박이나 항공기를 대상으로 하는 이동통신분야가 차량까지 서비스대상을 확장하고 있어, 위성중계에 의한 전파 방식도 많이 연구되고 있다.

그림 2에서 이동통신에서의 전파전송 특성을 특징 지워주는 주요 요인등이 도시되어 있고, 그 자세한 사항이 본 고에서 설명하고자 하는 내용이다. 기지국이나 이동국의 안테나, 복사 패턴 및 실효 높이등은 육, 해, 공 모든 경우에서 실용적인 통신시스템을 구성하는 설계요소로서 선정되어지는 중요한 사항이다. 이러한 조건중에서 특히 자연현상인 전파전송의 해석을 정성화하고, 가능하다면 정량화하는 것은 송신 출력, 통신유효거리, 간섭조건, 통화품질 및 전파의 공간적 재이용등에 활용되는 기본변수로서, 신호전송 기술, 다이버시티기술, 안테나 기술등과 함께 이동통신기술의 기본기술을 이룬다.

논문제목이 나타내는 대상 및 범위가 광대함에 따라, 본 고에서는 내용을 이동통신서비스중에서 주요 대상인 육상이동통신 분야로 국한하여 설명하고자 한다.

### II. 전파전파 특성의 이론적 해석

#### 1. 자유공간 전송

이상적인 진공매질에서의 전파전파(직접파)를 나타내며, 모든 실제적인 전송조건에서 상대적인 전송 손실의 기준치로 쓰인다. 송신출력( $P_t$ )인 신호가 안테나 이득( $G_t$ )인 안테나에 의하여 송출되었을 때, 거

이 동 체	전 파 로 모 델	전 파 메 카 니 즘	취급방법	비 고
	자유공간 모델	직 접 파	이론적 해석적	이상적 모델
	평지 모델	직접파+ 단일반사파		단순 모델
	구면 모델			
	Knife edge 모델	회 절 파	실험적	산, 섬의 영향
	Nakagami Rice 모델	직접파+ 다중반사파		해수면반사 / 개방지
	Rayleigh 모델	다중 반사파	통계적	시가지 / 교외지에서의 대표적 모델
	중앙치 변동이 있는 Rayleigh 모델 (1)			지형지물의 영향
	중앙치 변동이 Rayleigh 모델 (2)			

그림 2. 이동통신에 있어서의 전파 전파 취급방법

리(d) 떨어진 점에서의 전력밀도는  $P_t G_t / 4\pi d^2$  이고 전계 강도 E는,

$$E = \sqrt{30 P_t G_t / d} \quad (\text{V/m}) \quad (1)$$

여기에서 자유공간 특성 임피턴스 ( $120\pi$ )가 쓰여졌다. 수신안테나의 이득( $G_r$ )이 주어지면 실효안테나 넓이  $A_{eff} = \lambda^2 G_r / 4\pi$  이므로, 최대수신 전력은 다음과 같다.

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2)$$

그러므로 자유공간 전송손실  $L_p = P_r / P_t$  을 구하면

$$L_p \text{ (dB)} = 32.45 + 20 \log f + 20 \log d - 10 \log G_t - 10 \log G_r \quad (3)$$

여기에서 주파수 f는 MHz 단위이고, 거리 d는 Km 단위이다. 일반적으로 많이 기준으로 쓰이고 있는 반파장 다이폴 안테나의 이득은  $1.64 (\approx 2.2 \text{ dB})$  이다.

다음에는 이러한 자유공간 전송손실이 실제적 지구지면상에서는 어떻게 변동되는지 살펴보기로 하자.

### 2. 평면 대지상에서의 전파 전송

지구지면의 존재는 전파의 전송에 영향을 주는데,

대개는 수신전계강도는 자유공간에서의 강도보다 적어진다. 지면이 부분적으로 전파를 반사하고, 일부는 흡수하므로 이것이 지면대지상에서의 전계강도 분포에 영향을 주기 때문이다.

그림 3 과 같이 수신점 R에서의 전계강도는

$$E = E_0 [1 + R e^{i\alpha} + (1-R) A e^{i\alpha}] \quad (4)$$

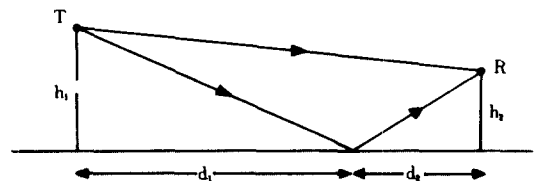


그림 3. 평면대지상에서의 전파 전파

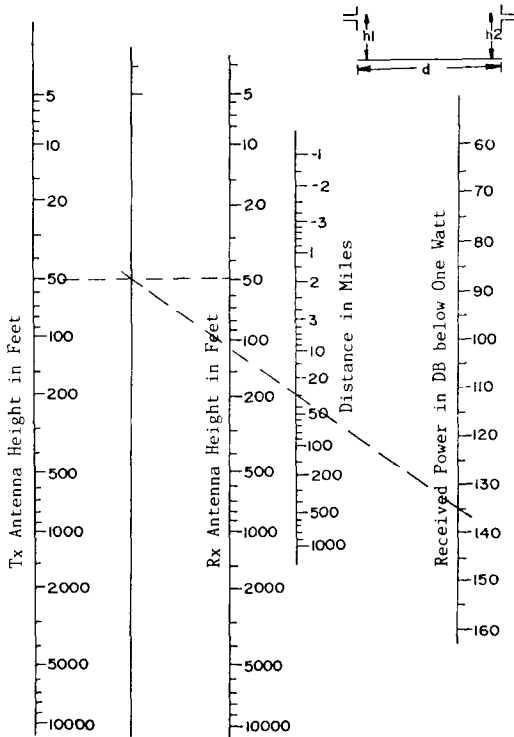
여기에서 첫번째 성분은 직접파이고, 두번째는 반사파, 세번째는 지표파(surface wave) 이다. 그리고 R은 지면의 반사계수로써, 반사파와 지면이 이루는 각( $\theta$ )이 작은 이동통신의 많은 경우에  $-1$ 이다. 지표파 감쇄상수 A는 주파수, 대지상수(지면은 평균적으로  $\sigma \approx 0.005 \text{ S}$ ,  $\epsilon_r \approx 15$ ) 및 편파정도에 따라 결정된

다.  $\Delta$ 는 직접파와 반사파간의 위상차이로, 거리가 두 안테나 높이( $h_1, h_2$ )의 합보다 5 배이상으로 멀어지면  $\Delta \approx 4\pi h_1 h_2 / \lambda d$ 로 주어진다.

식 4 에서 보이는 바와 같이, 지상파는 주로 직접 파, 반사파, 그리고 지표파의 합성파로 구성되어 있는데, 지표파는 대지가 완전 반사체가 아니므로 신호의 일부가 지면내로 흡수되는 데, 이것이 지면전류를 야기시켜, 지표상에 전자파가 존재하게 만드는데, 이 지표파는 낮은 주파수대에서, 근거리 전파에서 중요한 요인이고, 거리가 멀어질수록 또 주파수가 높아질수록 그 영향이 감소되어 UHF대에서는 안테나 높이가 한파장 이상이 되면 무시될 수 있다. 수신전력을  $d \gg h_1, h_2$ 의 조건에서, 근사적으로 구하면, 다음과 같다.

$$P_r \cong P_t G_t G_r \left( \frac{h_1 h_2}{d^2} \right)^2 \quad (5)$$

식 (4)를 도표상에서 편하게 구할 수 있도록 고안된 Bullington nomogram이 그림 4에 보여진다.



1. 복사전력 1W
2. 송·수신 안테나를 반파장 다이폴 안테나

그림 4. 평면대지상에서의 수신전력

### 3. 구면대지상에서의 전파 전송

지구지면이 평면이 아니고 구면이므로, 직접파가 전송될 수 있는 가시거리(line of sight)가 정의되는데, 가시거리 이상으로도 전파의 회절현상으로 전송될 수 있다. 구면장해물로 인하여 야기되는 회절 전송 손실은 주파수나 거리가 증가되면 커지며, 안테나의 높이에도 어느 정도 관련이 있다.

지구의 곡면으로 인한 회절 전송손실이 송·수신 안테나 모두가 그림 5 에 있는 차트에서 보이는 한계높이 이하일 경우에, 그림 5 의 Bullington nomogram에서 구할 수 있다.

안테나의 높이가 그림 5 에서의 한계높이 보다 두 배이상 높아지면 2dB 이상의 오차가 발생되는데, 이 안테나 높이를 보정하여 주지만, 이론적으로 전송거리가 가시거리 정도이거나 그 이상일 경우에만 적용할 수 있는 회절전송손실을 그림 6 에서 구할 수 있다. 그림 6 에서  $d_1$ 은 낮은 안테나에서의 가시거리이고,  $d_2$ 는 높은 안테나에서의 가시거리이며,  $d_3$ 는 양안테나로 부터의 가시영역외에의 전송거리이다. 그러므로 전체거리  $d = d_1 + d_2 + d_3$ 이다.

평활한 구면 지구상에서의 가시거리는  $d_1 = \sqrt{2kRh_1}$ 인데, 여기에서 R은 지구의 반경이고 k는 지구의 지표반경계수(대개의 기상조건에서  $k = 4/3$ )이다.

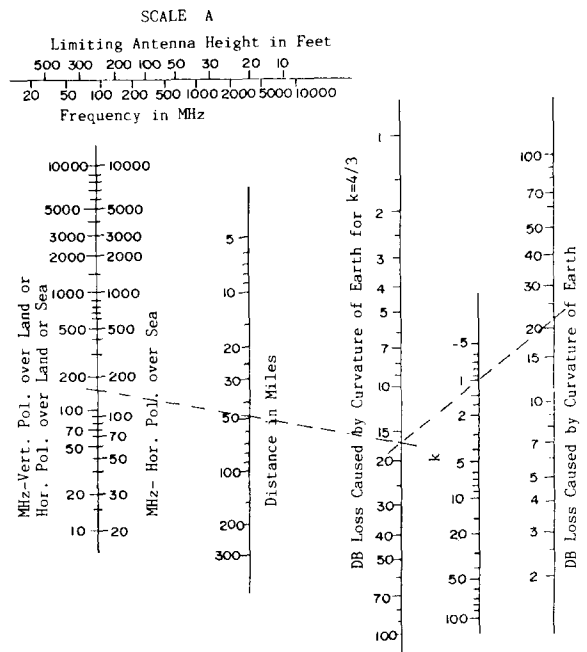


그림 5. 지구의 곡면으로 인한 회절손실

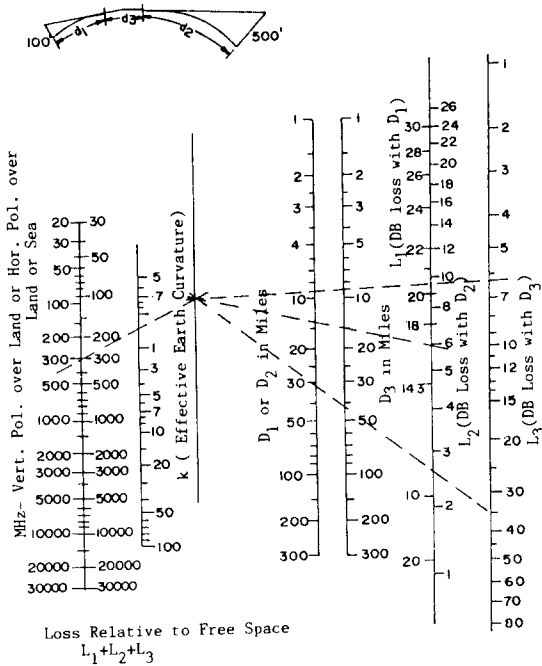


그림 6. 가시거리 이상에서의 회절손실

이제까지는 지구의 대지면이 평탄하다는 가정에서 전송손실을 살펴봤는데, 대지상의 장애물에 의하여 어떻게 전송손실 특성이 변동되는지 고려하여 보는 것이 필요하다.

4. 지면상의 장애물에 의한 전파 전송

지면상의 전파전송로에 언덕이나 큰 장애물이 있으면 VHF 대 이상에서 수신전계강도가 크게 떨어지는 차폐(shadowing) 현상이 나타난다. 가시영역에서의 장애물이 놓여있는 궤도와 그 영향을 나타내는 지표로써 Fresnel zone이 편리하게 쓰여지는데, 이는 그림 7 에서와 같이, 송신점 T로부터 수신점 R로 수신되는 경우에, Huygens의 원리에 의하여 수신점 R에서의 전계는 TR상의 임의의 점 O에서 TR에 수직이 되는 평면 P상의 전자계의 분포로부터, 완전하게 구할 수 있다.

평면 P상의 임의의 점을 M이라 하고, n을 정수로 취하면  $TM + MR = TR + n\lambda/2$  점 M의 궤적을 구하여 보면, O를 중심으로 하는 반경  $R_n = \sqrt{n\lambda d_1 d_2 / (d_1 + d_2)}$  인 원들을 얻는다. n=1인 반경 R의 원 내부영역을 제 1 Fresnel zone이라 하고, 반경  $R_n$ 과  $R_{n+1}$  사이의 영역을 제 n Fresnel zone이라고 한다. Fresnel

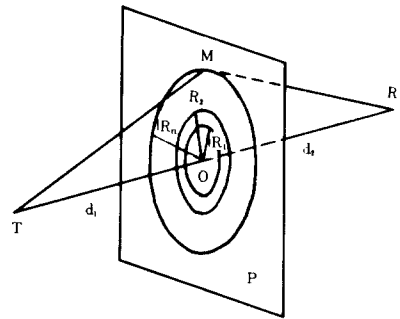


그림 7. Fresnel zone

zone의 의미는 한 Fresnel zone내에서의 전자계는 수신점의 전계강도에 같은 sign으로 가산적인 효과를 가지며, 서로 인접하는 두개의 zone은 수신점 R의 전계강도에 서로 반대의 sign으로 감산되는 관계를 준다. 물론 제 1 zone 으로부터의 기여가 제일 크며, 이의 크기는 수신점 R에서의 전체 수신전력의 두배이다. 이러한 방법으로 전송로상의 장애물에 의하여 Fresnel zone이 어느 정도 차폐가 되는지에 의하여 수신전계강도를 정성적으로 분석하는 것이 가능하다.

1) 고립 장애물에 의한 회절차폐 손실

그림 8 과 같이 지면상의 장애물을 완전흡수체의 knife-edge로 가정할때, 회절 차폐손실을 구하여 보면, 수신점 R에서의 전계는 edge의 높이 h에서부터 증가함에 따라, 진동하면서 변화하다가, h가 TR 상에 놓여 있을때 (즉  $h=0$ ), 진동의 크기가 최대에 달하며, 이때의 전계강도는 장애물이 없었을 경우의 절반 값 (6dB 손실)을 갖는다. Edge의 높이가 계속 증가하면 전계강도는 이 후로는 연속적으로 감소한다. 이를 그림 9 에 보였다.

수신점 R에서의 전계강도는 edge 연장상의 평면에 이루어지는 2차적 Huygens source로부터 다음과 같은 Fresnel 적분으로 구하여 진다.

$$F(\nu) = \frac{1+j}{2} \int_{\nu}^{\infty} \exp(-j\pi t^2) dt \quad (6)$$

여기에서  $\nu$ 는 Fresnel 회절변수로써,

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad \text{이다.}$$

그림 9 에서 전송로상으로 부터, 제 1 Fresnel zone

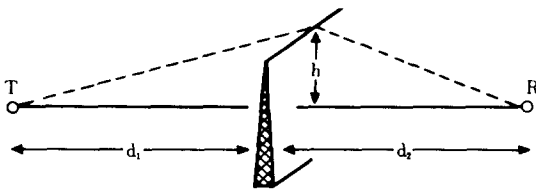


그림 8. Knife edge 회절

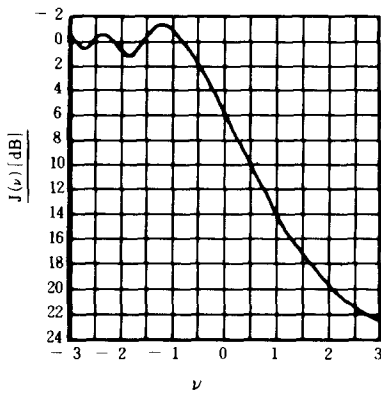


그림 9. Knife edge 회절 손실

이 55% 정도만 가려져 있지 않으면,  $h=0$ 일때의 6dB 손실을 피할 수 있음을 알 수 있지만, 실제의 전파 전송 설계시에는 대개는 안테나 탑의 높이를 제 1 Fresnel zone의 전부가 가려지지 않도록 설계하고 있는 것이 관행이다.

2) 실제 대지상의 장애물은 knife-edge 형태는 아니고, 어느 정도 두께가 있으므로 knife-edge 때와는 다른 전송 손실효과가 있을 것인데, 이 효과를 위하여는 예리한 edge가 아니고 (참고문헌 3), 원형곡을 갖는 장애물로 가정하여 해석이 이루어져 쓰이고 있다.

3) 전송로상에 놓인 장애물이 하나가 아니고 여러 장애물이 있을 경우에는, 단일 knife-edge 회절이론의 확장에는 아주 복잡한 해석적인 과정이 요구되므로, 일반적으로는 Bullington의 등가법, Epstein-Peterson 방법등이 제안되어 이용되고 있다.

### III. 육상이동통신 전파의 실험 확률적 특성

전절에서는 전파 전송손실을 대지면이 평탄 (smooth)하다는 가정으로 부터, 해석적인 방법으로 구하거나, 아니면 근사해를 구했으나, 실제로 대지 지면상의 전송로가 지형/지물의 기복이 심하고 복잡 다난하므로, 또 도심지 빌딩숲에서 전송로 해석에는, 또 이동체 통신에서는 이동체의 주행에 따라 급속히 변동하는 페이딩이 발생하므로, 이론적인 가정에 기초한 여러 방식들에 대하여 그 적용에의 한계를 나타내준다. 실제로 Bullington 모델에서의 근사치보다, 보편적인 도심지나 교외지에서의 실측치의 중앙값이, 20~30dB 손실이 더욱 큰 것이 알려져 있으므로, 실제의 육상이동 통신 전파의 예측에는 이론적인 해석에 부가하여, 많은 실측에 의한 데이터에 의하여 통계적인 보정이 필요하다.

복잡한 양상을 갖는 육상이동 전파의 특징적 요소로써,

- (1) 무선국 상호간의 거리에 대응되어 변동되는 전송 손실을 대략적으로 나타내는 거리특성
- (2) 수십 m의 구간에서 얻어지는 실측 중앙치의 통계/확률적 변동 특성
- (3) 다중파의 간섭과 파장 order의 구간에서의 순시치 변동 특성의 3가지로 구별하여 다루는 것이 편리하다.

그림 10에 대표적인 이동통신전파의 실측모델이 보이며, 이를 표 1에서는 각종 변수와의 관계로써 요약 설명되어지고 있다.

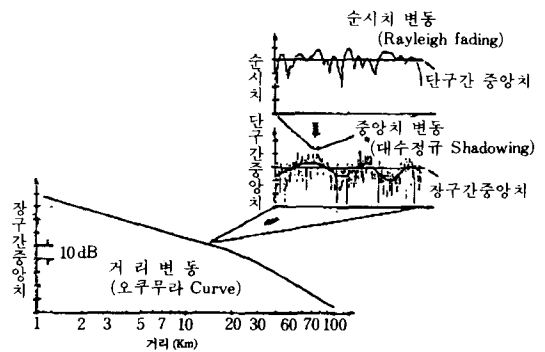


그림 10. 육상이동 통신에 있어서의 전파전파 통계 확률적 모델

표 1. 육상이동 통신에 있어서 전파 전파 특성과 원인

전 파 전 파 특 성		페이딩 형식	원 인	주 요 파 라 미 터
순시치 변동	포락선 페이딩 (Rayleigh 분포)	비 선택성	다중파 간섭	단구간 중앙치
	Random FM 잡음	시간 선택성	Doppler shift	최대도플러 주파수
	자연시간 분포	주파수 선택성	통 로 차	자연 시간차
중앙치 변동(대수 정규분포)		비 선택성	이동체 주변의 지형 지물	장구간 중앙치 표준편차
거리특성 (오쿠무라 Curve)		비 선택성	전송로 Profile	기지국 / 이동국 안테나 높이 국간거리 무선주파수

1. 거리특성

실측에 의한 전송손실 예측모델로서, 1955년 일본 NTT의 전기통신연구소에서, 이루어진 수많은 전송 실험결과를 정량화하여 발표된 Okumura curve가 세계적으로 이동통신 시스템의 설계기준으로 많이 쓰여지고 있다.

이 모델에서는 전송환경의 정의가 필요한데,

(1) 자연적인 지형의 분류

지형의 종류는 많지만 대략 '준 평활지형'과 '불규칙 지형'으로 나누는데, 준평활지역은 전송로의 지형 profile로 부터 보아서, 지형의 기복이 20m 이 내인 지형을 가리키고, 불규칙 지형으로써는 구릉지형, 고립산악, 산악지형, 육해혼합 전송로로 분류한다.

(2) 안테나의 높이

안테나의 높이를 나타내는 방법으로써, 기지국의 안테나에 대하여는 지형 profile에서, 기지국 안테나 점으로부터 3~15Km의 거리내의 평균지표고를 구하여, 이 평균지표고로부터의 안테나 높이를 기지국 안테나 높이로 취하고, 이동국의 안테나 높이는 노상으로 부터의 실제 높이를 쓴다.

(3) 인위적인 지물의 분류

인간의 생활에 따라 만들어지는 지상 장애물의 분류로는 시가지, 교외지 및 개방지로 구분하지만 그 경계구분은 명확하지 않다.

그림 11, 그림 12, 그림 13 이 실제로 준평활 지형상의 시가지에서, 약 500m주변 구역 간격으로 전계강도 실측에 의한 기준 감쇄중앙치를 보여주고 있다. 실측치는 시가지를 따라 종 course(전파 도래방향 평행인 도로)와 횡 course(전파 도래방향과 직각인 도

로)주행에 의한 실측치를 평균화 한 것이다.

Okumura curve의 지형에 대한 보정은 교외지에서 6~8dB curve에서의 값보다 전계강도가 높고, 개방지에서는 약 15~20dB정도 높은 값을 취한다. 또 Okumura curve의 문제점인 '시가지'와 '교외지'와 의 분류가 명확하지 않은데, 이에 대하여는 건축물 점유 면적율( $\alpha$ )을 정의하여 실제의  $\alpha$ 를 구하여 보정하는 방안이 제안되어 쓰여지고 있다. Okumura

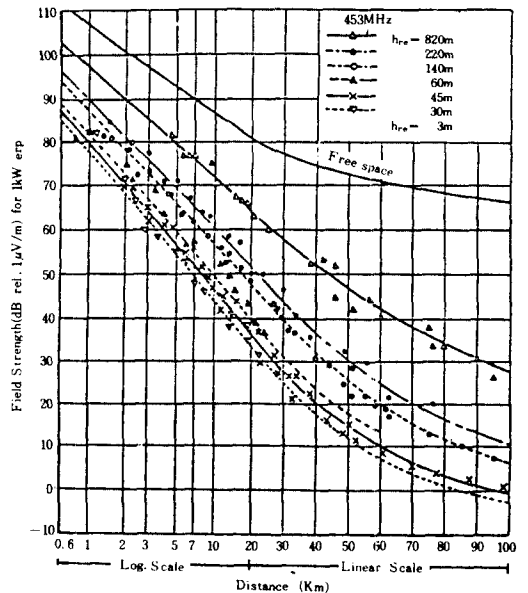


그림 11. 준평활 지형상의 시가지에서의 전계강도 중앙치(453MHz)

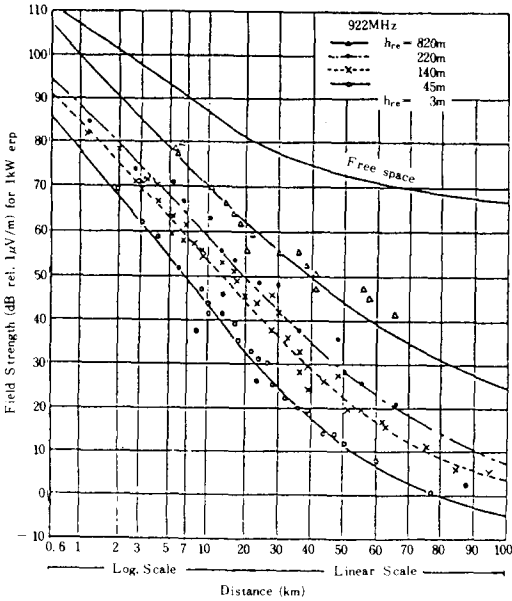


그림 12. 준평활 지형상의 시가지에서의 전계강도 중앙치 (12. 922MHz)

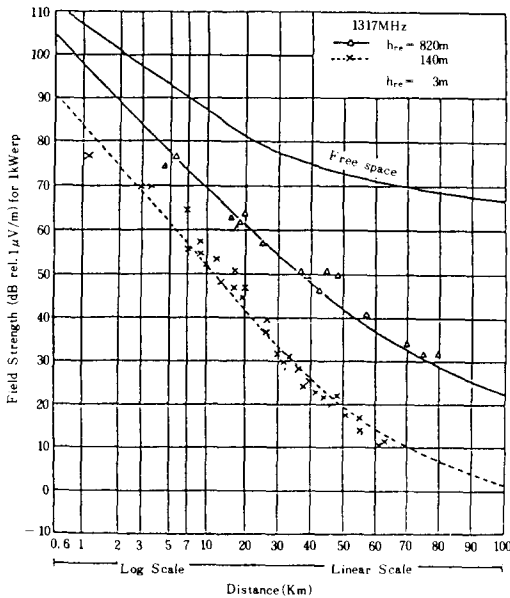


그림 13. 준평활 지형상의 시가지에서의 전계강도 중앙치 (13. 1317MHz)

curve의 적용범위는, 주파수 100~3000MHz에서 기지국 안테나 높이 30~1000m에 대하여, 거리 1~100 Km에 대하여 쓸 수 있다. 이 curve가 유용하지만 결

과가 graph로써 주어졌기 때문에 이동통신 전송로 설계에 컴퓨터를 이용하기가 불편하였는데, 이를 같은 NTT의 Hata가 경험적인 실험식을 만들어, 계산하기에 편리한 formula를 제안하여, 많이 인용되고 있는데, 이 경험식의 적용가능범위는 주파수는 100 ~ 1500MHz이고, 거리는 1~20Km, 기지국 안테나 높이는 30~200m이며, 이동국 안테나 높이는 1~10m로 제한된다. Hata의 실험식에서 시가지에서의 전송 손실  $L_p$ 는 다음과 같이 표기된다.

$$L_p \text{ (dB)} = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log R \quad (7)$$

여기에서  $a(h_m)$  이동국 안테나 높이의 보정 factor로, 중·소도시에서는  $a(h_m) = (1.1 \log f - 0.7) h_m - (1.56 \log f - 0.8)$ ,

대도시에서는  $a(h_m) = 8.29 (\log 1.54 h_m)^2 - 1.1$  ;  $f < 200\text{MHz}$ ,

$$a(h_m) = 3.2 (\log 11.75 h_m)^2 - 4.97 \quad ; f \geq 400\text{MHz}$$

교외에서의  $L_{ps} = L_p - \left( \log \frac{f}{28} \right)^2 - 5.4$ 로 주어지고, 개방지에서는  $L_{po} = L_p - 4.78 (\log f)^2 + 18.33 \log f - 40.94$ 로 주어진다. 여기에서  $f$ 는 주파수로 150~1500 MHz 범위이고,  $h_b$ 는 기지국 안테나 높이로 30~200m 범위이고,  $h_m$ 은 이동국 안테나 높이도 1~3m 범위이고, 거리  $R$ 은 1~20Km범위에서 적용이 된다.

### 2. Fading 특성

이동통신에 있어서, 특히 이동국의 안테나 높이가 낮기 때문에 주변의 지형이나 건물의 영향을 받아, 그림 14에서 보이는 것과 같이 전파는 복잡한 다중파 전파 합성파가 되며 이에 따라 급속히 변하는 깊은 페이딩이 생긴다. 이런 다중파 페이딩은 이동통신의 통화품질에 지대한 영향을 준다.

#### 1) 단구간 중앙치 변동

수신신호의 순시변동을 수십 파장의 구간에 이동평균(중앙치)하여 빌딩이나, 지형에 의한 차폐 효과를 고려하여 중앙치 변동을 구하여 보면 그림 10에서 보이는 바와 같이, 이의 변동은 대수정규분포(log-normal distribution)하는 것이 알려져 있다. 이는 log-term fading이라고도 하는데, 이의 주요 발생요인으로는 기지국과 이동국사이의 지형·지물의 불규칙성에 의하여 생긴다.

일본의 Ikegami는 직접회절파와 1회 반사파의 모

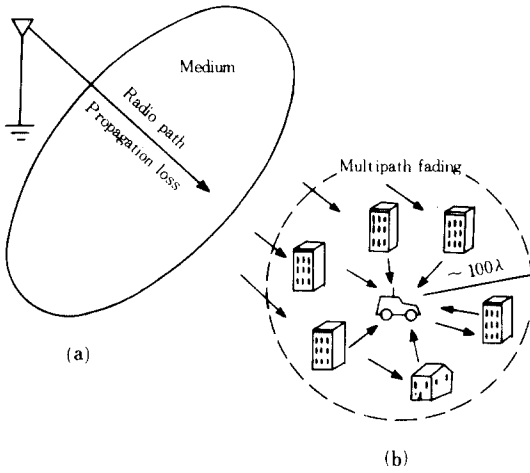


그림 14. 이동통신 전파 환경

델에 대하여 단기간 평균치를 되도록, 건물높이, 전파의 도래각에 독립적인 전송변수로 분리하여 표현하는 이론식을 도출하여, 시가지에서의 평균 전계강도의 특성을 설명하였다.

마이크로셀에서 송신안테나의 높이가 낮은 경우나, 준 M/W파대에서는 회절파가 도로연변을 따라 전파가 전송이 되는 주된 역할을 한다.

2) 순시 페이딩

시가지 도로에서 이동수신되는 다중파 간섭 합성파는 그림 10에서 보이는 것과 같이 고속으로 변동되는 깊은 페이딩이 생긴다. 이의 크기는 일반적으로 Rayleigh분포이고, 위상은 uniform분포이다. 특히 항공·해상 전파에는 강한 정상파(standing wave)성분이 존재하여, Nakagami-Rice 분포를 따름이 알려져 있다. 깊은 페이딩에 수반되는 S/N비의 열화와, 대응되는 급격한 위상변화가 특히 통신품질에 영향을 준다. 변조된 신호에 대하여, 어느 정도 이상의 위상 변화는 random FM잡음을 야기한다. 800MHz대를 이용하는 자동차 전화의 경우에, 주행중에 페이딩의 peak는 30~50Hz이고, 깊이는 20~40에 달한다. 페이딩의 특징으로는 주파수 선택성이 있는데, 다중파 각 성분간의 도달 지연시간차가 전송신호의 대역폭의 역과 같은 정도의 선택성 페이딩을 발생시키는데, 상관대역폭(coherent 대역폭)이 전송대역폭을 결정하는 요인이다. 이를 결정하기 위하여는 지연시간 profile(delay spread)의 측정이 필요하다. 일반적으로

시가지에서의 상관대역폭은 100~300KHz 정도이고, 최대지연시간은 5 $\mu$ s(통로길이의 차 1500m) 정도이고, 지연분산의 평균치는 2~3 $\mu$ s이었다.

3. 옥내 전파특성

휴대용 전화기, cordless전화기, 무선 호출기 서비스등이 많은 경우에 옥내에서 이루어지고 있으므로, 옥내전파 전송특성이 연구되어야겠다. 옥내전파는 주로 벽 투과파, 복도전송파, 재침입파의 3모드로 이루어져 있고, 실측은 주로 벽투과 특성이나 층별높이에 따른 이득, 그리고 교차편파 특성(XPC) 등에 대하여 조사되고 있는데, 복도에서의 전파 전송실험에서는 준 M/W대(2GHz) 근처에서 전송손실이 최소화임이 보고되어 있어, 장애에 이동 LAN용으로 유망시되고 있다.

800MHz대에서 미국 Chicago에서의 측정 예로는, 건물 1층의 평균 전계 강도는 도로상보다 약 14dB 낮고, 층이 올라갈수록 약 2dB/층으로 수신강도가 증가한다. 일본에서는 NTT에서 옥내거리 특성(약 1~2dB/m)과, 인체효과(어깨에서 1~2dB, 허리부분에서 4~7dB 감소)에 대하여, 측정된 것이 보고되었고, 미국 Bell lab(Holmdel)에서는 850MHz대에서 지연 profile이 측정되어 상관대역폭이 약 400KHz가 된다는 것이 알려졌다.

IV. 결 론

90년대에 이루어질 '언제', '어디서나', '누구와'도 통신이 가능하여질 personal communication시대에 대비하여, 이동통신 기술의 기술력 자립의 중요성은 물론이고, 이를 뒷받쳐주는 기초기술인 전파 특성조사 연구에 대하여 충분한 관심을 갖고 추진되어야겠다.

이동통신 전파특성중 육상이동통신을 대상으로, 주요한 요인들에 대하여 간략하게 기술을 하였지만, 특히 지형·지물의 복잡성으로 인하여, 실험적인 측정을 통한 데이터로써, 이론적인 해석치를 보완하여야 하는 것을 보였고, 아직까지도 옥내에서의 전파전송에 대하여는 체계적인 조사 연구나 모델이 구하여지지 않았으므로, 앞으로는 이 분야에 휴대용 전화, radio LAN 등에 대비하여 외국에서의 많은 조사 연구활동이 기대되어지고 있다.

인용된 데이터가 외국에서 실측된 것이기 때문에, 각 나라마다의 자연조건, 건축방식의 차이와 인구밀집 유형의 차이로 인하여, 그대로는 우리나라에서 이동통신 전송시스템의 설계에는 적용하기가 어렵고, 국



내 자체에서의 실측자료에 의한 보정시스템의 구축이 조속히 이루어져야 겠다.

끝으로 CCIR Study Group V에서 채택된, 1GHz에서의 전파 특성요약표를 표 2로 실었다.

표 2. CCIR SG V 채택 전파전파 특성 (1GHz)

	Outdoors		Indoors
	100m Antenna height (Large cell)	10 m Antenna height (Small cell)	
<b>DELAY SPREAD</b>			
-Median	3 microsec	0.15 microsec	0.15 microsec
-Typical max.	16 microsec*	0.5 microsec	0.3 microsec
<b>PROPAGATION PATHLOSS</b>			
<b>Small Scale</b>			
-Statistics	Rayleigh	Rician/Rayleigh*	Rician/Rayleigh*
-Coherence distance	wavelength/4	wavelength/4	wavelength/4
-Cross-polarization			
*Coupling	information	0-6 dB	0-6 dB
**Correlation	not available	0	0
<b>Large Scale</b>			
-Statistics	LOG-NORMAL	LOG-NORMAL	LOG-NORMAL
-Power law	$r^{-2}$ to $r^{-3}$	$r^{-1}$ to $r^{-4}$	$r^{-2}$ to $r^{-4}$
-Std. Dev	6-8 dB	10 dB	10 dB
-Coherence distance	30 m	10 m*	3 m*

\*DEPENDING ON SPECIFIC ENVIRONMENT

參 考 文 獻

- [1] K. Bullington, "Radio propagation for vehicula communications," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. VT-26, no. 4, pp. 295-308, Nov. 1977.
- [2] Y. Okumura, et al, "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile service," *Review. Elect. Comm. Lab.*, pp. 825-873, Sept. 1968.
- [3] R. Holbeche 편, *Land Mobile Radio Systems, IEEE Telecomm.*, Series 14, 1985.
- [4] Y. Okumura 감수, *이동통신의 기초*, 일본전자통신학회편, 1986.
- [5] "Special issure on mobile radio propagation," *IEEE Tran. on Vehicular Tech.* vol. 37, no. 1, Feb. 1988.
- [6] K Hirade, *새로운 이동통신*, 일본 OHM사, 1988.
- [7] T. Maeda, *이동체 통신의 ABC*, 일본 일간공업신문사, 1988.
- [8] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *IEEE Trans. on Vehicular Tech*, vol. VT-29 no. 3 pp. 317-325, Aug. 1980.
- [9] W.C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems, McGraw-Hill Book Co.*, 1989.
- [10] *전파기술 핸드북*, 일본 일간공업신문사, 1988.
- [11] F. Ikegami, at al, "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets," *IEEE Trans. on Antennas & Propag.*, vol. Ap-32, Aug. 1984.

筆 者 紹 介



李 赫 宰

1947年 11月 20日生

1970年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업 (B. S)

1982年 6月 미국 Oregon State Univ. 전기공학과 졸업 (Ph. D.)

1970年~1973年 해군기술장교

1982年~1983年 미국 Oregon State Univ. Post-Doc 연구원

1983年 9月~현재 한국전자통신연구소 무선통신 개발단 전파기술 부장

전공 및 관심분야 : Electromagnetic Field Theong 및 Microwave Circuit 이동통신 및 Radio Signal Processing분야