

論文 92-29A-4-2

이동통신시 여러 형태의 장애물로 인한 신호감쇠 (Signal Attenuation in Mobile Communication by Many Different Types of Obstacles)

李 燦 柱,** 洪 義 錫*

(Chan Joo Lee and Ui Seok Hong)

要 約

이동 무선통신에서 기지국 안테나와 이동 차량 안테나 사이에 산이나 구릉에 의하여 전파경로가 방해 받을 경우에 회절손실이 발생한다. 본 논문에서는 일반적인 형태의 횡단면 프로파일을 갖는 산악 장애물에 의한 전파감쇠를 정확하게 예측하기 위하여 Fresnel-Kirchhoff 회절 이론을 이용한 근사적인 수학적 모델을 고려했다. 820MHz에서 헬리컬 안테나와 crossed drooping 다이폴 안테나를 이용하여 야외측정을 실행하였다. 산악의 특성을 고려한 이론적인 해석결과는 실험치와 잘 일치하였다. 이러한 결과들은 수신 전력의 레벨, 최소 허용 입력 전력, 기지국의 최적 위치를 결정하고, 따라서 지상 마이크로웨이브 링크를 설계하는데 유용할 것으로 보인다.

Abstract

Diffraction loss occurs when the propagation path is obstructed by mountains and hills between a base station antenna and a moving vehicle antenna in mobile-radio communication. In this paper an approximate mathematical model using Fresnel-Kirchhoff diffraction theory is considered to predict propagation attenuation by natural obstacles with lateral profiles having general shapes. Field tests are conducted using helical and crossed drooping dipole antenna at 820 MHz. The theoretical analysis used in estimating the effects of hills agrees reasonably with experimental data. The results seem to be useful for estimating the level of received power, the minimum allowable input power, the optimum site of base station and consequently, planning terrestrial microwave links.

I. 서 론

이동 무선통신 시스템에서는 차량 주변의 자연적 또는 인공적인 장애물에 의하여 기지국(base station)의 안테나와 이동 차량에 탑재된 안테나 사이에 가시선(LOS, line-of-sight) 내의 통신이 항상 이루어질 수는 없다. 이런 환경에서 신호의 품질을 열화시키는 요인은 순시 페이딩, 경로 손실(path loss), 지연 확산(delay spread), 차폐(shadowing) 등이 있다.

*正會員, 光云大學校 電波工學科
(Dept. of Radio Sci. Eng., Kwangwoon Univ.)

**正會員, 光云大學校 電子通信工學科
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Kwangwoon Univ.)

接受日字: 1991年 12月 18日

(※ 본 연구는 1990~1991년도 한국과학재단에서 지원한 일반기초연구사업비로 수행되었습니다.)

이때 차량이 이동하면서 수신하는 전파 전력은 평균적으로 매우 미약하며 건물이나 구름, 산등의 장애는 수신 신호의 진폭이나 위상변화, 전파의 지연등으로 통신신호에 왜곡 현상을 야기하게 된다. 이와같은 장애물에 의한 신호의 감쇠를 '회절손실(diffraction loss)'이라고 한다.^[1] 회절에 관한 Fresnel-Kirchhoff 이론에서는 장애물을 반무한 평면으로 가정하고 전파와의 강도 변화를 계산하였으나 산악의 횡단면 특성(transverse profile)은 페이딩 범위를 결정하는데 중요한 역할을 하므로 산이나 구름이 독립적으로 존재하거나, 장애물의 횡단면이 기하학적으로 복잡한 형태를 가진 경우에는 적용하기가 어렵다.

본 연구에서는 장애물의 폭을 제한하여 여러개의 사각형으로 구성된 복합 장애물로 모델링하여 장애물의 기하학적 구조와 송수신기의 이동에 따라서 발생하는 회절손실을 이론적으로 계산하였고, 820MHz 대역의 송수신기, 헬리컬 안테나와 crossed drooping 다이폴 안테나를 사용하여 구름에 의한 신호 감쇠현상을 측정하였으며 신호 세기의 변동을 비교하였다.

[2,3]

II. 이론적 해석 및 손실 예측

Huygens는 파두(wave front)의 각 점들을 구면파(spherical wavelet)를 형성하는 이차 원천(secondary source)으로 생각하였으며 Fresnel은 이 이차 원천들이 서로 간섭한다는 가정을 보충하여 회절현상을 해석하였고 Kirchhoff는 이 원리를 수학적으로 입증하였다. 광학(Optics)에서 회절에 대한 Fresnel-Kirchhoff 이론은 산악 지형에 의하여 차폐(shadow)가 발생하는 경우에 장애물을 knife-edge로 가정하고 신호의 감쇠량을 예측하는데 적합하다.^[4]

그림1(a)과 같이 송수신기에서 발생된 신호가 장애물을 거쳐서 수신기에 도달한 경우의 수신신호의 세기는 자유 공간에 대한 Green정리와 장애물이 없는 공간에 대한 면적분으로부터

$$E = \iint_{sur, face} \left[\frac{\partial E}{\partial n} G - \frac{\partial G}{\partial n} E \right] dS \quad (1)$$

같은 Helmholtz-Kirchhoff의 적분정리로 나타낼 수 있다.

그림1(a)에서 보인바와 같이 송수신기(T)에서 장애물, 장애물에서 수신기(R)까지의 거리를 각각 d_1 , d_2 , 그리고 송수신기를 연결하는 직선위에서 장애물의 높이를 $x=h$ 라고 하면 그림1(b)처럼 장애물이 반무한 평면인 경우에 수신된 신호(E)를 장애물이 없는 경

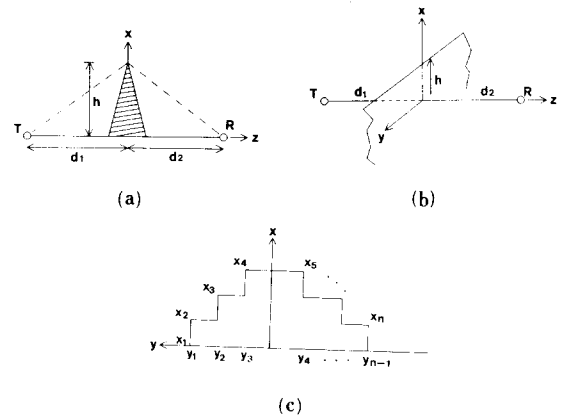


그림 1. 전파경로와 모델

(a) 전파경로 (b) 반 무한평면 모델
(c) 폭을 제한한 모델

Fig. 1. Propagation path and model.
(a) propagation path model,
(b) half-infinite plane model,
(c) bounded model.

우에 자유 공간에서 수신된 신호(E_0)로 정규화 시켜서 나타내면 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{E}{E_0} &= \frac{-j}{2} \left[\int_w \int_{-\infty}^{\infty} \text{EXP} \left[\frac{j\pi(U^2 + V^2)}{2} \right] dU dV \right] \\ &= \frac{-j}{2} [A + jB] \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 W 는 적분 구간을 결정해 주는 변수로서 거리, 주파수, 장애물의 높이에 대한 함수로

$$W = h \left[\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2} \right]^{1/2} \quad (3)$$

로 표시되며, 식(1)의 실수부와 허수부에 해당되는 A 와 B 는 각각

$$\begin{aligned} A &= \int_w \int_{-\infty}^{\infty} \text{COS} \left[\frac{\pi}{2} (U^2 + V^2) \right] dU dV \\ &= [\{ 1/2 - C(W) \} - \{ 1/2 - S(W) \}] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} B &= \int_w \int_{-\infty}^{\infty} \text{SIN} \left[\frac{\pi}{2} (U^2 + V^2) \right] dU dV \\ &= [\{ 1/2 - S(W) \} + \{ 1/2 - C(W) \}] \end{aligned} \quad (5)$$

이고, U 와 V 는 각각 그림1(b)와 (c)에서 x 와 y 에 해당하는 새로운 적분 변수이며 $C(W)$ 와 $S(W)$ 는 각각 Fresnel의 COSINE과 SINE 적분식으로

$$C(W) = \int_0^W \cos\left[\frac{\pi}{2} \tau^2\right] d\tau \quad (6)$$

$$S(W) = \int_0^W \sin\left[\frac{\pi}{2} \tau^2\right] d\tau \quad (7)$$

로 표시된다. 따라서 회절손실(diffraction loss)은

$$LOSS = 10 \log |E/E_0|^2 \quad (8)$$

이다.

그러나 장애물을 반 무한평면으로 가정하였을 경우 독립된 장애물이 존재하거나 장애물의 폭이 상대적으로 크지 않을 때는 오차가 발생하게 되며, 기하학적 구조가 복잡한 경우에는 타당하지 않으므로 장애물의 폭을 제한하여야 한다.

그림1(c)와 같이 유한한 폭을 가진 n개의 사각형 장애물로 모델링하여 장애물이 존재하지 않는 공간에 대한 적분식의 합으로

$$\frac{E}{E_0} = \frac{-j}{2} \left[\int_{w_1}^{\infty} \int_{-\infty}^{T_1} + \sum_{i=1}^{n-1} \int_{w_i}^{\infty} \int_{T_{i-1}}^{T_i} + \int_{w_n}^{\infty} \int_{T_{n-1}}^{\infty} \right] \text{EXP}\left[\frac{j\pi(U^2+V^2)}{2}\right] dU dV \quad (9)$$

표시되며, 여기서 T_i 는 장애물의 폭(width), 거리, 주파수에 의하여 결정되는 새로운 변수로

$$T_i = y_i \left[\frac{2(d_1+d_2)}{\lambda d_1 d_2} \right]^{1/2} \quad i=1, 2, 3, \dots, n-1 \quad (10)$$

이고, y_i 가 정(+)의 부호일때 T_i 는 부(-)의 값을 가지며, y_i 가 부(-)일때 T_i 는 정(+)의 값을 가진다. 따라서 A와 B는 각각

$$A = \{ [1/2 - C(W_1)][1/2 + C(T_1)] - [1/2 - S(W_1)][1/2 + S(T_1)] + [1/2 - C(W_{n-1})][1/2 - C(T_{n-1})] - [1/2 - S(W_{n-1})][1/2 - S(T_{n-1})] \} + \sum_{i=2}^{n-1} [1/2 - C(W_i)][C(T_i) - C(T_{i-1})] - \sum_{i=2}^{n-1} [1/2 - S(W_i)][S(T_i) - S(T_{i-1})] \quad (11)$$

$$B = \{ [1/2 - S(W_1)][1/2 + C(T_1)] + [1/2 - C(W_1)][1/2 + S(T_1)] + [1/2 - S(W_{n-1})][1/2 - C(T_{n-1})] + [1/2 - C(W_{n-1})][1/2 - S(T_{n-1})] \} + \sum_{i=2}^{n-1} [1/2 - S(W_i)][C(T_i) - C(T_{i-1})] + \sum_{i=2}^{n-1} [1/2 - C(W_i)][S(T_i) - S(T_{i-1})] \quad (12)$$

이다.

III. 안테나의 설계 및 제작

이론적으로 가정한 송수신기는 무지향성, 등방성(isotropic) 송수신기 이므로 가장 유사한 환경을 제공할 수 있는 안테나를 선정하였고 원편파 방식을 사용하므로써 편파의 영향을 최소화하게 하였다. 즉 송신안테나는 빔을 한쪽으로 보내주는 헬리컬 안테나를 이용하였고, 수신안테나로는 빔이 반구를 커버하는 crossed drooping 다이폴을 선정하였다.

송신안테나로는 그림2(a)와 같은 축방향(axial mode)의 헬리컬 안테나를 설계 및 제작하였다. 중심주파수는 820MHz ($\lambda=36.6\text{cm}$)이며, 헬리컬의 원둘레 $C=\lambda$ 이며, 피치각도(pitch angle)는 15° , 반전력비일 폭(HPBW, half power beamwidth)은 45° 가 되게 설계하였다. 제작된 헬리컬 안테나의 사이간격 $S=15\text{cm}$, 직경 $D=11.65\text{cm}$, 총길이 $A=49\text{cm}$ 이었다⁴⁾

수신안테나로는 그림2(b)의 원편파 특성을 가지면서 빔이 반구를 커버하는 (semi-spherical coverage) crossed drooping 다이폴을 설계하였다. 이 안테나는 $\lambda/4$ 길이를 갖는 각각 4개의 다이폴을 drooping angle이 30° 가 되게 서로 직각으로 배치하고, $\lambda/2$ 의 동축마스트위에 지지하였다⁴⁾

제작한 안테나를 Wiltron 360 vector network analyzer로 반사손실(return loss) 및 VSWR를 측정하였다. 측정결과 원하는 주파수에서 반사손실은 그림 3에서 보는 것처럼 -17dB 이었다.

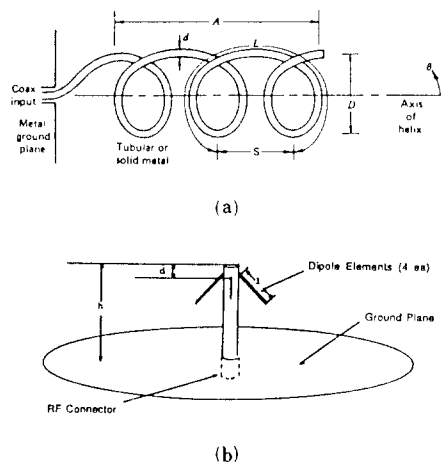
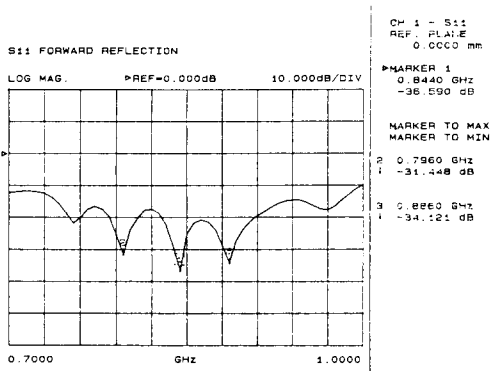
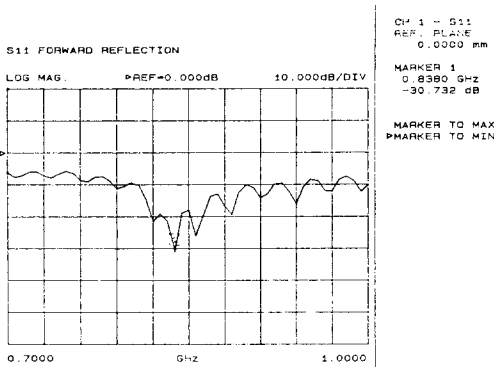


그림 2. 안테나 구조
(a) 헬리컬 안테나
(b) crossed drooping 안테나
Fig. 2. Antenna structure.
(a) helical antenna,
(b) crossed drooping dipole.



(a)



(b)

그림 3. 반사손실
(a) 헬리컬 안테나
(b) crossed drooping 안테나
Fig. 3. Return loss.
(a) helical antenna,
(b) crossed drooping dipole.

IV. 신호 감쇠의 측정

본 연구에서는 야외측정을 위하여 횡단면 구조가 다른 그림4와 같은 두 경로를 선택하였으며, 그림5에서는 제작한 헬리컬 안테나를 이용한 송신장치와 경로 No. 1의 전경 사진을 보인다.

그림6(a)에서는 강원도 근방의 경로 No. 1에서 손실을 측정하였으며 송수신 안테나의 높이는 각각 1.7m, 0.5m이다. 처음 예정하였던 수신기의 위치는 산후면으로부터 300~400m 정도 충분히 떨어진 곳이었으나 수신신호가 너무 미약하여 송신기와 line-of sight를 이루는 산의 정상에서 부터 수신기를 후방으로 10m씩 이동하면서 측정하였다. 정상 10m 근방에서는 5~6dB 정도의 감쇠를 보였고 수신기를 10m 뒤로 이동시킨 경우 수신 강도의 급격한 감쇠

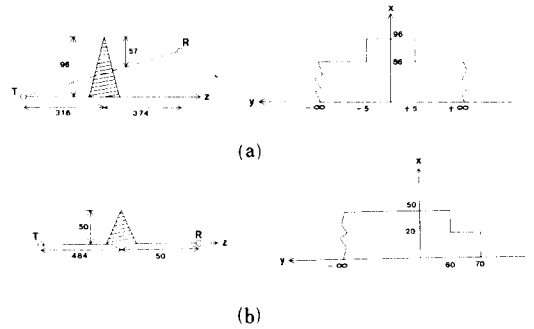


그림 4. 경로 프로파일과 모델 (단위:m)
(a) 경로 No.1 (b) 경로 No.2
Fig. 4. Path profile and model (unit:m).
(a) path No. 1, (b) path No. 2.

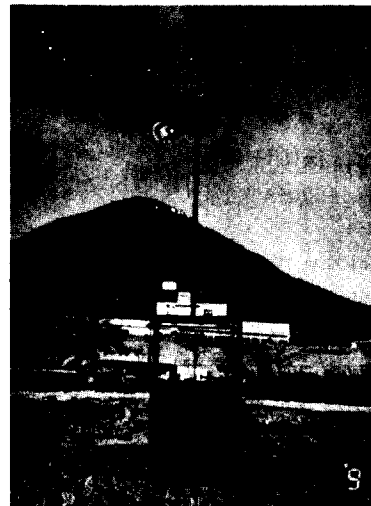


그림 5. 헬리컬 안테나를 이용한 송신장치와 경로 No.1의 사진
Fig. 5. Photo of a transmitter unit with a helical antenna and a scope of path No. 1.

현상을 보이기 시작하였으며 50m 이후로는 신호의 측정이 거의 불가능 하였으며, 수신 장비를 이동시키기도 곤란하였다. 수신기의 초기 위치는 산 정상이지만 실제로는 주변의 수목들로 인하여 line-of-sight가 이루어지지 않았고, 수목 또한 장애물의 역할을 하였으므로 적절한 모델을 선정하기가 어려웠다. 이러한 경우는 컴퓨터 시뮬레이션 결과 반 무한 평면의 장애물 모델과 그림4(a)의 모델과 거의 큰 차이는 없었다.

그림6(a), (b), (c)는 장애물이 존재하지 않는 경우에 대한 수신 전계 강도를 장애물의 영향에 의하여 수

신된 전계 강도의 비로서 나타내었다. 그림에서 종축은 장애물에 의한 신호 감쇠를 dB로 표시하였으며, 횡축은 수신기의 이동거리로서 단위는 m이다.

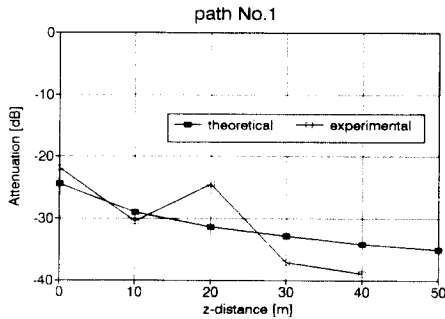
그림6(a)에서 이론치와 crossed drooping 다이폴의 실험 결과는 유사하였는데, 이론적으로 가정한 송수신 안테나는 등방성 송수신기로 무지향성을 갖는 crossed 다이폴과 유사하기 때문이다. 그림6(b), (c)에서 산 후면에서 신호의 세기를 컴퓨터 시뮬레이션한 결과인데 예상했던 것처럼 전반적인 신호의 감쇠는

심하였으며 경로차로 인하여 산 정상 바로 뒤에서 신호 세기의 변동이 가장 심한것을 그림6(c)의 3차원 그래프로 쉽게 알 수 있다.⁷⁾ $y=0$ 인 경우에 z축을 따라서 발생하는 주기적인 피크치는 가정한 모델의 대칭된 개방된 영역을 통하여 회절된 입사파들의 중첩으로 나타나는 현상으로 볼 수 있다.

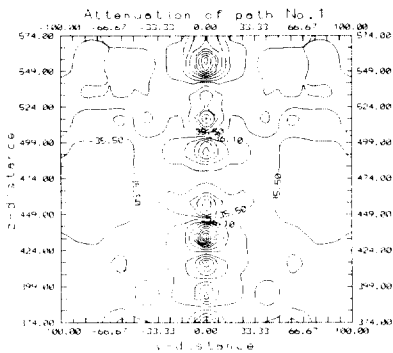
그림4(b)에서 볼 수 있듯이 경로 No. 2는 한쪽은 완전히 차단되어 있고, 다른 한편은 장애물이 없는 형태를 하고 있다. 주위 접근한 고속도로를 주행중인 차량으로 부터 발생하는 잡음신호로 인하여 수신 강도의 변동이 몹시 심한 곳이다. 등가적인 장애물의 모델을 개방된 영역을 고려하기 위하여 한쪽의 폭을 서로 다르게 제한하여 보았으며, 이론값은 식(8)을 이용하여 계산하였다.

수신기를 장애물과 나란하게 y축 방향으로 충분히 이동시켜 보면 그림7(a)에서 보는 바와 같이 회절현상을 잘 나타내고 있다. 수신기를 장애물로부터 충분히 벗어난 100m까지 이동시켜 보면, 감쇠는 -6dB를 향해서 진동하면서 근접하고 있다. 이 경우 line-of-sight는 이루고 있지만 송수신 안테나의 높이가 각각 1.7m, 1.5m이므로 가시선이 knife-edge 근방에 있게 되므로 Fresnel zone이 방해받아서 일정한 감쇠량인 -6dB를 갖게 된다. 송수신 안테나의 높이를 증가시켜 line-of-sight가 knife-edge에서 멀리 떨어지게 하면 쉽게 0dB에 접근함을 볼 수 있고, 따라서 안테나 높이 변화의 영향으로 이론의 타당성을 확인할 수 있다.

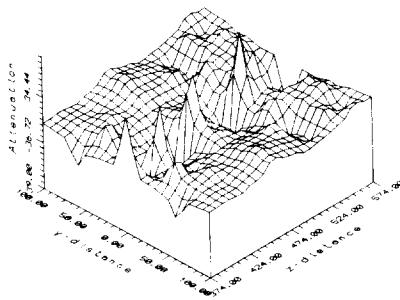
수신기의 위치에 따른 신호 세기 변동은 그림 7(b)와 (c)에서 처럼 장애물 바로 뒤에서는 손실이 심하나 개방영역에서는 신호세기의 변동이 거의 없었다. 즉 그림7(b)에서 보면 송수신기가 가시선을 이루는 y방향이 70-100m 사이에서는 수신기가 z방향으로 이동하더라도 큰 감쇠는 없으나, 차폐영역($-100 < y < 60$)에서는 z방향에 따른 감쇠가 크다. 한편 가시선에서 벗어나기 시작하는 50m 부근에서 신호의 변동(fluctuation)이 가장 심함을 그림7(b)와 (c)에서 확인할 수 있다. 실험치와 오차가 발생하는 원인은 실험치에서는 단일 장애물에 의한 회절신호 뿐만 아니라 주변 지형지물(scatters)에 의한 반사파나 산란파가 포함된 한편 이론치에서는 장애물의 횡단면 프로파일만 고려했기 때문이라고 사료된다. 따라서 정확한 예측을 위해서는 지형 데이터로부터 장애물의 3차원적 구조를 모두 고려해야할 것이며, 또한 안테나의 패턴 영향도 고려해야할 사항이다.



(a)



(b)

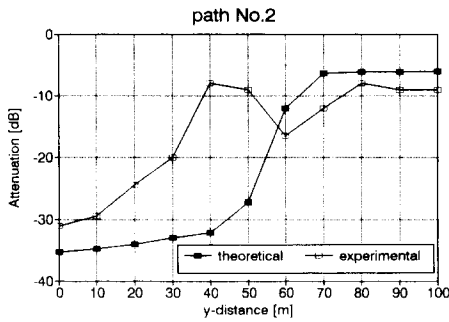


(c)

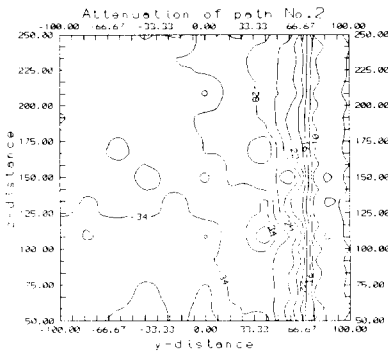
그림 6. 경로 No. 1에서 감쇠
(a) z변화 (b) y-z 변화

Fig. 6. Attenuation of path No. 1.
(a) z variation, (b) (c) y-z variation.

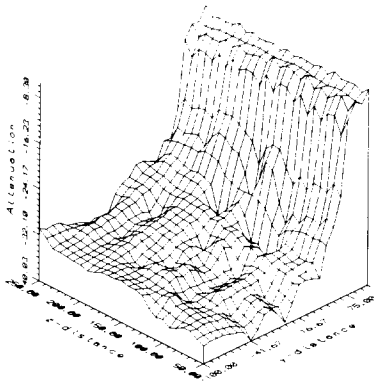
V. 결 론



(a)



(b)



(c)

그림 7. 경로 No.2에서 감쇠
(a) y변화 (b) (c)y-z 변화

Fig. 7. Attenuation of path No. 2.
(a) y variation,
(b) (c)y-z variation.

본 논문은 이동통신시 산악지형에 의해서 발생하는 이동통신의 전파손실을 장애물의 폭을 고려해서 계산하였다. 앞서 예상한 바와 같이 장애물의 폭이 상대적으로 큰 경우나 가시선(lin-of-sight)에서 크게 벗어난 부분에서는 장애물의 영향이 크지 않았으나, 장애물의 폭이 유한한 크기를 가지며, 기하학적 구조가 상대적으로 복잡한 경우에는 수신 신호세기의 변동이 심함을 확인할 수 있었다. 그러나 실제 산악 지형은 복잡한 형태를 가진 경우가 많으므로 좀 더 다양한 모델(삼각형이나 반원 등)을 설정하는 것이 필요하며, 또한 신호 감쇠의 영향인 회절이외에 반사(reflection)나 산란(scattering)의 영향과 주위의 수목이나 가로수의 영향¹⁾도 고려해 보아야 할 것이다.

본 연구는 셀룰러 시스템과 같은 차량통신 분야에서 우리나라와 같이 산악이나 구릉과 같은 지형지물의 영향이 심한 곳에서 정확한 송수신 전력 예측 등 전파 특성에 대한 연구에 이용될 수 있을 것이다.

參 考 文 獻

- [1] W.C. Y.Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, Howard W. Sams & Co. 1986.
- [2] N.H. Shepherd, "Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz ", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. VT-26, pp. 309-313, Nov. 1977.
- [3] J. Epstein and DW. Peterson, "An experimental study of propagation at 850 MC," *Proc. IRE*, vol. 41, pp. 595-611, 1953.
- [4] M. Born and E. Wolf, *Principles of Optics*, 6th ed., Pergamon Press, Oxford, Chap VIII, 1980.
- [5] H.Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, 1st ed., McGraw-Hill, New York, pp. 31-23 to 31-25, 1961.
- [6] M.S. Gatti and D.J. Nybakken, "A circularly polarized crossed drooping dipole antenna," *IEEE AP-S Int. Symp.*, vol. 1, pp. 254-257, 1990.
- [7] A.B. Carlson and A.T. Waterman, Jr., "Microwave propagation over mountain diffraction path", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, no. 4, pp.489-496, July, 1966.
- [8] W.J. Bogel and U.S. Hong, "Measurement and modeling of land-mobile satellite propagation at UHF and L-band," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. AP-36, no. 5, pp.707-719, 1988.

著 者 紹 介

李 燦 柱 (正會員) 第29卷 A編 第2號 參照
현재 광운대학교 대학원 전
자통신공학과 박사과정 재학
중.

洪 義 錫 (正會員) 第28卷 A編 第3號 參照
현재 광운대학교 전자공학과
교수