

# 유한폭의 장애물에 의한 전파손실 예측 알고리즘 연구

정회원 김 상 우\*, 조 삼 렬\*, 김 송 강\*\*, 민 상 원\*, 홍 의 석\*, 김 복 기\*

## An algorithm of propagation loss prediction model for various types of finite width obstacles

Sang-woo Kim\*, Samuel Cho\*, Song-kang Kim\*\*, Sang-won Min\*,  
Ui-seok Hong\*, Bok-ki Kim\* *Rregular members*

### 요 약

무선통신은 사용 주파수, 송수신 안테나의 높이 및 사이 거리와 구릉이나 건물과 같은 지형 지물에 의해서 많은 영향을 받는다. 따라서 항상 가시선 통신이 이루어질 수 없고, 산악이나 건물과 같은 장애물에 의해 전파 손실이 발생하므로, 적절한 시스템을 설치하기 위해서는 이에 대한 정확한 예측이 필요하다.

본 논문에서는 회절손실을 예측하는데 있어 기존의 전파 예측 모델들이 적용한 knife-edge 모델 대신에 Fresnel의 적분식을 이용하여 사선구조를 포함한 다양한 유한폭의 장애물로 인하여 발생하는 전파 손실을 예측할 수 있는 알고리즘을 제시하였다. 또한 실제 구릉 및 산악지형에서 적용할 수 있는 알고리즘을 제안하여, 시뮬레이션을 통해 제안된 알고리즘과 knife-edge 모델과 비교를 하였으며, 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 현재 PCS 대역의 기지국을 이용하여 측정을 수행하였다. 제안된 알고리즘은 우리나라처럼 산악이나 구릉으로 이루어진 지역에서 정확한 수신 전력을 정확히 예측할 수 있을 것으로 기대된다.

### ABSTRACT

A wireless communication is largely affected depending on employed frequency, height and distance of transmitting and receiving antennas, and obstacles such as mountains or buildings. Since line of sight(LOS) is not always established and propagation loss due to the obstacles occurs, accurate propagation loss prediction is needed to install the system appropriately.

This paper presents an algorithm which can be used to accurately predict the effect of diffraction in arbitrary shaped obstacles including oblique shapes using Fresnel's integrals instead of a knife-edge method. Then an algorithm was proposed for real hilly or mountainous areas and comparisons between proposed algorithm and knife-edge model was performed through computational simulations. For validity, measurements were performed using a base station for PCS service operated in Korea. It is expected that proposed algorithm can predict signal strength precisely in hilly or mountainous area.

### I. 서 론

고도정보화 사회로의 급속한 발전에 따라 통신분야, 특히 21세기 통신의 70% 이상을 담당할 다양한 무선통신에 대한 많은 연구와 다양한 서비스가

이미 시행되고 있다. 또한 현재 가입자망이 점점 고도화에 됨에 따라 유·무선 통합 통신 서비스를 위한 통신망의 전개가 급속히 진행되고 있다. 이러한 통신망의 급속한 발전으로 많은 가입자를 확보하였으나 무선 트래픽의 급격한 증가 및 여러 기술적인 제한 문제로 우리가 해결할 문제들이 많이 남아 있

\* 광운대학교 전자공학부 (bkkim@daisy.kwangwoon.ac.kr)

\*\* 중부대학교 이동통신공학과

논문번호 : 020012-0112, 접수일자 : 2002년 1월 12일

※ 이 논문은 2000년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음.

는 것이다. 그 중에서 가장 중요한 연구과제 중에 하나는 무선통신망의 한정된 전파자원을 효율적으로 활용하여 경제적이고 효과적으로 가입자를 수용하기 위한 무선 통신망의 기본인 셀 설계일 것이다. 무선 통신망의 기본 단위로서의 셀(cell)은 서비스 지역의 특성에 적합하도록 그 크기와 위치를 정하여 배치하여야만 한다. 특히 비교적 잡음에 인한 영향이 적은 유선통신망과는 달리 무선채널환경은 지형에 따른 음영지역의 형성으로 인해 통신 서비스를 악화시키는 호 손실의 직접적인 원인이 되기 때문에 기지국이 담당하는 서비스 영역내의 음영지역을 정확한 분석하여야 하며 가입자 증가에 따른 새로운 기지국의 설치 및 재배치에 따라 지속적으로 셀 구성이 최적화 되도록 재구성하여야 한다. 셀을 최적화하기 위해서는 우선적으로 무선망 구축 이전에 각 기지국 영역 내에서 유효 수신 신호강도를 갖는 전파가 도달하는 범위를 정확히 파악하고 있어야만 한다. 유효 전파 신호의 도달 범위는 기지국 영역내의 수신지점에서의 수신 신호의 강도에 의해 결정하며, 이 값은 주파수, 안테나의 높이 및 송신 전력 등의 기지국 시스템 파라미터 값과 기지국 영역내의 지형에 따라 변한다.<sup>[1]</sup>

이러한 수신 신호의 크기(일반적으로 전계강도)를 알 수 있는 방법으로는 필드 측정과 전파손실(propagation loss) 예측기법이 있다. 필드 측정은 수신 전파의 전계강도를 가장 정확히 알 수 있기는 하지만 시스템 파라미터의 설정이 바뀔 때마다 측정을 반복해야 하는 단점이 있어 비효율적이며 능률적이지 못하다. 반면에, 전파전파(wave propagation) 모델을 기반으로 하는 전파손실 예측기법은 컴퓨터 시뮬레이션으로 전파손실을 간단히 계산할 수 있는 장점이 있어 현재 많이 사용된다. Okumura<sup>[3]</sup>, Hata<sup>[4]</sup>, Walfisch-Bertoni<sup>[5]</sup>, Ikegami<sup>[6]</sup>, Ray-tracing 모델 등이 대표적인 전파손실 예측 모델이다.

전파전파에 따른 전파손실은 매우 다양한 변수들의 복잡한 비선형 함수로 표현된다. 전파는 주파수, 전파거리, 안테나 높이, 대기 환경, 건물, 구릉, 산과 같은 지형 지물에 의한 반사, 회절(diffraction), 산란(scattering) 등의 영향을 받아 매우 복잡한 메카니즘을 통해 전달된다. 현재 이러한 전파손실 현상을 모델링하기 위한 연구는 크게 필드 측정 데이터를 이용한 경험론적 방법과 회절 이론을 이용한 결정론적(deterministic) 방법으로 나눌 수 있다. 통계를 이용한 경험론적인 방법의 경우는 복잡한 환경을 송수신 안테나의 높이와 거리 및 평균 지형고도

와 같은 상대적으로 단순한 전파 환경을 가정으로 했기 때문에 실제 도심지에서의와 같은 복잡한 지형 조건하에서는 정확한 예측이 어렵다. 한편, 결정론적인 모델의 경우는 방대한 지형 데이터를 이용하여 정확한 결과를 얻기 위한 복잡한 계산과정과 이에 수반한 장시간의 시뮬레이션 등 아직 풀어야 할 문제가 많은 상태이다.

본 논문에서는 기존의 전파 손실 예측에서 회절 현상을 단순한 knife-edge 구조로 해석한 것에 비해 Fresnel-Kirchhoff의 회절 적분식으로부터 장애물의 외각이 사선구조일 때 이를 해석할 수 있는 새로운 모델을 도출해냄으로써 좀 더 정확한 예측을 할 수 있도록 하였으며, 실제 구릉 및 산악지역에서 장애물에 의한 회절 손실을 계산할 수 있는 알고리즘을 제안하였다.

본 논문의 구성은 2절에서 회절이론을 살펴보고, 3절에서는 2절에서 기술한 기본적인 회절 손실 모델에 장애물의 외형이 사선구조에서 적용할 수 있는 알고리즘을 제시하였다. 또한 4절에서는 국내의 산악지형에서 적용할 수 있는 회절손실 알고리즘을 제안하였으며, 5절에서는 이를 컴퓨터 프로그래밍을 통하여 시뮬레이션을 하여, 측정치와 비교하였고, 6절은 본 논문의 결론이다.

## II. 회절 이론

여기서는 이 논문의 핵심이 되는 회절이론에 대해 살펴보고자 한다.

### 1. Fresnel - Kirchhoff의 회절 이론

회절현상은 입사된 전자파가 경로상의 장애물에 의해 차단이 되었을 때, 그 장애물 외곽 모서리 평면 부분으로부터 제2의 전원점을 만든다고 설명하는 Huygens의 원리에 의해 설명된다. 이런 회절현상은 음영 지역 안에서도 어느 정도 통신이 가능하도록 하는 중요한 현상인 것이다. Fresnel은 구면파가 상호 간섭한다는 가정 하에 Huygens의 이론을 보완하여 회절현상을 설명하였다. 이와 같은 간섭의 원리와 Huygens의 이론을 보충한 것을 Huygens- Fresnel의 원리라고 하는데 Kirchhoff는 이론에 대한 수학적인 체계를 세웠다. 이미 잘 알려진 Fresnel-Kirchhoff 회절식은 다음과 같이 얻을 수 있다.<sup>[7]</sup>

$$U(P) = \frac{-jA_0}{2\lambda} \int \int_A \frac{\exp[jk(r+s)]}{rs} [\cos(n, r) - \cos(n, s)] dS \quad (1)$$

여기서  $U(P)$ 는 신호의 크기를 나타낸다.

### 2. Fresnel의 회절 적분식

그림 1과 같이 임의의 평면 스크린내의 개구면에서 면적소  $dS$ 가 적분영역 내에서 임의의 면적을 나타내기 위하여 임의의 위치를 취할 때  $r+s$ 는 일반적으로 수배의 파장만큼 변하게 될 것이며, 그 결과  $\exp[jk(r+s)]$ 는 매우 심하게 그 값이 진동하게 될 것이다. 반면에 스크린으로부터 점  $P_0$  및  $P$ 까지의 거리가 개구면의 선형적 크기(linear dimension)에 대하여 충분히 크면  $[\cos(n,r)-\cos(n,s)]$ 는 개구면 상에서 심한 값의 변화를 일으키지 않을 것이다.

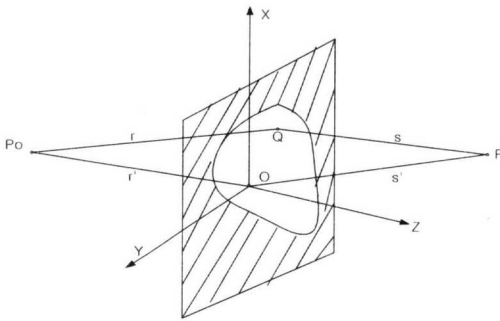


그림 1. 평면 스크린의 개구면에서 회절

더욱이 만일 점  $O$ 가 개구면 내의 어떤 한 점이 라면 직선  $P_0O$  및  $OP$ 가  $P_0P$ 와 이루는 작은 그다지 크지 않을 것이므로 이것을  $2\cos\delta$ 로 대체해도 될 것이다. 여기서  $\delta$ 는 직선  $P_0P$  및 스크린의 법선이 이루는 각이다. 따라서  $1/rs$  변수만  $1/r's'$ 로 대체하면 식 (1)은 다음과 같이 될 것이다.

$$U(P) = \frac{-jA_0}{\lambda} \frac{\cos\delta}{r's'} \int_A \exp[jk(r+s)] dS \quad (2)$$

여기서 그림 1과 같이 직각좌표계를 도입하고, 점  $P_0$  및  $P$ 의 좌표를 각각  $(x_0, y_0, z_0)$ ,  $(x, y, z)$ 이라 하여, 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$U(P) = \frac{-j\cos\delta}{\lambda} \frac{A_0 \exp[jk(r'+s')]}{r's'} \iint_A \exp[jk f(\xi, \eta)] d\xi d\eta \quad (3)$$

여기서

$$f(\xi, \eta) = -\frac{x_0\xi + y_0\eta}{r'} - \frac{x\xi + y\eta}{s'} + \frac{\xi^2 + \eta^2}{2r'} + \frac{\xi^2 + \eta^2}{2s'} - \frac{(x_0\xi + y_0\eta)^2}{2r'^3} - \frac{(x\xi + y\eta)^2}{2s'^3} - \dots \quad (4)$$

이다. 이 식은 식 (3)의 적분식을 계산하기 위하여 간략화 해야한다. 일반적으로 식 (4)에서 2차항 이상을 무시한 경우를 Fraunhofer 회절이라고 하며, 2차항을 고려한 경우를 Fresnel 회절이라고 한다.

### 3. 평면 장애물에서 Fresnel의 회절

Fresnel 회절에 의한 기본적인 적분 식 (3)에서, 점  $P$ 에서의 신호의 크기  $U(P)$

$$U(P) = B(C + jS) \quad (5)$$

의 형태를 가지며, 여기서

$$B = \frac{-jA_0 \cos\delta}{\lambda} \frac{\exp[jk(r'+s')]}{r's'} \quad (6)$$

$$\begin{cases} C = \iint_A \cos kf(\xi, \eta) d\xi d\eta \\ S = \iint_A \sin kf(\xi, \eta) d\xi d\eta \end{cases} \quad (7)$$

이다. 따라서 점  $P$ 에서의 신호의 세기(intensity)  $I$ 는

$$I = |U(P)|^2 = |B|^2 (C^2 + S^2) \quad (8)$$

의 관계가 성립된다.

식 (4)에서 만일  $(l_0, m_0)$  및  $(l, m)$ 을 처음 두 방향 여현이라 하면

$$\begin{aligned} l_0 &= -\frac{x_0}{r'}, & l &= -\frac{x}{s'} \\ m_0 &= -\frac{y_0}{r'}, & m &= -\frac{y}{s'} \end{aligned} \quad (9)$$

이 되고, 또한  $l = l_0, m = m_0$ 이면 앞에 있는 두 항은 소거되며 선분  $P_0O$  및  $OP$ 의 방향 여현은

$$\begin{cases} l = l_0 = \sin\delta \\ m = m_0 = 0 \\ n = n_0 = \cos\delta \end{cases} \quad (10)$$

로 표시된다. 따라서  $f(\xi, \eta)$ 에 대한 식 (4)는 아래와 같다.

$$f(\xi, \eta) = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right) (\xi^2 \cos\delta^2 + \eta^2) + \dots \quad (11)$$

만일  $f(\xi, \eta)$ 의 3차항 이상을 무시하면 적분식은



$$\begin{cases} C = \int \int_A \cos \left\{ \frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right) (\xi^2 \cos^2 \delta + \eta^2) \right\} d\xi d\eta \\ S = \int \int_A \sin \left\{ \frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right) (\xi^2 \cos^2 \delta + \eta^2) \right\} d\xi d\eta \end{cases} \quad (12)$$

와 같이 쓸 수 있다.

적분 연산을 간단히 하기 위하여 새로운 적분변수  $u$ 와  $v$ 로 대체하면

$$\frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right) \xi^2 \cos^2 \delta = \frac{\pi}{2} u^2 \quad (13)$$

$$\frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right) \eta^2 = \frac{\pi}{2} v^2$$

$$d\xi d\eta = \frac{\lambda}{2} \frac{du dv}{\left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right)} \cos \delta \quad (14)$$

이 된다. 따라서 식 (12)의 적분식은 다음과 같은 식으로 변환되며

$$\begin{cases} C = d \int \int_{A'} \cos \left[ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right] du dv \\ S = d \int \int_{A'} \sin \left[ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right] du dv \end{cases} \quad (15)$$

여기서 상수  $d$ 는

$$d = \frac{\lambda}{2 \left( \frac{1}{r'} + \frac{1}{s'} \right) \cos \delta} \quad (16)$$

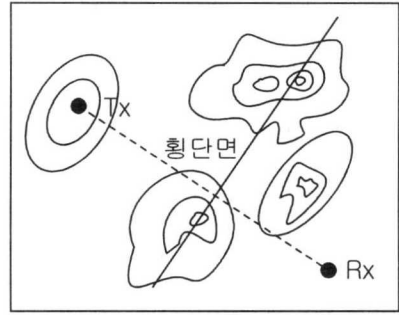
이고, 적분구간  $A'$ 은 개구면의 영역을  $(u, v)$ 평면으로 확장한 영역이다.<sup>16)</sup>

### III. 장애물의 외형이 사선인 경우의 회절 손실

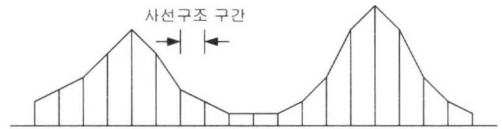
그림 2와 같이 주변에 구릉과 같은 지형으로 형성된 전파환경은 전파의 경로상의 장애물의 모양이 사선구조이기 때문에 현재 우리가 사용하는 knife-edge 모델이나 유향폭 및 외각의 직각인 장애물에 의한 회절손실을 예측할 수 있는 알고리즘으로는 회절손실을 정확히 계산할 수 없다. 따라서 여기서는 장애물의 외각이 직각이 아니고 사선인 횡단면인 경우의 회절손실을 계산할 수 있는 알고리즘을 설명한다.

#### 1. 제안된 알고리즘

그림 3은 이러한 전파환경을 한 구간에 간단히 보여준 것이다.



(a) 지형도



(b) 사선구조의 장애물의 횡단면도

그림 2. 실제 지형의 예

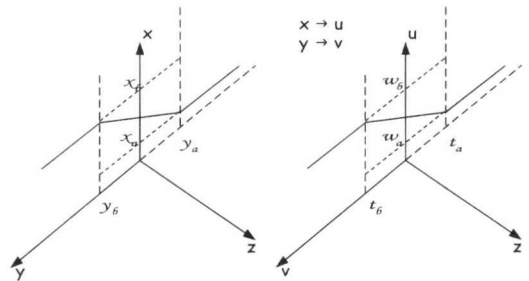


그림 3. 장애물의 외각이 직각이 아닌 경우

아래의 식은 일반적인 Fresnel 적분을 나타낸다.

$$\begin{cases} C = d \int \int_{A'} \cos \left\{ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right\} du dv \\ S = d \int \int_{A'} \sin \left\{ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right\} du dv \end{cases} \quad (17)$$

적분영역에서  $t_a < v < t_b$ 까지는 Fresnel 적분  $u$ 변수의 적분하한이 상수가 아닌 변수이기 때문에 수치 해석적으로 적분을 처리하여야 한다. 일반적으로 두 점  $(t_a, w_a)$ 와  $(t_b, w_b)$ 를 지나는 직선은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} u - w_a &= \frac{w_b - w_a}{t_b - t_a} (v - t_a) \\ u &= \left( \frac{w_b - w_a}{t_b - t_a} \right) v + w_a - \left( \frac{w_b - w_a}{t_b - t_a} \right) t_a \\ \rightarrow u &= mv + b \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, 기울기  $m$ 과 절편  $b$ 는

$$m = \frac{w_b - w_a}{t_b - t_a} \quad (19)$$

$$b = w_a - \left( \frac{w_b - w_a}{t_b - t_a} \right) t_a$$

이다. 먼저 코사인 Fresnel 적분을 풀면,

$$C = \int_{t_a}^{t_b} \int_u^{\infty} \cos \left\{ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right\} dudv \quad (20)$$

의 적분에서  $u = mv + b$ 로 놓고 적분을 풀면

$$C = d \int_{t_a}^{t_b} \int_{mv+b}^{\infty} \cos \left\{ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right\} dudv \quad (21)$$

$$= dC'$$

이고, 여기서

$$C' = \left[ \frac{1}{2} [C(t_b) - C(t_a)] - \int_{t_a}^{t_b} \cos \frac{\pi}{2} v^2 C(mv + b) dv \right]$$

$$- \left[ \frac{1}{2} [S(t_b) - S(t_a)] - \int_{t_a}^{t_b} \sin \frac{\pi}{2} v^2 S(mv + b) dv \right] \quad (22)$$

이다. 같은 방법으로  $S$ 에 대해서도 구하면

$$S = d \int_{t_a}^{t_b} \int_{mv+b}^{\infty} \sin \left\{ \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right\} dudv \quad (23)$$

$$= dS'$$

이고, 여기서

$$S' = \left[ \frac{1}{2} [S(t_b) - S(t_a)] - \int_{t_a}^{t_b} \sin \frac{\pi}{2} v^2 C(mv + b) dv \right]$$

$$+ \left[ \frac{1}{2} [C(t_b) - C(t_a)] - \int_{t_a}^{t_b} \cos \frac{\pi}{2} v^2 S(mv + b) dv \right] \quad (24)$$

$C'$ 과  $S'$ 식에 있는 적분은 Gaussian quadrature를 이용하여 계산하였다.

## 2. 검증을 위한 장애물 모델에서의 시뮬레이션

그림 4는 간단한 산 형태의 전파지형을 보여준다. 알고리즘의 검증을 위하여, 장애물의 중간점의 높이 변화에 따른 회절 손실을 knife-edge 모델과 유한폭(구형)을 가진 장애물과 산 형태의 장애물에 대하여 비교하였다. 장애물에서 송수신 안테나 사이의 거리를 100m로 일정하게 유지하고, 송수신 안테나의 높

이는 0m로 고정된 상태에서 장애물의 중간점의 높이를 변화시키면서 이에 따른 회절손실을 계산하였다. 이용된 시뮬레이션 파라미터는 아래와 같다.

- 주파수 : 1.885GHz(현 PCS대역)
- 송신안테나의 위치 : 장애물 전방 100m
- 수신안테나의 위치 : 장애물 후방 100m
- 산 형태 장애물의 폭 : 하단 20m
- 산 형태 장애물의 중간지점의 높이 변화 : 20m에서 -20m까지

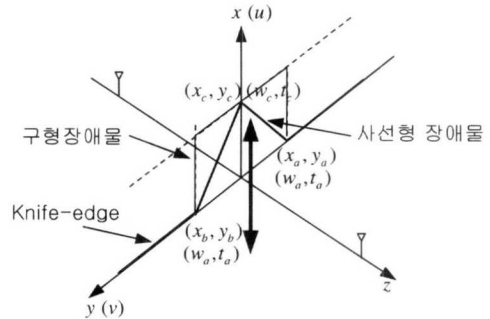


그림 4. 장애물 중간점의 높이 변화

그림 5는 장애물의 중간점 높이의 변화에 따른 회절손실의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 산 형태의 장애물에서 가장 적은 손실이 계산되었는데 이는 장애물의 주변을 타고 넘어가는 신호가 발생하기 때문인 것이다. 장애물의 높이가 0m일 때 knife-edge와 같은 -6dB의 손실을 보여준다. 한편 장애물의 높이가 커지면 회절 손실은 커진다 어느 점에 수렴한다. 한편 장애물의 높이가 낮아지면 회절현상으로 손실이 파동의 모양을 보인다.

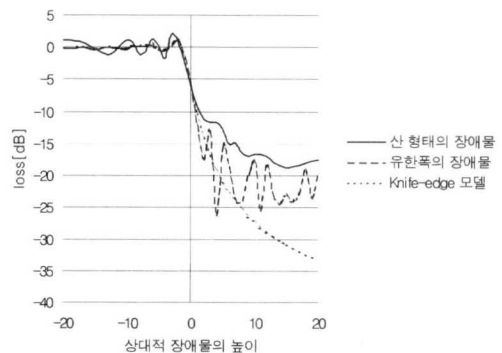


그림 5. 산 형태의 시뮬레이션 결과

#### IV. 실제 지형에서 적용할 수 있는 알고리즘

실제 지형상의 회절손실 계산을 위해 제안된 알고리즘을 살펴보면 먼저 정확한 송신 안테나의 위치 및 시스템 파라미터를 입력한 다음 DTM(Digital Terrain Map) 자료를 이용하여 가시경로를 구한다. 가시경로 상에 장애물이 여러 개 있을 경우는 가장 높은 세 개의 지점을 선택하여 장애물로 고려하며, 각 장애물마다 일정 범위내의 횡단면 profile를 계산한 후 Picquenard 모델을 이용하여 전체 회절 손실을 계산한다.

##### 1. 알고리즘의 흐름도

지금까지의 이론을 바탕으로 실제의 DTM에 회절 알고리즘을 적용해 시뮬레이션을 하기 위한 방법과 고려해야할 사항은 아래와 같다.

- LOS 결정 및 LOS상의 Peak Point 결정
- Peak Point에서 횡단면도 결정
- 각 Peak Point에서 Picquenard<sup>[8]</sup> 방법을 이용한 손실 계산
- 안테나의 방사패턴 고려
- 유효 안테나 높이 고려
- Morphology Data에 의한 수정인자 고려

##### 1) LOS 결정 및 LOS상의 Peak Point 결정

먼저 Tx와 Rx의 위치를 잡고 LOS를 만들었을 때 여러 개의 교점이 생기게 된다. 이때 그림 6에서 처럼 Tx와 Rx를 이었을 때 생기는  $\theta$  에 따라 점을 y축에 찍을 것인지 x축에 찍을 것인지를 결정하게 된다.

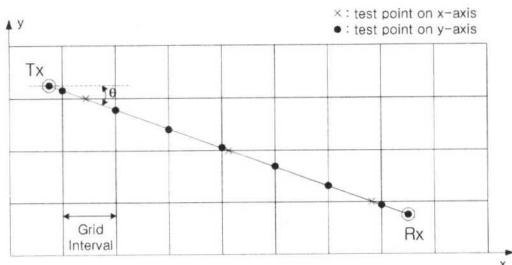


그림 6. LOS에서의 DTM값 결정

위의 사항을 수식적으로 표시해보면 다음과 같다.

$$\frac{\pi}{4} < |\theta| < \frac{3\pi}{4} \Rightarrow y\text{축 선택}$$

그 외의 경우  $\Rightarrow x\text{축 선택}$

다음으로 그림 7에 도시한 것처럼 상위 고점 3개를 선택하게 된다.

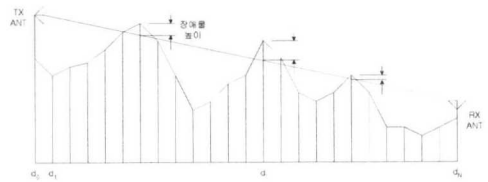


그림 7. DTM값 결정 후 상위 고점 3개 선택

##### 2) Peak Point에서 횡단면도 결정

위에서 선택한 3개의 고점을 중심으로 전방향 100-150m를 조사하여 역시 가장 높은 점을 찾아 LOS상의 고점과 직선을 이어 횡단면도를 결정하게 된다. 그림 8에 이를 나타내어 보았다.

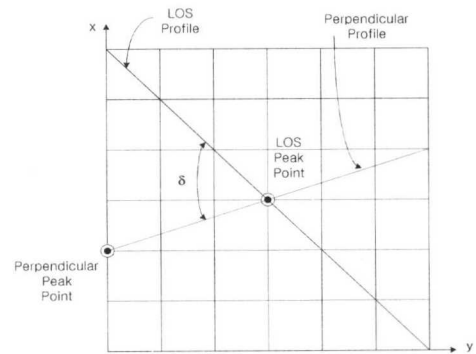


그림 8. LOS의 횡단면도 결정

##### 3) 안테나의 방사패턴 고려

그림 9는 일반적인 지향성 안테나의 패턴도이다. 그림 10처럼 이런 안테나 패턴에 따라 수신 위치에서의 안테나 이득이 달라지므로 좀 더 정확한 시뮬레이션 결과를 얻기 위해 안테나의 방사 패턴을 고려해야 한다.

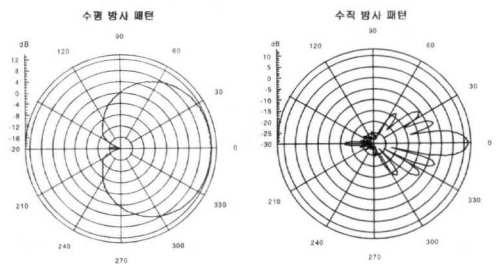


그림 9. 지향성 안테나의 수평, 수직 방사 패턴의 예

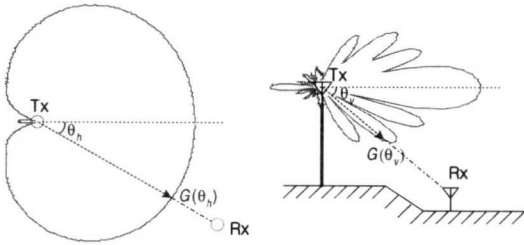


그림 10. 수신 지점에서의 안테나 이득 계산

마지막으로 위의 여러 가지 사항을 한눈에 알아 볼 수 있도록, 실제 지형에서의 전파손실을 계산할 수 있는 알고리즘을 그림 11에 Flow Chart로 정리해 보았다.

### V. 시뮬레이션과 측정치의 비교

#### 1. 실제 환경에서 DTM을 이용한 시뮬레이션

4장의 회절손실 계산 알고리즘을 Fortran으로 프로그래밍 하여 선장 기지국 주변에서의 전계 강도 분포를 계산하였다. 시뮬레이션에는 실제 지형 데이터인 DTM(Digital Terrain Map)을 이용하였다. DTM은 1초 간격으로 지형의 해발고도를 900×900 형태의 행렬로 나타낸 데이터이다. 1초의 간격은 위도와 경도가 서로 다른데 대략 위도의 경우 1초가 약 25m, 경도는 1초가 약 30.8m 정도 된다. 시뮬레이션과 측정치의 비교를 위해 충남 아산에 위치한 한국통신엠텔컴의 선장 기지국을 기준으로 시뮬레이션을 수행하였다. 선장 기지국의 좌표 위치는 북위 36° 47' 24", 동경 126° 52' 6"이며, 이 기지국을 중심으로 상하좌우 100초씩 시뮬레이션 범위에 넣었다.

그림 12는 선장 기지국 주변에서의 DTM데이터

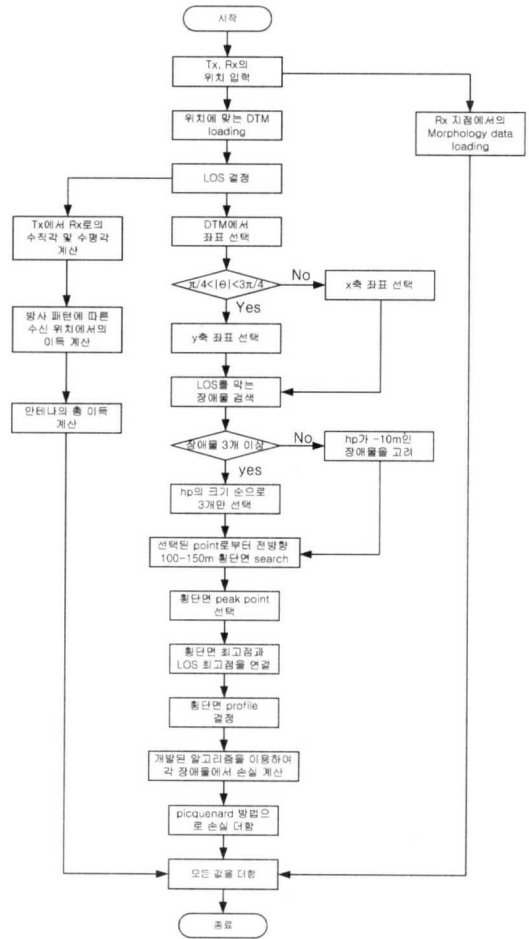
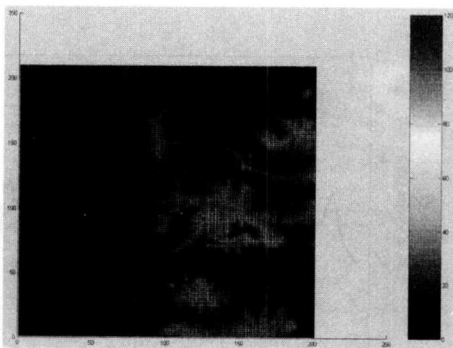
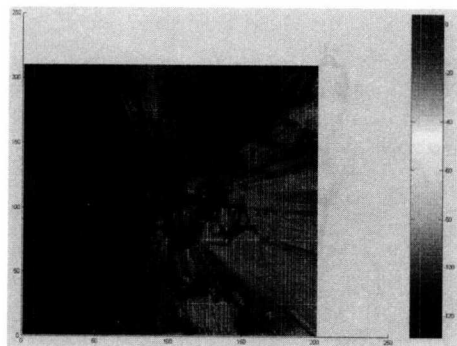


그림 11. 실제 지형에서의 전파 손실 계산 알고리즘

를 이용한 지형도와 계산된 전계 강도 분포를 보여 준다. 위의 그림에서 보여지는 바와 같이 아산 후면에서는 전파손실이 크게 나타남을 알 수 있다.



(a) 선장 기지국 주변의 지형도



(b) 회절 손실 결과

그림 12. 선장기지국의 지형도와 손실 결과



2. 측정 및 결과 비교

시뮬레이션과 마찬가지로 한국통신엠닷컴의 선장기지국을 중심으로 Driving Test를 수행하였다. 실험은 총 6차레에 걸쳐 수행하였으며, 3차레는 Dipole 안테나를 사용하였고, 3차레는 실제의 기지국 안테나를 이용하였다. 측정 시 동일한 경로를 5번 이상 반복하여 측정하여 그 평균값을 계산하였다. 본 연구를 선택한 측정장소는 018 상용서비스를 하고 있는 아산만에 위치한 선장기지국이다.

선장기지국의 파라미터는 다음과 같다.

- 좌표 : 북위 36° 47' 24" , 동경 126° 52' 1"
- 높이 : 약 24m (건물:15m, 옥탑:9m)
- Max. Power : 10W
- 기지국의 안테나 패턴은 그림 13과 같다.

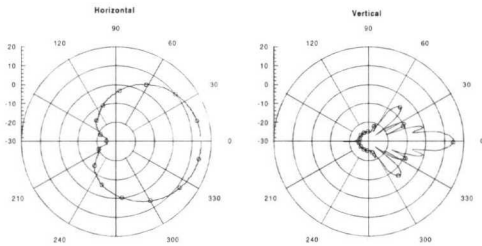


그림 13. 선장기지국 안테나 패턴

다이폴 안테나를 이용한 실험은 수신 강도를 그대로 이용할 수 있었지만, 기지국의 안테나를 사용했을 때는 타 기지국의 신호 또한 수신되기 때문에 원하는 기지국만의 신호를 얻기 위해 Matlab을 이



그림 14. 전파손실 측정을 위한 경로

용하여 손실값 보정을 위한 계산을 하였다. 그림 14는 측정을 수행한 경로를 보여주고 있다. 이 지역은 낮은 야산과 논과 밭으로 구성된 지형이고 그림 14에서 표시한 점들은 가시경로상의 약간의 야산이 있었지만 기지국 안테나에 비해 비교적 낮은 평탄한 지역이다.

실제환경에서 측정을 통에서 그림 14에 표시한 거리별로 6개의 점을 정하여 전파손실 측정치를 시뮬레이션 결과치를 표 1에 비교하였다. 여기서는 최대 6dB 정도의 오차가 있는 것으로 되어 있는데 반경 600m 밖에서는 6dB 정도의 오차가 있었으며, 반경 600m 이내의 결과는 8dB 정도의 오차가 있는 것으로 분석되었다.

표 1. 실제환경 전파손실의 측정치와 시뮬레이션 결과치의 비교

위치	거리(m)	시뮬레이션 결과치(dBm)	측정치 (dBm)	오차 (dB)
A점	620	-34	-40	6
B점	910	-44	-49	5
C점	1,260	-55	-58	3
D점	890	-46	-50	4
E점	580	-44	-52	8
F점	320	-46	-53	7

6차레의 측정 결과는 크게 틀리지 않았지만, 다이폴의 경우 출력이 약하기 때문에 신호의 강도가 대체적으로 낮은 편이었고 약간의 지형적 변화만으로도 수신이 전혀 되지 않는 경우가 많았다. 따라서 여기서는 기지국의 신호를 측정하여 그림 15에 송신안테나에서 거리에 따른 신호의 강도를 표시했다. 점선은 측정치의 근사값이고 빨간실선은 시뮬레이션

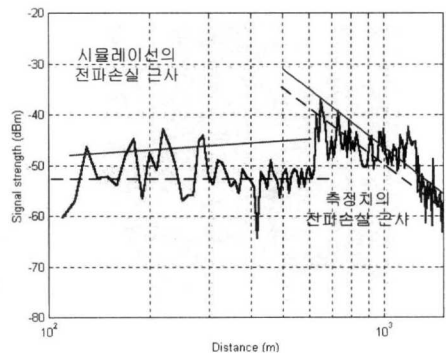


그림 15. 전파손실 측정결과



값을 안테나와 모든 특성을 고려하여 계산한 시물레이션의 근사값이다. 여기에 최소 근사 제곱법을 이용하여 복잡한 결과를 직선으로 근사화를 시도하였다. 한편 시물레이션 결과를 반경 600m를 기준을 분리하여 근사적으로 표시하였다. 기지국 안테나로부터 측정을 한 결과로 600m 정도가 될 때까지는 신호 레벨의 변화가 거의 없었다. 이는 거리가 가까운 지역에서는 거리로 인한 경로 손실이 적은 대신 안테나 이득의 감쇄로 일정한 손실이 있는 것으로 판단된다. 반경이 600m 보다 큰 경우의 전파손실 측정 및 시물레이션 결과치는 참고문헌 [2]의 결과와 매우 유사한 결과를 보여준다.

### VI. 결론

본 논문에서는 Fresnel-Kirchhoff의 회절이론으로부터 장애물의 횡단면이 사선구조인 경우에 회절손실을 정확히 계산할 수 있는 알고리즘을 제시하여, 다양한 전파환경에서의 전파 손실을 예측할 수 있도록 하였다. 특히 구릉 및 산악지역과 같은 전파환경에서 전파손실을 계산하는데 적용할 수 있는 알고리즘을 제안하였고, 이 알고리즘을 수치해석적인 방법을 이용하여 컴퓨터 프로그래밍 하였다. 최종적으로 제안된 알고리즘을 통해 실제 지형에서의 회절손실을 예측하기 위해 한국통신엠닷컴(O18)에서 사용중인 실제의 DTM 데이터를 이용하여 시물레이션을 수행하였고, 또한 충청남도에 위치한 선장 기지국에서 측정 실험을 하였으며, 이를 비교 분석한 결과 실험과 시물레이션의 차이가 약 최대 8 dB가 됨을 보였다.

### 참 고 문 헌

[1] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, Howard W.Sams & Co., 1986  
 [2] W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications, 2nd*, McGraw-Hill, Inc., 1995  
 [3] Y. Okumura, et al, "Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service," *Review of The Electrical Communication Lab., NTT*, Vol.16, No.9-104, Sept.-Oct. 1968  
 [4] M. Hata, "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol.29, pp.317-325, Nov

1977

[5] F. Ikegami, et al, "Theoretical Prediction of Mean Field Strength for Urban Mobile Radio," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, Vol.39, No.3, pp.299-302, Mar. 1991  
 [6] J. Walfish and H.L. Bertoni, "A Theoretical Model of UHF ropagation in Urban Environments", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, Vol.36, No.12, pp.1788-1796, Dec. 1988  
 [7] 이 찬주, 홍 의석, "무선 통신에 있어서 장애물에 의한 회절의 안테나 영향", *전자공학회지*, Vol.29, No.5, pp.380-385, 1992  
 [8] Katincic, B. Zivkovic-Dzunja, Z, "A model of UHF propagation in urban environment", *Antennas and Propagation, 10th International Conference on (Conf. Publ. No. 436)*, Vol.2, pp.94-97, 1997

김 상 우(Sang-woo Kim)

정회원

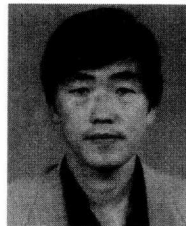


2000년 2월 : 광운대학교 전자공학부 (공학사)  
 2002년 2월 : 광운대학교 대학원 전자공학과 (석사)  
 2002년 3월~현재 : 광운대학교 대학원 전자공학과(박사과정)

<주관심 분야> RF 시스템 설계, 이동통신, 전파전파

조 삼 렬(Samuel Cho)

정회원



1979년 2월 : 광운대학교 응용전자공학과(공학학사)  
 1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2000년 3월~현재 : 광운대학교 전자공학과 (박사과정)

<주관심 분야> 전파전파, RF 모듈 및 시스템, 이동통신, 무선통신시스템

김 송 강(Song-kang Kim)

정회원



1987년 2월 : 동국대학교 물리학  
과 (이학학사)

1989년 2월 : 동국대학교 물리학  
과 (이학석사)

1994년 3월 : 오사카 대학교 전  
자에너지공학과(공학박사)

<주관심 분야> 스마트 전력증폭기, RF 및 마이크로웨이브 회로설계, 이동통신시스템 설계, 반도체 물성 및 공정

민 상 원(Sang-won Min)

정회원



1990년 2월 : KAIST 전기 및  
전자공학과 (공학석사)

1996년 2월 : KAIST 전기 및  
전자공학과 (공학박사)

1999년 3월~현재 : 광운대학교 전  
자공학부 교수

<주관심 분야> ATM, IPv6, VoIP, 통신시스템.

홍 의 석(Ui-seok Hong)

정회원

한국통신학회 논문지 제25권 제8B호 참조

김 복 기(Bok-ki Kim)

정회원

한국통신학회 논문지 제25권 제8B호 참조