

광선 추적법을 이용한 마이크로셀 전파환경 예측모델 개발

손해원 · 명노훈

한국과학기술원 전기 및 전자공학부

I. 서 론

최근 이동통신에 대한 수요의 급증으로 인하여 한정된 주파수 자원으로 보다 많은 가입자를 수용하기 위한 마이크로셀에 대한 연구가 절실해지고 있다. 마이크로셀은 반경이 1 km 이내인 셀로 기존의 매크로셀과 여러 가지 상이한 점이 많으며, 특히 전파 환경에서 두드러진 차이를 보인다. 매크로셀에서는 전파 환경이 주로 지형 및 건물의 분포에 의하여 특징 지워졌으나 마이크로셀에서는 지형과 건물의 분포 외에도 건물 개개의 모양 및 배치에 의하여 전파 환경이 크게 영향을 받게 된다. 이는 마이크로셀이 작은 셀 반경을 가지며 인접셀 간의 간섭을 줄이기 위하여 기지국의 송신 전력을 작게 제한하고 기지국 안테나의 높이를 주변 건물들의 높이보다 낮게 설치하기 때문이다. 따라서 마이크로셀 시스템의 성공적인 구현을 위해서는 경로 손실 등과 같은 전파 환경에 대한 정확한 이해가 필요하며 다양한 주변 환경에 대하여 정확한 예측 결과를 제공할 수 있는 새로운 전파전파 모델이 필요하다.

현재 마이크로셀의 전파 환경을 기술하기 위한 전파전파 모델로는 UTD(Uniform Geometrical Theory of Diffraction)에 바탕을 둔 광선 추적(ray tracing) 모델이 가장 우수성을 인정받고 있으며 이미 여러 문헌들을 통하여 그 정확성이 입증되었다^{[1]~[3]}. 그런데, 지금까지 발표된 광선 추적 모델들은 주로 광선 발사법(ray launching method)과 전기 영상법(image method)에 바탕을 둔 것들로서 여러 가지 문제점을 가지고 있다.

광선 발사법은 송신 안테나로부터 등간격으로 다수의 레이(ray)를 발사한 뒤 각각의 레이를 추적하여 수신점에 도달하는 레이를 찾는 방법이다. 이 방법은 임의의 건물 모양 및 도로 구조에 대하여 해석이 가능하다는 장점을 가지고 있으나, 실제로 수신 안테나에 도달하는 레이뿐만 아니라 도달하지 않는 레이들도 모두 검색하여야 하므로 상당히 많은 해석 시간을 요구한다. 또한 정확한 반사점과 회절점을 결정하지 못하며 수신구(reception sphere)에 근거한 수신 시험(reception test)의 부정확성으로 인하여 해석 결과의 정확도도 상당히 떨어지게 된다.

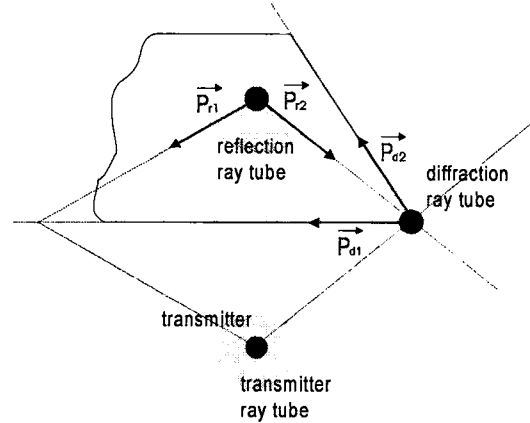
한편, 전기 영상법을 이용한 광선 추적법은 점대점(point-to-point) 광선 추적법의 하나로서 수신 시험을 필요로 하지 않고 정확한 반사점과 회절점을 제공하므로 해석 결과가 상당히 정확하며 해석 속도도 상당히 빠른 장점이 있다. 그러나 전기 영상을 생성하는 산란체의 결정이 어려워 복잡한 모양의 건물이나 도로 구조를 해석하기에 부적당하므로 십자형 도로와 같은 간단한 구조를 해석하는데 주로 사용된다. 최근에는 전기 영상법의 이러한 한계를 극복하기 위한 여러 가지 접근이 시도되고 있다. Tan 등은 전기 영상을 생성하는 산란체들을 결정하기 위하여 '시험 레이(test ray)'라는 개념을 사용하였는데^[3] 여기서 시험 레이는 근본적으로 광선 발사법에 바탕을 둔 것으로서 전기 영상을 생산하는 모든 가능한 산란체들을 찾는다는 보장이 없으며 기존의 전기 영상법보다 상당히 많은 양의 계산량을 필요로 하여 해석 속도가 상당히 느려지게 된다.

본 고에서는 앞에서 언급한 기존의 광선 추적법의 한계를 극복한 새로운 방법을 제안한다. 제안한 방법은 임의의 건물 모양 및 도로 구조에 대한 해석이 가능하며 여러 번의 반사와 회절의 조합으로 이루어지는 모든 전파 경로를 불필요한 계산 없이 빠짐없이 고려함으로써 빠르고 정확한 해석 결과를 제공한다. 또한 이 방법은 근본적으로 전기 영상법에 근거를 둔 점대점 광선 추적법으로서 정확한 반사점과 회절점을 제공하고 수신구를 이용한 수신 시험을 하지 않기 때문에 매우 정확한 해석 결과를 제공한다.

II. 결정적인 레이 튜브 방법 (Deterministic Ray Tube Method)

본 장에서는 준 3차원(quasi-three-dimensional) 환경에 적합한 광선 추적 모델을 제안한다. 준 3차원 환경이란 모든 건물의 높이가 송수신 안테나의 높이보다 충분히 높아서 건물 지붕에서의 회절과는 무시될 수 있는 환경이다. 제안된 방법을 설명하기 위해서는 우선 송신 튜브, 반사 튜브, 회절 튜브라고 명명한 3가지 종류의 레이 튜브(ray tube)에 대한 정의가 필요하다. 이들 레이 튜브들은 준 3차원 환경을 지면에 투영한 2차원 평면에서 정의되며 주변 건물들에 대한 정보로부터 생성된다.

송신 튜브(transmitter ray tube)는 송신 안테나에 의하여 생성되며 안테나의 위치와 2π 라디안(radian)의 튜브각에 의하여 정의된다. 이 튜브는 주변 건물들의 벽면과 모서리에 의한 전파의 가려짐에 의하여 [그림 1]과 같이 불규칙적인 모양을 가지게 되며 송신 튜브를 가리는 건물의 벽면과 모서리는 각각 반사 튜브(reflection ray tube)와 회절 튜브(diffraction ray tube)를 송신 튜브의 종속체로서 생성한다. 만약 수신 안테나가 송신 튜브 내에 위치한다면 송신 안테나와 수신 안테나 사이에 직접파가 존재하는 것으로 판단한다.



[그림 1] 송신 튜브, 반사 튜브 및 회절 튜브의 정의

반사 튜브는 건물 벽면에 의한 전파의 반사를 나타내는 것으로서 송신 튜브나 회절 튜브 또는 다른 반사 튜브에 의하여 생성되며 벽면에서의 전기 영상의 위치와 벽면의 번호, 그리고 π 라디안 이하의 튜브각에 의하여 정의된다. 여기서 전기 영상은 송신기로부터의 다중 반사 영상일 수도 있고 건물의 모서리를 2차 전원으로 생각할 경우 이들의 다중 반사 영상일 수도 있다. 반사 튜브의 각은 이전 튜브를 가리는 벽면의 전체 또는 일부분에 의하여 결정되며 [그림 1]과 같이 두개의 단위 벡터 \vec{P}_{r1} 과 \vec{P}_{r2} 에 의하여 기술된다. 반사 튜브는 그들의 종속체로서 튜브 내부의 벽면과 모서리들로부터 다른 반사 튜브나 회절 튜브들을 생성할 수 있다. 기본적으로 반사 튜브는 튜브각과 벽면으로 경계된 부채꼴 모양이지만 이 튜브 내의 건물들에 의한 가려짐에 의하여 불규칙적인 모양을 가지게 된다.

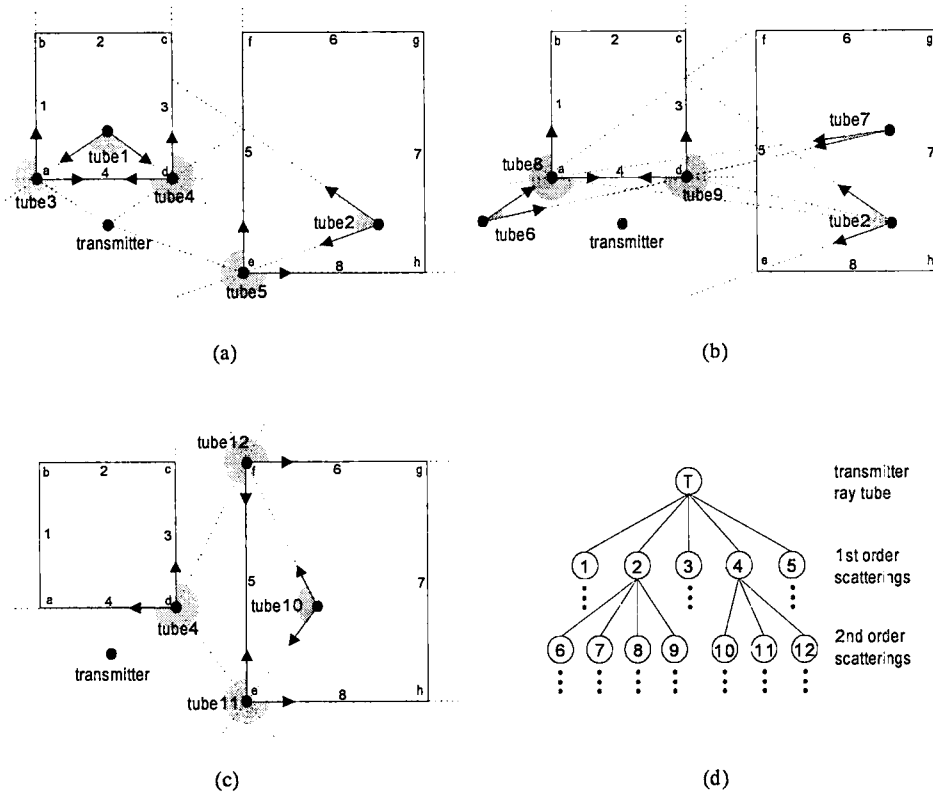
회절 튜브는 건물 모서리에 의한 회절파를 나타내는 것으로 이전의 3가지 튜브들의 종속체로서 생성된다. 회절 튜브는 모서리의 위치와 모서리 번호, 그리고 튜브각으로 기술되며 모서리의 위치가 튜브의 꼭지점이 된다. 튜브각은 모서리를 구성하는 두개의 벽면에 의하여 결정되며 [그림 1]과 같이 두개의 단위 벡터 \vec{P}_{d1} 과 \vec{P}_{d2} 로 표현된다.

회절 튜브의 모양도 기본적으로는 부채꼴 형태이지만 튜브 내의 건물들에 의한 가려짐에 의하여 불규칙적인 모양을 가지게 된다. 회절 튜브의 종속 튜브들은 튜브 내의 벽면과 모서리들에 의하여 생성된다.

어떠한 복잡한 환경에 대해서도 이들 3가지 종류의 튜브들은 주변 건물들의 정보로부터 항상 생성될 수 있으며 트리 구조로 저장될 수 있다. 이 트리의 루트(root)는 항상 송신 튜브가 된다. 송신 튜브는 주변 건물들에 의한 반사 튜브나 회절 튜브를 종속 튜브로 가질 수 있으며 각각의 반사 튜브나 회절 튜브들도 그들의 종속 튜브로서 다른 반사 튜브나 회절 튜브를 생성할 수 있다. 이러한 반복적 과정을 통하여 주어진 트리의 깊이(depth) 까지 트리를 생성할 수 있으며 이때 트리의 깊이

는 전체 산란 횟수를 N 이라고 할 때 $N+1$ 로 주어진다.

[그림 2]는 2개의 사각형 건물로 구성된 간단한 환경에 대하여 튜브 트리의 생성 과정을 보여주고 있다. 1차 산란 과정에서 송신 튜브는 2개의 벽면(4, 5)과 3개의 모서리(a, d, e)에 의하여 가려지며 따라서 [그림 2]의 (a)와 같이 2개의 반사 튜브와 3개의 회절 튜브가 생성된다. 2차 산란 과정에서는 1차 산란 과정에서 생성된 5개의 튜브들이 각각 반사 튜브와 회절 튜브들을 그들의 종속 튜브로서 생성하며 그 예를 [그림 2]의 (b)와 (c)에 나타내었다. [그림 2]의 (d)는 이러한 과정을 통하여 생성된 레이 튜브 트리(ray tube tree)를 보여준다. 그림에서 트리의 깊이는 3이며 이는 2차 산란 과정까지 고려한 것이다. 이렇게 트리를 생성하는 과

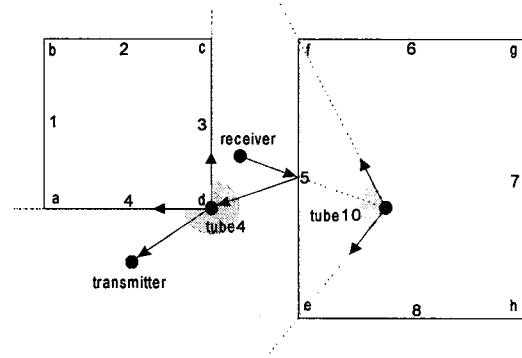


[그림 2] 레이 튜브 트리의 생성 예

정에서는 산란의 차수를 제한하는 방법 이외에도 트리 노드(node)의 생성을 제한하는 다양한 평가 기준을 사용할 수 있다. 예를 들어 각 노드를 생성하는 과정에서 전체 회절의 횟수를 제한하거나 각 튜브 내의 필드의 세기를 근사적으로 계산하여 주어진 문턱값 이하의 세기를 가지는 튜브들을 생성하지 않을 수도 있다.

일단 레이 튜브 트리가 완성되면 광선 추적법을 이용하여 송신 안테나로부터 수신 안테나에 도달하는 모든 경로를 찾을 수 있다. 제안한 방법은 트리의 생성 과정이 수신 안테나의 위치와 무관하므로 어떠한 위치의 수신 안테나에 대해서도 동일한 트리를 이용하여 전파 경로를 찾을 수 있다. 우선 주어진 수신 안테나의 위치에 대하여 생성된 레이 튜브 트리를 검색하면서 수신 안테나를 그 내부에 포함하는 튜브들을 찾는다. 일단 그러한 튜브들을 찾으면 트리로부터 각각의 튜브에서 루트 튜브(송신 튜브)까지의 일련의 튜브들을 찾을 수 있다. 이때 수신 안테나를 포함하는 각각의 튜브들은 2차원 평면에서 하나의 전파 경로와 일대일로 대응하며 전기 영상법에 자주 쓰이는 광선 역추적법(backward ray tracing method)을 이용하여 2차원 평면상에서 반사점과 회절점들의 위치를 계산할 수 있다. 각 튜브들은 2차원 평면에서 반드시 하나의 전파 경로와 대응되므로 광선 발사법이나 VT 방법과 같이 불필요한 레이들을 추적하는 경우가 없으며 따라서 계산 효율을 상당히 향상시킬 수 있다. [그림 3]은 레이 튜브 트리를 바탕으로 광선 역추적법을 이용하여 전파 경로를 찾는 한 예를 보여주고 있다.

2차원 투영도에서 생성한 레이 튜브 트리로부터 얻어진 레이는 그 경로상에서 지면에 대한 수직 단면도를 이용하여 3차원에서의 레어로 변환할 수 있다. 2차원 레이는 지면에서 반사가 일어나지 않는 레이와 지면에서 반사가 일어나는 2개의 레이를 모두 나타내고 있으며, 송신점의 지면에 대한



[그림 3] 레이 튜브 트리를 이용한 전파 경로 찾기

영상을 이용하여 지면 반사 레이를 구한다.

마지막으로 각 전파 경로에 의해 수신 안테나에 도달하는 필드의 세기는 UTD를 이용하여 구할 수 있다^{[4]-[5]}. 임의의 점 Q에 반사점이나 회절점이 위치하고 이 점에 입사하는 전계의 세기를 $E^i(Q)$ 라고 하면 수신점 P에서의 반사파 $E^r(P)$ 나 회절파 $E^d(P)$ 의 전계는 다음과 같이 주어진다.

$$E^r(P) = E^i(Q) RA_s e^{-jks} \quad (1)$$

$$E^d(P) = E^i(Q) DA_d e^{-jks} \quad (2)$$

여기서 각각의 변수들은 다음과 같다.

R = dyadic reflection coefficient

D = dyadic diffraction coefficient

As = spreading factor for a reflection from a surface

Ad = spreading factor for a diffraction at an edge

k = propagation constant

s = distance from Q to P

앞의 식들을 이용하여 수신 안테나에 도달하는 각각의 레이들의 전계의 세기를 구한 후 이를 벡터적으로 중첩(superposition)하면 수신 안테나에 도달하는 전계의 세기를 알 수 있다.

Ⅲ. 결정적인 레이 튜브 방법의 3차원 확장

본 장에서는 Ⅱ장에서 설명한 결정적인 레이 튜브 방법을 3차원 환경에 적용할 수 있도록 확장하는 방법과 3차원 전파 경로를 해석하는 방법에 대하여 설명한다.

3-1 결정적인 레이 튜브 방법의 3차원 확장

도심 환경에서 기지국 안테나의 높이가 주변 건물들의 높이와 비슷하거나 기지국과 이동국 사이의 거리가 멀고 전파 장애물이 많아서 2차원 전파 경로에 의한 전파 손실이 심한 경우 건물 위로 전파하는 3차원 옥상 경로(rooftop path)를 고려하여야 한다. 옥상 경로를 고려하는 기존의 방법은 송신점과 수신점을 잇는 직선 상에서 건물들의 수직 단면도를 이용하여 계산하는 방법이었다. 그러나, 이러한 수직 단면도만을 이용하여 찾을 수 있는 전파 경로는 매우 제한되어 있어서 실제 발생할 수 있는 모든 전파 경로를 고려하기가 힘들다. 실제 전파 경로는 송·수신점을 잇는 단순한 옥상 경로뿐만 아니라 건물 벽면 및 모서리에서의 산란 현상이 조합된 복잡한 형태를 가진다.

본 연구에서는 실제 전파 경로의 다양한 현상을 고려하기 위하여 결정적인 레이 튜브 방법을 3차원 환경에 적합하도록 확장하였다. 우선 Ⅱ장에서 설명한 방법과는 달리 수신점에서도 튜브 트리를 생성한다(이하에서 송신점에서 생성한 튜브 트리를 '송신 튜브 트리', 수신점에서 생성한 튜브 트리를 '수신 튜브 트리'라고 한다). 수신 튜브 트리를 생성하는 방법은 송신 튜브 트리의 경우와 동일하며, 생성된 송신 및 수신 튜브 트리로부터 전파 경로를 결정하는 방법은 다음과 같다.

① 송신 튜브 트리 내의 튜브들과 수신 튜브 트

리 내의 튜브들을 일대일로 대응시켜 서로 마주보는 튜브들을 찾는다. 여기서 튜브끼리 마주보고 있다는 것은 두 튜브 사이에 공통 영역이 존재하고, 또한 두 튜브의 꼭지점을 연결한 직선이 각 튜브의 튜브각([그림 4]에서 $\overrightarrow{P_1}$, $\overrightarrow{P_2}$ 및 $\overrightarrow{P_a}$, $\overrightarrow{P_b}$) 내에 존재한다는 것을 의미한다. 다만, 여기서 주의할 것은 두 튜브의 공통 영역을 판단할 때 각 튜브의 영역이 그 내부의 건물들에 의하여 제한되지 않는다고 가정하여야 한다는 것이다. [그림 4]는 반사 튜브와 회절 튜브가 서로 마주보고 있는 한 예이다.

② 마주보는 튜브들의 꼭지점을 잇는 선으로부터 [그림 4]와 같이 각 튜브를 생성하는 산란체(건물 벽면, 건물 모서리)에서의 산란점(반사점, 회절점)을 결정하고, 두 산란점을 연결하는 경로를 옥상 경로로 정의한다.

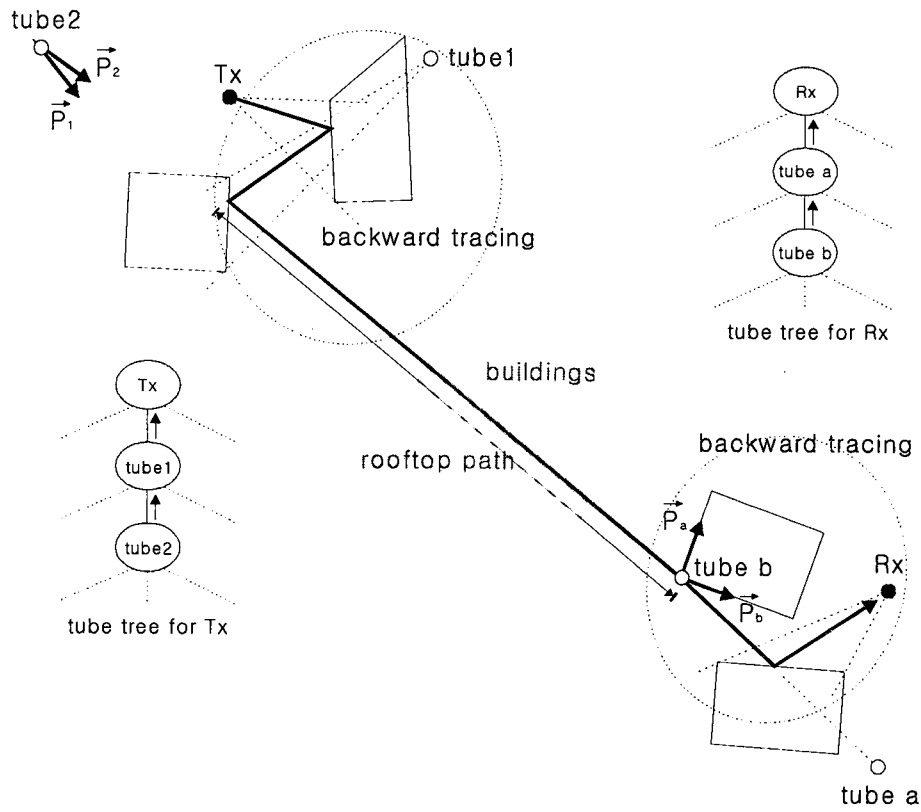
③ 송신 튜브 트리를 검색하여 옥상 경로의 시작점으로부터 송신점까지의 전파 경로를 역추적(backward tracing)하여 찾는다.

④ 수신 튜브 트리를 검색하여 옥상 경로의 끝점으로부터 수신점까지의 전파 경로를 역추적하여 찾는다.

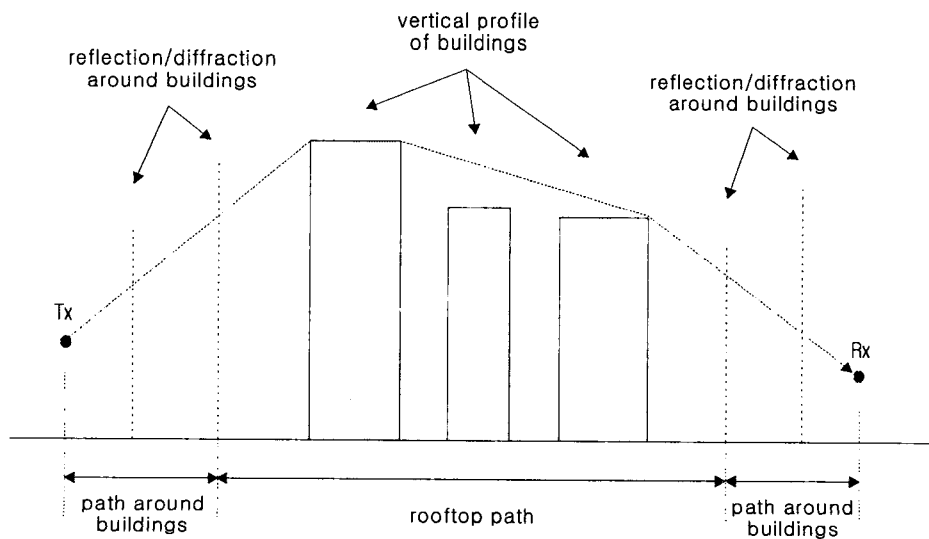
⑤ ②~④의 과정에서 찾은 전파 경로에서의 수직 단면도를 구하고 이를 평면상에 펼친다. [그림 5]는 송신점에서 옥상 경로의 시작점, 옥상 경로의 시작점과 끝점, 옥상 경로의 끝점과 수신점까지의 수직 단면도를 평면상에 펼친 예를 보여준다.

⑥ 펼쳐진 수직 단면도로부터 각 산란점의 3차원 좌표 및 옥상 경로상의 회절점들을 결정한다. 옥상 경로상의 회절점들을 결정하는 방법은 본 장의 2절에서 설명한다.

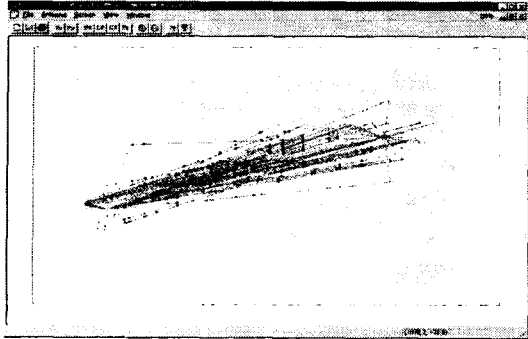
앞의 과정에 의해 찾은 3차원 전파 경로에 대하여 UTD 및 근거리 광선 근사법(near field ray approximation)을 적용하여 전파 손실을 계산할 수 있으며, 여기에 대해서는 본 장의 2절에서 설명한



[그림 4] 결정적인 레이 튜브 방법의 3차원 확장



[그림 5] 3차원 전파 경로의 수직 단면도



[그림 6] 3차원 전파 경로의 예

다. 3차원으로 확장된 결정적인 레이 튜브 방법은 옥상 경로 이전에 송신점 부근에서 발생하는 건물에서의 반사 및 회절 현상과 수신점 부근에서 발생하는 산란 현상들을 모두 고려할 수 있다. [그림 6]은 실제 환경(캐나다의 오타와시)에서 3차원 전파 경로를 찾은 예를 보여 준다.

3-2 옥상 회절 손실 (Rooftop Diffraction Loss)

마이크로셀 환경에서 기지국 안테나의 높이가 주 건물들의 높이에 비하여 충분히 낮지 않거나, 기지국과 이동국 사이의 거리가 멀고 건물 등의 전파 장애물이 많아서 2차원 전파 경로에 의한 전파 손실이 큰 경우 건물들 위로 전파하는 옥상 경로의 영향을 무시할 수 없다. 옥상 경로를 고려하기 위해서는 기지국과 이동국을 연결하는 직선상의 수직 단면도를 구성하고 건물들을 등가 나이프 에지(knife-edge)로 간주하여 해석하는 방법을 많이 사용한다. 이러한 방법은 기존의 산이나 언덕 등에 의한 불규칙 지형에서의 전파 손실을 해석하는 방법과 유사하며 이미 여러 문헌에서 이를 다루었다. Millington은 Fresnel-Kirchhoff 근사를 이용하여 두 개의 나이프 에지를 해석하였으며^[8], Vogler는 임의의 수의 나이프 에지에 대한 완전해를 구하였다^[10]. 그러나, Vogler의 해는 오차 함수(error function)의 다중 적분(multiple integral) 형태로 주어

져 있으므로 도심 환경에서와 같이 기지국과 이동국 사이의 건물들이 매우 많아서 등가 나이프 에지의 수가 많은 경우에는 시간적으로 효율적인 계산을 하기가 힘들다. 한편, Whittaker는 근거리 광선 근사법을 이용하여 다중 나이프 에지 손실에 대한 간단한 계산법을 제시하였다^[11]. 그러나 Whittaker의 방법은 적은 수의 나이프 에지에 대해서만 유효하므로 이를 도심 환경에 그대로 적용하기는 힘들다. 따라서, 본 연구에서는 Whittaker의 방법과 UTD를 접목시켜 다수의 나이프 에지에 대한 간단한 계산법을 제시하고 이를 도심 환경에서의 옥상 경로 손실 계산에 적용하였다.

3-2-1 근거리 광선 근사법 (Near Field Ray Approximation Method)

[그림 7]과 같이 나이프 에지들이 z축에 평행하게 위치하고 송신점과 수신점이 각각 원점과 $z=0$ 평면에 위치하는 경우를 가정하자. 일련의 나이프 에지들 가운데 m번째 나이프 에지가 그림에 표시되어 있다. $x=x_m$ 평면에 위치한 m번째 나이프 에지에 대한 초선(focal line) $O_m(\xi_m, \eta_m, 0)$ 과 필드점(field point) $P(x, y, z)$ 가 x_m 으로부터 각각 ρ_m 과 r_{m+1} 만큼 떨어져 있으며, $\rho_m \gg |h_m - \eta_m|$ 이면 에지 부근에서 파면(wave front)의 곡률은 $\rho_m = x_m - \xi_m$ 로 주어진다. m=1인 특별한 경우 초선은 송신점을 나타낸다.

Huygens-Fresnel-Kirchhoff 이론에 따라 $P(x, y, z)$ 에서의 필드는 식 (3)의 Fresnel 적분값에 비례한다.

$$F(\tau_m) = \int_{\tau_m}^{\infty} e^{it^2} dt \quad (3)$$

$$\text{여기서, } \tau_m = \frac{h_m - y_m}{Y_m}$$

$$Y_m = \sqrt{\frac{2\rho_m r_{m+1}}{k(\rho_m + r_{m+1})}}$$

$$\overline{y}_m = \frac{\rho_m y_{m+1} + r_{m+1} \eta_m}{\rho_m + r_{m+1}}$$

Fresnel 적분에서 적분 인자는 t 가 증가함에 따라 빠르게 진동(oscillation)하므로 Fresnel 적분의 상한은 식 4와 같이 $t = \tau_m + \Delta t_m$ 으로 근사할 수 있으며 이는 점 $P(x, y, z)$ 에서의 필드가 $h_m \leq y \leq y + \Delta y_m$, $\Delta y_m = Y_m \Delta t_m$ 의 개구면(aperture) A에서의 필드에 의존한다는 것을 의미한다.

$$\left| \int_{\tau_m}^{\tau_m + \Delta t_m} e^{i\tau^2} dt \right| = \left| \int_{\tau_m}^{\infty} e^{i\tau^2} dt \right| \equiv |F(\tau_m)| \quad (4)$$

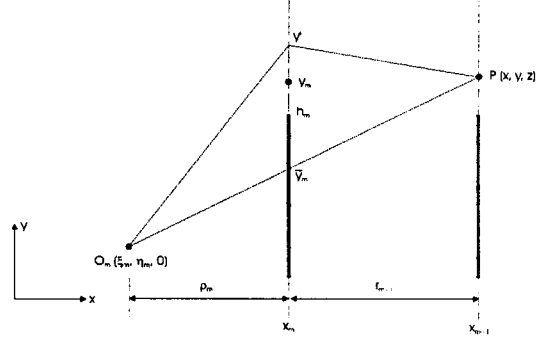
[그림 7]에서 두 나이프 에지간의 거리를 Δx , 높이의 차를 Δh 라고 할 때 $\Delta h^2 / \Delta x^2 \ll 1$ 을 만족하면, Whittaker의 결과에 따라 $x = x_m$ 에서 개구면 A에서의 입사파를 대표할 수 있는 특정점에서의 필드 $u_m(x_m, y_m, 0)$ 에 대하여 $x = x_{m+1}$ 에서의 회절파 $u_{m+1}(x_{m+1}, y_{m+1}, 0)$ 는 식 (5)와 같이 간단하게 표시할 수 있다.

$$\frac{u_{m+1}(x_{m+1}, y_{m+1}, 0)}{u_m(x_m, y_m, 0)} = \sqrt{\frac{x_m \rho_m}{x_{m+1}(\rho_m + r_{m+1})}} \frac{F(\tau_m)}{\sqrt{\pi i}} \cdot \exp \left\{ ik \left[r_{m+1} + \frac{(y_{m+1} - \eta_m)^2}{2(\rho_m + r_{m+1})} - \frac{(y_m - \eta_m)^2}{2\rho_m} \right] \right\} \quad (5)$$

여기서, y_m 은 식 (6)와 같이 선택되며, ϕ_F 는 Fresnel 적분 $F(\tau)$ 의 위상(phase)이다.

$$y_m = h_m + Y_m \left[\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau} - \tau \right]_{\tau=\tau_m} \quad (6)$$

$$= \overline{y}_m + Y_m \left(\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau} \right)_{\tau=\tau_m}$$



[그림 7] m번째 나이프 에지에 의한 회절

$x = x_{m+1}$ 평면에서의 필드 u_{m+1} 을 새로운 초선 $O_{m+1}(\xi_{m+1}, \eta_{m+1}, 0)$ 에 대한 관계로 표현하기 위해서 $(x_{m+1}, y_{m+1}, 0)$ 에서 파면의 y 방향 기울기 α_{m+1} 와 곡률 ρ_{m+1} 을 각각 식 (7)과 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$\alpha_{m+1} = \frac{y_{m+1} - \eta_m}{x_{m+1} - \xi_m} - \frac{Y_m}{r_{m+1}} \left(\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau} \right)_{\tau=\tau_m} \quad (7)$$

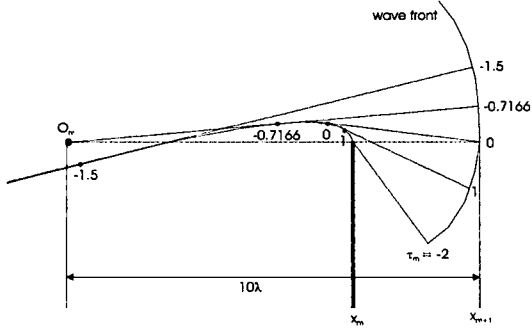
$$\frac{1}{\rho_{m+1}} = \frac{1}{\rho_m + r_{m+1}} \cdot \left[1 + \frac{\rho_m}{r_{m+1}} \left(\frac{1}{2} \frac{d^2 \phi_F}{d\tau^2} \right)_{\tau=\tau_m} \right] \quad (8)$$

이로부터 새로운 초선 $O_{m+1}(\xi_{m+1}, \eta_{m+1}, 0)$ 은 식 (9)와 식 (10)으로 주어진다.

$$\xi_{m+1} = x_{m+1} - \rho_{m+1} \quad (9)$$

$$\eta_{m+1} = y_{m+1} - \alpha_{m+1} \rho_{m+1} \quad (10)$$

[그림 8]은 τ_m 에 따른 $(x_{m+1}, y_{m+1}, 0)$ 에서의 초선의 특성을 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 $\tau_m < 0$ 일 때 τ_m 의 작은 변화에 대하여 ρ_{m+1} 이 매우 크게 변한다. 이런 경우 필자들의 경험에 의하면 식 (8)을 이용하여 ρ_{m+1} 을 구하기보다는 식 (11)을 이용하는 것이 보다



[그림 8] 초선(focal line)의 특성

정확한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있었다. 식 (11)에서 Y_{m+1} 이 ρ_{m+1} 의 함수이므로 식 (11)을 반복 계산(iteration)하여 ρ_{m+1} 을 구하여야 한다.

$$\frac{1}{\rho_{m+1}} = \frac{\alpha(y_{m+1} + 1.85Y_{m+1}) - \alpha(y_{m+1})}{1.85Y_{m+1}} \quad (11)$$

여기서,

$$\alpha(y) = \frac{y - \eta_m}{x_{m+1} - \xi_m} - \frac{Y_m}{r_{m+1}} \left(\frac{1}{2} \frac{d\phi_F}{d\tau} \right)_{\tau = \tau_m}$$

한편, $\tau_m < -0.7166$ 일 때는 이상의 방법과 같이 $(x_{m+1}, y_{m+1}, 0)$ 에서의 필드를 하나의 초선으로 표현하기가 어렵다. 이를 해결하기 위하여 Whittaker는 제 2의 초선을 도입하였는데, 필자들은 이러한 방법이 계산의 정확성에 비해 시간적인 효율성을 저하시킨다고 판단하여 $\tau_m < -0.7166$ 인 나이프 에지들을 무시하였다.

이상의 수식 및 설명을 살펴보면 아직 y_{m+1} 이 명확하게 정해지지 않았음을 알 수 있다. y_{m+1} 을 포함한 모든 파라미터들이 유일하게 정해지기 위해서는 다음의 과정에 따라 반복 계산을 하여야 한다.

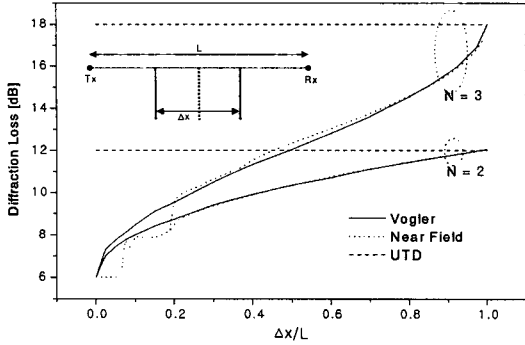
송신점이 원점에 있고 전체 나이프 에지의 개수가 N 이라고 할 때, 우선 각 나이프 에지에서의 필

드점과 초선 파라미터들을 식 (12)와 같이 초기화시킨다.

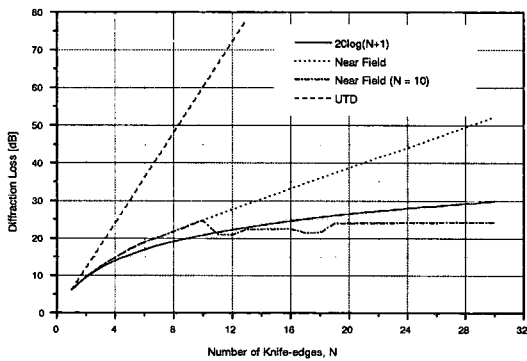
$$y_m = h_m, \xi_m = 0, \eta_m = 0 \quad \text{for } m = 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

초기화를 한 후 첫 번째 나이프 에지에 대하여 τ_1 와 y_1 을 구하고 두 번째 나이프 에지의 초선 파라미터 ξ_2, η_2 를 구한다. 두 번째 나이프 에지에 대해서는 앞에서 구한 초선 파라미터들을 이용하여 τ_2, y_2 를 구하고 세 번째 나이프 에지의 ξ_3, η_3 를 구한다. 이러한 과정을 통하여 N 번째 나이프 에지의 필드점과 초선 파라미터들을 모두 구한 후에 이 파라미터들을 이용하여 첫 번째 나이프 에지부터 다시 앞의 과정을 반복한다. 이러한 반복 계산을 계속하면 모든 나이프 에지에서 필드점과 초선 파라미터들이 일정한 값에 수렴하게 된다. 이렇게 수렴한 파라미터들과 식 (5)를 이용하여 나이프 에지 옆에 의한 회절 손실을 계산할 수 있다.

[그림 9]는 송신점과 수신점을 잇는 직선 상에 2개 및 3개의 나이프 에지가 대칭으로 놓여 있을 때 송·수신점간의 거리 L 에 대한 가장자리 에지간의 간격 Δx 의 비를 변화시키면서 회절 손실을 계산한 것이다. 그림에서 $\Delta x/L$ 가 충분히 클 때 근거리 광선 근사법을 이용한 계산 결과가 Vogler의 결과와 비교적 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. $\Delta x/L$ 가 작을 때는 근거리 광선 근사법을 이용한 계산 결과가 Vogler의 결과와 일치하지 않는데 이는 $\Delta x/L$ 가 작을수록 τ 가 작아지게 되어 초선 파라미터들의 계산이 부정확하기 때문이다. 더욱이 $\tau < -0.7166$ 이하의 에지를 무시함으로써 발생하는 계단 현상도 나타나고 있다. 그러나, 전체 오차는 3 dB 미만으로 이를 전파 환경 예측에 적용하는 데는 별 무리가 없는 것으로 판단된다. 그림에서 UTD를 적용한 결과는 근거리 광선 근사법을 이용한 결과 및 Vogler의 결과와 상당한 차이가 있음을 알 수 있다.



[그림 9] 나이프 에지의 간격 변화에 따른 회절 손실의 변화



[그림 10] 나이프 에지 개수의 증가에 따른 회절 손실의 변화

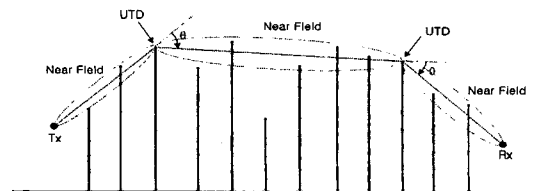
[그림 10]은 송신점과 수신점을 잇는 직선 상에 N 개의 나이프 에지가 일정한 간격으로 놓여 있을 때 N 의 변화에 따른 회절 손실의 변화를 계산한 결과이다. 그림에서 실선은 Lee가 제시한 정확한 결과인데^[9] N 이 증가할수록 근거리 광선 근사법을 이용한 결과와 상당히 큰 차이를 보이고 있다. 이는 N 이 증가할수록 근사에 의하여 초선 파라미터들을 구할 때 오차가 누적되기 때문이며, 따라서 근거리 광선 근사법은 소수의 나이프 에지에 대해서만 적용이 가능하다는 결론을 내릴 수 있다. 한편, 그림에서 $N > 10$ 일 경우 회절 손실에 가장 큰 영향을 미치는 10개의 나이프 에지만을 선택하여 계

산한 결과를 나타내었는데, 이러한 결과는 $N \leq 30$ 인 경우 Vogler의 결과에 비해 6dB 이하의 오차를 가지고 있음을 알 수 있다. 따라서, 본 연구에서는 근거리 광선 근사법을 적용할 때 $N > 10$ 인 경우에는 회절 손실에 가장 큰 영향을 미치는 10개의 나이프 에지만을 선택하여 계산하였다.

3-2-2 근거리 광선 근사법 + UTD

근거리 광선 근사법을 적용할 때는 앞 절에서 언급한 $\Delta h^2/\Delta x^2 \ll 1$ 의 가정이 만족되어야 한다. 그러나 도심 환경에서는 이러한 가정이 성립되지 않는 경우가 자주 발생한다. 예를 들어 거리가 가까운 두 건물의 높이가 상당히 차이가 나는 경우 앞의 가정은 만족되지 못하고, 따라서 근거리 광선 근사법을 적용하기가 어렵게 된다. 본 연구에서는 이러한 경우를 해결하기 위하여 근거리 광선 근사법과 UTD를 접목시킨 새로운 방법을 사용한다. [그림 11]은 이러한 방법의 한 예를 보인 것이다. UTD는 한 에지의 천이 영역(transition region)에 다른 에지가 존재할 때 부정확한 결과를 제시하므로 그림과 같이 에지들 가운데 천이 영역에 존재하지 않는 에지들을 우선 선택한다(이하에서 이러한 에지들을 UTD 에지라고 정의한다). 그림에서 임의의 에지가 천이 영역에 존재하지 않기 위해서는 식 (13)을 만족해야 한다.

$$\theta > \cos^{-1} \left(1 - \frac{\lambda(s+s')}{ss'} \right) \quad (13)$$



[그림 11] 근거리 광선법과 UTD의 결합

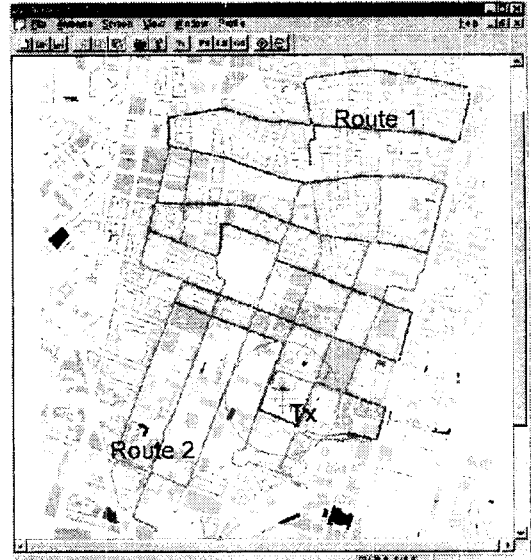
여기서 λ 는 파장이며, s' 과 s 는 각각 이전의 UTD 에지와 기준 에지, 기준 에지와 다음 UTD 에지간의 거리이다. 특별한 경우 s' 이 송신점과 기준 에지간의 거리가 되거나 s 가 기준 에지와 수신점간의 거리가 될 수도 있다(즉, 송신점과 수신점도 UTD 에지로 간주한다). 일단 UTD 에지들이 선정된 후 인접한 두 개의 UTD 에지 사이에 존재하는 에지들 가운데 UTD 에지들을 초점으로 하는 1차 Fresnel 반경 내부의 에지들을 선택한다(이하에서 이러한 에지들을 Fresnel 에지라고 정의한다). 이렇게 선택된 Fresnel 에지들은 앞서 제시한 근거리 광선 근사법의 적용에 필요한 가정을 만족한다. 에지들의 선택이 끝나면 우선 UTD 에지들에 대하여 UTD를 적용하여 회절 손실을 계산하고, 그 후 인접한 UTD 에지들 사이의 Fresnel 에지들에 대하여 근거리 광선 근사법을 적용하여 추가 회절 손실을 구한다. 단, 임의의 인접 UTD 에지들 사이의 Fresnel 에지의 수는 최대 10개까지 고려한다.

IV. 수치 해석 결과

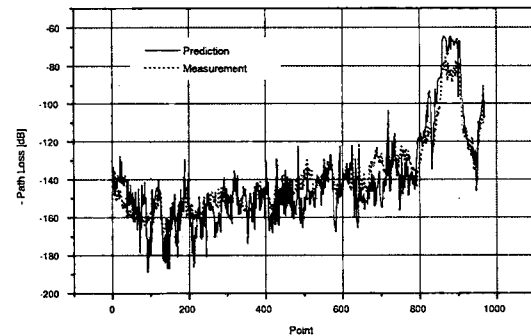
4-1 경로 손실 해석

본 고에서는 제안한 방법의 우수성과 해석 결과의 정확성을 보이기 위하여 임의의 건물 형태와 도로 구조를 갖는 실제 환경에서 해석을 수행한 후 측정 결과와 비교하였다.

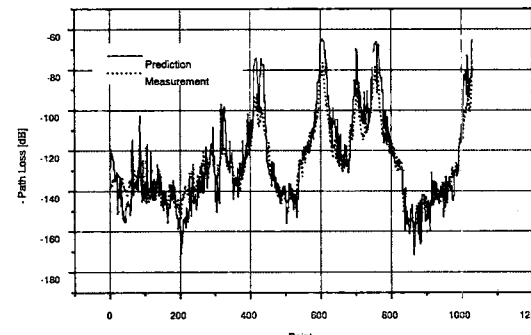
[그림 12]는 독일의 뮌헨(Munich)시 지도이며 route 1과 route 2의 측정 경로가 표시되어 있다. 이 지도와 측정 자료는 인터넷을 통하여 얻을 수 있으며, 지도에는 건물의 2차원 모양뿐만 아니라 건물의 높이와 지면의 해발 고도 등의 정보도 포함되어 있다. 송신 안테나는 그림과 같이 좌표 (1281.36, 1381.27)에 위치하고 있으며 송신 안테나와 수신 안테나의 높이는 각각 13m, 15m이고 송신 주파수는 947 MHz이다.



[그림 12] 뮌헨(Munich)시의 지도와 측정 경로



[그림 13] Route1에서의 해석 결과와 측정 결과의 비교



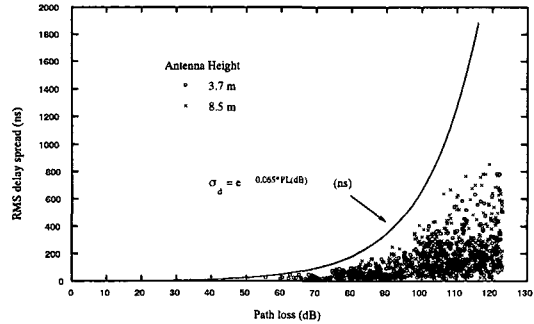
[그림 14] Route2에서의 해석 결과와 측정 결과의 비교

[그림 13]과 [그림 14]는 각각 route 1과 route 2의 경로에 대하여 경로 손실을 해석한 결과이다. 이 때 전체 산란 횟수는 10번, 회절 횟수는 1번으로 선택하였으며 건물의 유전율과 전도도는 각각 4.44, 0.01 S/m로 두었다. 지면에 대해서는 상대 유전율과 전도도를 각각 15, 7 S/m로 두었으며 지면 및 건물의 해발 고도를 고려하였다. 해석 결과를 측정 결과와 비교해 보면 route 1의 경우 평균 0.97 dB의 오차와 10.72 dB의 표준 편차를 보이고 있으며 route 2의 경우에는 평균 2.35 dB의 오차와 9.39 dB의 표준 편차를 보이고 있다. 따라서, 해석 결과와 측정 결과의 편차는 10 dB 정도로 본 연구에서 개발한 전파 환경 예측 모델을 이용하여 비교적 정확한 예측 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

4-2 지연 확산 해석

지연 확산(delay spread)은 광대역 다중 경로 채널을 특징 지우는 중요한 변수 가운데 하나이다. 지연 확산은 특히 고속 디지털 통신 시스템에서 결정적인 영향을 미친다. 지연 확산을 설명하는 여러 가지 방법 가운데 RMS 지연 확산이 가장 널리 쓰이는데 이는 지연 프로파일의 2차 중간 모멘트(central moment)로부터 구해진다^[6].

본 고에서는 RMS 지연 확산과 경로 손실의 상관 관계를 분석하고 이를 문헌 [7]에 발표된 측정 결과와 비교하였다. 문헌 [7]에서 저자들은 샌프란시스코에서 다섯 군데의 대표적인 마이크로셀 지역에서 광대역 경로 손실과 지연 확산의 상관 관계를 측정을 통하여 분석하였다. 측정 주파수는



[그림 15] 경로 손실과 RMS 지연 확산의 상관 관계(Ottawa)

1900 MHz이며 경로 손실의 함수로서 지연 확산의 최대 한계를 설명하는 지수 곡선을 제시하였다. [그림 15]는 1900 MHz에서 [그림 6]의 오타와(Ottawa)시에 대하여 계산한 RMS 지연 확산과 경로 손실의 상관 관계를 나타낸 것이다. 송신 안테나의 높이는 3.7 m와 8.5 m의 두 가지에 대하여 해석하였으며 수신 안테나의 높이는 1.7 m로 두었다. 수신 안테나는 해석 지역에 균일하게 분포시켰으며 경로 손실은 123 dB까지를 고려하였다.

[그림 15]를 살펴보면 문헌 [7]에서 제시한 지수 곡선을 잘 따르고 있음을 알 수 있다. <표 1>은 두 가지 송신 안테나의 높이에 대하여 RMS 지연 확산의 평균과 표준 편차를 나타낸 것이다. 송신 안테나의 높이가 높을수록 지연 확산이 크게 발생하는데 이는 송신 안테나의 높이가 높을수록 먼 거리의 건물들로부터 산란되어 수신 안테나에 도달하는 전파가 많기 때문이다. <표 1>은 문헌 [7]에서 제시한 측정 결과를 같이 보여주고 있는데

<표 1> 오타와와 샌프란시스코에서의 RMS 지연 확산

안테나 높이	오타와 (해석 결과)		샌프란시스코 (측정 결과) [7]	
	평균	표준 편차	평균	표준 편차
3.7 m	134.6 ns	127.4 ns	136.8 ns	138.0 ns
8.5 m	173.1 ns	156.8 ns	176.8 ns	147.1 ns

본 연구에서 개발한 전파 환경 예측 모델의 해석 결과와 측정 결과가 상당히 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 고에서는 마이크로셀 환경에서의 전파 환경을 예측하기 위하여 결정적인 레이 튜브 트리 방법이라는 새로운 광선 추적법을 제안하였다. 제안한 방법은 어떠한 복잡한 환경에도 적용할 수 있으며 3차원 환경에서 다중 반사와 회절의 조합으로 이루어지는 모든 전파 경로를 정확하게 찾을 수 있다. 또한, 기존의 광선 방사법에서와 같은 불필요한 계산량을 줄임으로써 매우 빠른 해석 속도를 가지고 있으며 점대점 광선 추적법에 근거한 상당히 정확한 해석 결과를 제공한다. 본 고에서는 육상 회절 손실의 계산을 위하여 근거리 광선 근사법과 UTD를 접목한 효율적인 계산법을 제안하고 실제 환경에 이를 적용하여 그 정확성을 입증하였다.

감사의 말씀

본 연구는 SK 텔레콤의 연구 지원을 받아 수행한 과제로 SK 텔레콤 중앙 연구원의 IMT2000 개발 그룹 연구원 여러분께 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] K. R. Schaubach, N. J. Davis and T. S. Rappaport, "A ray tracing method for predicting path loss and delay spread in microcellular environments," in *42 IEEE Veh. Technol. Conf.*, Denver, CO, May 10-13, 1992, vol. 2, pp. 932-935.
- [2] S. Y. Tan and H. S. Tan, "A theory for propagation path loss characteristics in a city street-grid," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, pp. 333-342, Aug. 1993.
- [3] S. Y. Tan and H. S. Tan, "Improved three-dimensional ray tracing technique for microcellular propagation models," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1503-1505, Aug. 1995.
- [4] R. J. Luebbers, "Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 70-76, Jan. 1984.
- [5] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Boston, MA: Artech House, 1990.
- [6] D. C. Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 20, pp. 625-635, Sep. 1972.
- [7] M. J. Feuerstein, K. L. Blackard, T. S. Rappaport, S. Y. Seidel and H. H. Xia, "Path Loss, Delay Spread and Outage Models as Functions of Antenna Height for Microcellular System Design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 487-498, Aug. 1994.
- [8] G. Millington, R. Hewitt and F. S. Immirzi, "Double Knife-Edge Diffraction in Field Strength Predictions," *Proc. Inst. Elec. Eng. Monogr.*, 507E, pp. 419-429, 1962.
- [9] S. W. Lee, "Path Integrals for Solving Some Electromagnetic Edge Diffraction Problems," *J. Math. Phys.*, vol. 19, pp. 1414-1422, 1978.
- [10] L. E. Vogler, "An Attenuation Function for Multiple Knife-Edge Diffraction," *Radio Sci.*

vol. 17, pp. 1541-1546, 1982.
 [11] J. H. Whitteker, "Near-Field Ray Calculation for Multiple Knife-Edge Diffraction," *Radio Sci.*, vol. 19, pp. 975-986, 1984.

[12] 손해원, 명노훈, "마이크로셀 전파전파 모델을 위한 결정적인 레이 튜브 방법," 한국통신학회논문지, 제23권, 제9B호, pp. 2637-2646, 1998.

≡필자소개≡

손 해 원

1994년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
 1996년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 이동통신 등

명 노 훈

1976년 2월: 서울대학교 전기공학과(공학사)
 1982년 12월: Ohio State Univ. 전기공학과(공학석사)
 1986년 8월: Ohio State Univ. 전기공학과(공학박사)
 1986년 9월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 전파전파 및 산란해석, 마이크로파 공학, 이동 및 위성통신, EMI/EMC/EMS 등