

# 디지털 TV 방송을 위한 3차원 지형 전파전파 예측 모델 개발

서춘길\* · 고희화\* · 오상훈\*\* ·  
명로훈\*\* · 신철호\*\*\* · 이형수\*\*\*

\*광운대 전자공학과  
\*\*KAIST 전자전산학과  
\*\*\*ETRI 무선방송기술연구소

## 요 약

본 논문에서는 광선 추적법을 이용하여 임의의 3차원 지형이나 다수의 동일채널 중계기로 인한 다중 경로 간섭의 영향을 예측할 수 있는 새로운 전파 예측 모델을 제안하였다. 제안된 모델은 정확한 지형 정보 데이터가 주어지면 광선 추적 알고리즘을 적용하여 송, 수신점 사이의 경로를 찾고, 각 경로에 대해서는 heuristic UTD 및 slope diffraction 계산법을 적용하여 경로 손실을 계산한다. 수신 전계강도 및 delay profile은 수신점에 도달하는 모든 경로들을 합하여 얻을 수 있다. 이와 같은 광선 추적법을 적용한 해석적 방법은 디지털 방송의 수신 영역을 결정하는 중요한 두 요소인 수신 전계강도 및 다중 경로 간섭을 비교적 정확히 예측할 수 있다. 개발된 모델을 이용하여 디지털 방송 환경에서 동일채널 중계기로 인한 방송 수신 영역의 확대 또는 축소를 예측할 수 있으며, 중계기의 최적화 위치를 찾는 데 활용할 수 있다.

## I. 서 론

2001년 지상파 디지털 TV 방송의 개시를 앞두고 아날로그에서 디지털로 전환함에 있어 전파 환경 측면에서의 기반 기술 연구가 매우 미미한 실정이다. 국내 지상파 방송의 디지털화 계획은 8 level VSB 변조 방식을 채택한 미국의 FCC 방식을 대부

분 수용하고 있으며 이는 다중 경로간섭에 약한 특성을 지닌다. 특히 지상파 디지털 방송에서 기존의 아날로그 방송 영역을 보존, 확장하기 위한 간이국은 아날로그 방송에서와 달리 가용 채널 부족으로 인하여 동일채널 중계를 하게 되고, 이 경우 아날로그 방송에서는 큰 영향을 받지 않았던 고스트나 동일 채널 간섭 등의 영향이 지대해질 것으로 예상된다.

제한된 RF spectrum의 효과적인 관리를 위해 사용되던 기존의 전파전파 예측 모델들은 평균적인 수신 전계강도만을 해석하므로, 중계기나 임의의 지형에 의한 다중경로 간섭을 예측하는 것이 불가능하다. 대부분의 기존 모델들은 2차원 지형 단면도상의 각 봉우리를 knife-edge로 근사한 것으로 송, 수신점 사이의 vertical plane상의 경로 손실만을 계산하고, 지형 데이터의 해상도가 낮고, 지면의 활용도에 대한 정보가 없어 정확한 예측을 하기 어렵다<sup>[1]</sup>. 1990년도에 들어오면서 이용하는 지형 데이터의 해상도가 높아지고 지형 단면도상의 봉우리를 wedge로 근사하여 GTD(Geometrical Theory of Diffraction)로 계산하는 방법들이 사용되었다<sup>[1]~[5]</sup>. 또한 최근에는 송, 수신점 사이의 direct link 이외의 경로상의 필드를 계산하고자 Tx, Rx에서 보이는 모든 pixel point에서 근사적으로 flat surface를 생성하여 각 pixel에서의 tangential surface field를 PO(Physical Optics)으로 계산하는 방법 등이 제시되었다<sup>[6],[7]</sup>. 그러나 기존 방법들이 예측할 수 있는 것은 수신 전계강도로서 디지털 방송 수신영역을 결정하는

중요한 파라미터인 지연확산은 예측할 수 없다.

본 논문에서는 임의의 3차원 지형 및 간이국 신호로 인한 다중경로 간섭의 영향을 고려하기 위해 광선추적법을 기반으로 한 새로운 전파 예측 모델을 제안한다.

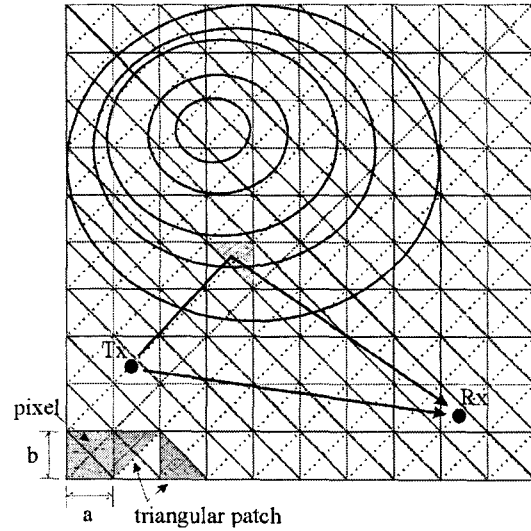
## II. 광선추적 알고리즘

현재 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<sup>[8]~[11]</sup>. 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.

본 논문에서는 기존의 광선 추적 모델들의 문제점을 해결하기 위해 본 연구실에서 제안된 새로운 광선 추적법인 DRT(Deterministic Ray Tube) 방법<sup>[12]</sup>을 지형에 응용한 새로운 방법을 제안한다.

[그림 1]은 지형 평면도상에서 triangle patch가 생성되는 과정을 보여 준다. 송·수신점 주변은 등간격을 가지는 grid로 나뉘며 이는 2개의 triangle patch를 형성한다. 삼각형의 각 꼭지점은 고도정보를 가지고 있으며 서로 다른 높이를 갖는 세점에 의해 하나의 평면을 정의한다. 각 patch는 ray가 진행하면서 반사가 일어날 수 있는 지역의 국부적인 평면을 표현한다. 송·수신점과 patch가 이루는 각도에 의해 반사가 발생할 수 없는 patch는 1차 필터링 되며, 남은 patch는 송·수신점으로부터의 image를 만들고 1차 튜브를 생성하게 된다.

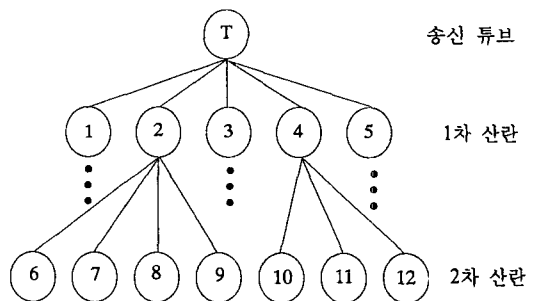
송·수신점으로부터 생성된 1차 튜브에 의해 2차 튜브를 생성할 patch들이 선택되며 동일한 과정을 거쳐 [그림 2]와 같이 튜브 트리를 생성하게 된다. 송신점 및 수신점은 각각의 튜브 트리를 가지게 되



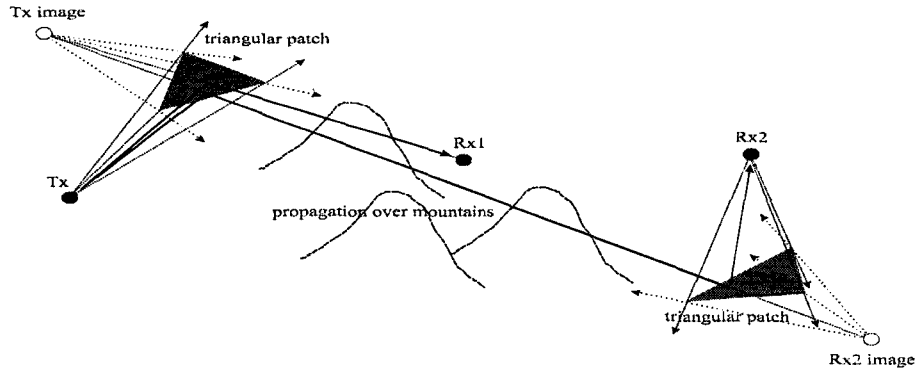
[그림 1] Triangle-Patch 생성

며 일단 레이 튜브 트리가 완성되면 광선 추적법을 이용하여 송신 안테나로부터 수신 안테나에 도달하는 경로를 찾을 수 있다.

전파 경로를 찾는 과정은 다음과 같다. 주어진 송신 안테나의 위치에 대하여 생성된 레이 튜브들은 수신 안테나 위치에 대하여 생성된 레이 튜브와 일대일 대응시켜 두 지점을 잇는 경로가 각각의 튜브 범위내에 위치하는가를 검색한다. 이렇게 검색된 경로들은 전기 영상법에 자주 쓰이는 광선 역추적법(backward ray tracing method)을 이용하여 각각의



[그림 2] 레이 튜브 트리



[그림 3] Image Method와 Ray-Tube 알고리즘을 이용한 광선 추적법

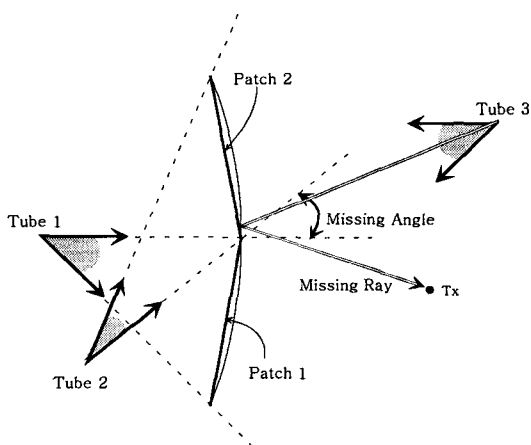
루트 튜브(송·수신 튜브)까지 경로들을 찾게 되고, 결국 송신점으로부터 수신점까지의 경로상의 모든 반사점들을 찾을 수 있다<sup>[12]</sup>. [그림 3]

불규칙적인 굴곡을 이루는 지형을 삼각형 형태의 평면으로 근사시키게 되면 평면 근사화로 인한 경로의 유실을 가져올 수 있다. 이를 이해하기 쉽도록 2차원 평면으로 환원하여 [그림 4]에 설명하도록 한다.

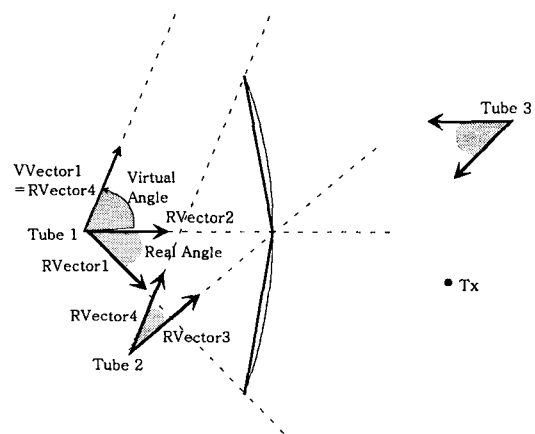
그림 4의 완만한 곡면을 patch 1, 2로 근사시키게 되면 그 곡면의 연속성으로 인해 존재하는 경로 1을 놓치게 된다. 즉, 실제 존재하는 반사 경로 1은

patch 1, 2에 의해 생성된 튜브 1과 튜브 2의 범위에 포함되지 않으며, 이 경우 위의 알고리즘으로는 이러한 경로는 찾을 수 없게 된다. 이는 지형의 곡면은 연속적인데 반해 생성되는 튜브의 각은 연속적이지 못하므로 발생된다.

튜브각의 불연속으로 인해 발생하는 경로의 유실은 가상 튜브(virtual tube) 알고리즘으로 해결한다. [그림 5]에 보듯이 튜브 1은 patch 1에 의해 생성된 튜브각(real angle 1)과 이를 정의하는 real vector 1, 2를 가진다. (실제 3차원에서는 3개의 real vector를 가짐) 마찬가지로 튜브 2도 real vector 3, 4를 가지



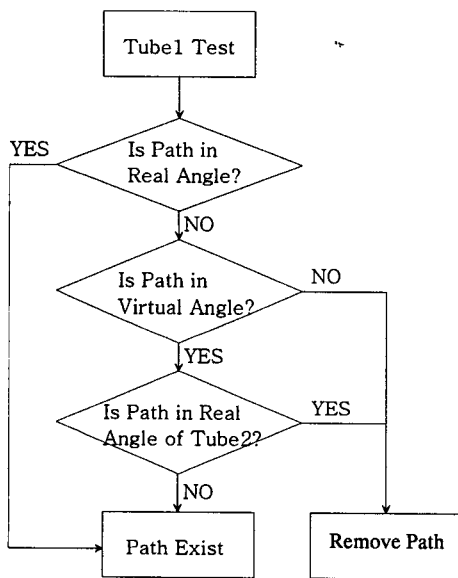
[그림 4] 불연속적인 튜브각으로 인한 경로 유실



[그림 5] 인접 튜브를 이용한 Virtual Angle 생성

는데 앞서 설명한대로 real vector 2와 real vector 3 사이에는 gap이 발생한다. 이 gap을 제거하기 위해 튜브 1의 virtual vector 1을 정의한다. 이 vector는 튜브 2의 real vector 3과 같으며 튜브 1의 각을 virtual vector 1까지로 확장하게 되면 튜브 1, 2 사이의 튜브각은 연속적이 된다. 인근 patch가 존재하는 모든 튜브들은 virtual vector를 가지며 그 값은 인근 patch에 의해 생성된 real vector 중 하나이다. (실제 3차원에서는 2개의 virtual vector를 가진다.)

이와 같이 튜브들은 real vector에 의한 real angle과 virtual vector에 의한 virtual angle을 가지며 광선 추적법 적용시 먼저 real angle에 포함되는지 검색하고 또한 virtual angle에도 포함되는지를 검색한다. 만약 virtual angle에 포함되는 경로가 있으면 virtual angle을 생성시킨 인근 튜브의 real angle에 그 경로가 포함되는지 검색하여 포함될 경우 그 경로는 제거한다. 이러한 과정을 블록도로 표현하면 [그림 6]과 같다.



[그림 6] Virtual Tube를 이용한 경로 검색 알고리즘 블록도



[그림 7] 광선 추적 예

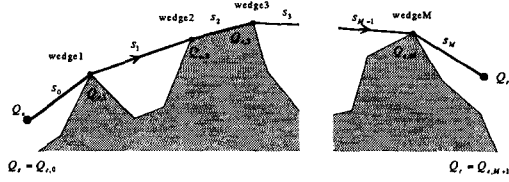
이상의 광선 추적 과정들은 지형 장애물에 비해 경로의 길이가 상대적으로 큰 경우를 가정한다. [그림 3]에서 송수신 안테나의 거리가 멀 경우 튜브간 경로상에 지형 장애물이 존재할 수 있는데, 이 경우 경로를 가리는 장애물의 높이에 비해 튜브간 간격이 상대적으로 크게 되므로 반사 경로는 크게 변하지 않는다.

[그림 7]은 이상의 알고리즘을 적용하여 송신점에서 수신점까지 도달하는 경로들을 검색한 결과를 보여 준다. 주변이 높은 산으로 둘러싸인 지역일수록 많은 경로가 존재한다.

### III. UTD 회절 모델

광선 추적 알고리즘을 통해 송신점에서 수신점에 이르는 경로를 찾게 되면 각 경로를 따라 2차원적인 지형 단면도를 얻을 수 있다. (그림 8) 추출된 지형 단면도를 바탕으로 각 경로의 손실값을 계산하게 되는데, 이와 같은 2차원 지형 프로파일 상의 경로 손실을 예측하는 방법은 오랜 기간을 두고 여러 사람들에 의해 연구되어 왔다<sup>[1]-[7]</sup>.

Computational resource가 증가하면서 고전적 knife-edge에서 점차 GTD와 patabolic equation<sup>[13]</sup> 등



[그림 8] 다중 Wedge 회절 근사

으로 발전하였고, exact solution인 integral equation (IE) 방법<sup>[14]</sup> 등도 제시되었다. 그러나 IE는 계산이 복잡하고 계산 시간이 과다하게 많이 소요되어 실제적인 전파 예측 틀에 사용하기에는 아직은 불가능하므로 단지 reference로 이용되고 있다.

회절 손실 계산시 UTD는 비슷한 고도를 갖는 연속적인 wedge가 존재할 경우 에러율이 높다. 즉, 그 값이 급격히 변하는 transition region에 다른 wedge가 존재하게 될 경우 UTD는 정확한 계산을 하기 어렵고, 이 경우 second-order diffraction term인 slope diffraction을 고려하여 보정하여야 한다<sup>[15]</sup>.

본 논문에서는 Luebbers<sup>[16]</sup>에 의해 개발된 실험적으로 보정되어진 UTD 코드를 사용한다. 실험적 보정은 지형의 surface roughness와 finite conductivity에 기인한다.

Grazing incidence를 고려하기 위한 diffraction coefficient는 다음과 같다.

$$D = \frac{-e^{-jn/4}}{2n\sqrt{2\pi k}} \times \left\{ G_o \left[ \cot \left( \frac{\pi - (\Phi - \Phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^-(\Phi - \Phi')) \right. \right. \\ \left. \left. + R_o \cdot \cot \left( \frac{\pi - (\Phi + \Phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^-(\Phi + \Phi')) \right] \right. \\ \left. + G_n \left[ \cot \left( \frac{\pi + (\Phi - \Phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^+(\Phi - \Phi')) \right. \right. \\ \left. \left. + R_n \cdot \cot \left( \frac{\pi + (\Phi + \Phi')}{2n} \right) \cdot F(kLa^+(\Phi + \Phi')) \right] \right\}$$

UTD diffraction coefficient는 incidence field에 곱해지는 값이기 때문에 G factor가 필요로 하게 된다. 즉 G factor는 회절점에서의 incident field와

incident + reflected field의 비라고 볼 수 있다. 그러므로 G factor는  $1/(1 + R)$ 로 일반화 시킬 수 있다. 유한한 conductivity를 가지는 회절 wedge에 대해 G 값을 정의하면 다음과 같다.

$$G_o = \begin{cases} \frac{1}{1 + R_o}, & \Phi' = 0, |1 + R_o| > 0 \\ 1/2, & \Phi' = n\pi \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$G_n = \begin{cases} \frac{1}{1 + R_n}, & \Phi' = n\pi, |1 + R_n| > 0 \\ 1/2, & \Phi' = 0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases}$$

Wedge surface가 rough한 경우 reflection coefficient는 다음과 같이 보정된다.

$$R = R_s \cdot \rho$$

$R_s$ 는 평평한 지형에서의 평면파 반사 계수이고,  $\rho$ 는 surface roughness attenuation factor로 다음 같이 주어진다.

$$\rho^2 = e^{-\delta}$$

여기서,

$$\delta = \frac{4\pi\Delta h}{\lambda} \sin \psi$$

$\Delta h$ 는 local surface roughness의 표준 편차를 나타내고,  $\psi$ 는 입사각을 나타낸다. <표 1>은 지표면의 활용도(morphography)를 정의하는 파라메터들이다<sup>[6]</sup>.

Grazing incidence 및 유한한 전도율, 표면의 거침 정도를 모두 포함하고 slope diffraction을 고려한 회절 field는 다음과 같다.

$$E^d = \left[ D \cdot E^i + d \cdot \frac{\partial}{\partial n} E^i \right] A(s) e^{-jks}$$

$A(s)$ 는 spreading factor이고, 입사 방향에 수직인 단위 벡터  $n$ 에 대한 미분은 입사각  $\psi'$ 에 대한

<표 1> 지표면의 활용도를 정의하는 파라미터

Morphography	$\Delta h/m$	$L/m$	$\epsilon'$	$\kappa/10^{-4}$ $\Omega^{-1}m^{-1}$
1) urban	10	100	4.0	7.5
2) suburban	5	20	4.0	7.5
3) farmland	0.05	2.0	7	50
4) forest	3	6	1.2	10
5) bush, heathland	0.4	2	5	10
6) water	0.1	3	80	100

$\Delta h$  = standard deviation of height  $h$  over pixel

$L$  = correlation length of roughness

$\epsilon'$  = real part of the dielectric constant

$\kappa$  = conductivity

$\epsilon_r = \epsilon' - j\kappa/\omega\epsilon_0$  complex permittivity

$\mu_r = 1$  permeability

미분으로 치환 가능하다. 한편 slope diffraction coefficient,  $d$ 는 다음과 같다.

$$d = \frac{1}{jk} \frac{\partial D}{\partial \Phi'}$$

$$\frac{\partial D}{\partial \Phi'} = -\frac{e^{-j\pi/4}}{4n^2\sqrt{2\pi k}} \times F4$$

여기서,

$$F4 = \csc^2\left(\frac{\pi + (\Phi - \Phi')}{2n}\right) \cdot F_s(kL a^+(\Phi - \Phi'))$$

$$- \csc^2\left(\frac{\pi - (\Phi - \Phi')}{2n}\right) \cdot F_s(kL a^-(\Phi - \Phi'))$$

$$+ R_o \csc^2\left(\frac{\pi - (\Phi + \Phi')}{2n}\right) \cdot F_s(kL a^-(\Phi + \Phi'))$$

$$+ R_n \csc^2\left(\frac{\pi + (\Phi + \Phi')}{2n}\right) \cdot F_s(kL a^+(\Phi + \Phi'))$$

여기서,  $F_s(x) = 2jx(1 - F(x))$  이다.

이상의 식들을 이용하여 수신점에 도달하는 각각의 레이들의 전체의 세기를 구한 후 이를 벡터적으로 중첩(superposition)하면 수신점에 도달하는 전체의 세기를 알 수 있다.

#### IV. DTV 방송 수신 영역

DTV 방송 수신영역 확대와 음영지역 해소를 위한 동일채널 중계기는 주 송신국으로부터의 신호 또는 인근 방송 사이트 신화와의 간섭 등의 영향으로 사용시 많은 제약이 따를 것으로 예상된다. 본 장에서는 본 연구실에서 조사한 DTV 수신기의 성능평가 결과와 동일채널 중계기의 필드 테스트 결과 [17]-[22]를 바탕으로 동일채널 중계기를 사용하는 환경에서 DTV 수신 영역을 예측할 수 있는 기준을 정하고자 한다. 내용에 앞서 다음과 같은 가정을 설정한다.

- ① 송수신 시스템은 GA시스템을 기준으로 한다.
- ② 중계기의 송수신 안테나는 높은 FBR을 가지는 방향성 안테나를 사용하고 안테나간 상호간섭은 거의 발생하지 않는다.
- ③ 중계기의 processing time은 non-regenerative의 경우 약 4  $\mu$ sec이고 regenerative는 수백  $\mu$ sec에 이른다.
- ④ 심볼구간(약 93 nsec) 이하의 delayed signal (static)에 의한 영향은 무시한다.
- ⑤ 지역 방송국은 인근 방송사이트와는 별도의 채널할당을 하며 각자의 수신 영역을 가진다.

입지의 지형으로 인한 다양한 전파 환경에서 동일채널 중계기를 사용할 수 있는 환경을 알아내기 위해서는 동일채널 중계기 사용으로 인한 DTV 수신 영역의 변화가 어떻게 되는지 살펴보아야 한다. DTV 수신영역에 영향을 미치는 가장 중요한 파라미터는 수신 전계강도 외에 multipath와 co-channel interference이므로 수신영역 결정을 위한 전파예측 모델로는 ray-tracing 방법이 가장 적합하다. 3차원 지형을 고려한 ray-tracing 전파예측 모델을 이용하

여 중계기 인근 지역의 수신전계 강도 및 delay profile을 얻은 후 이를 이용하여 수신 가능 여부를 판단한다. DTV이 수신이 불가능하게 되는 경우는 다음과 같다.

4-1 수신 전계강도는 43 dB  $\mu$ V/m 이하이다.

FCC에 의해 결정된 DTV 수신을 위한 최소 전계 강도는 41 dB  $\mu$ V/m이나 multipath 신호가 존재할 경우 C/N의 TOV(Threshold of Visibility)가 다소 증가하므로 2 dB 정도의 마진을 두어 43 dB  $\mu$ V/m로 최소 수신 전계 강도를 정한다.

4-2 Equalizer의 capture range내의 모든 delayed signal은 main signal에 비해 -5 dB 이상이다. (static multipath의 경우)

Delay time이 커질수록 delayed signal은 TOV에 더 큰 영향을 미치게 된다. Multipath 환경에서의 DTV수신기 성능 평가 결과를 보면 단일 고스트나 여러 조합의 고스트에 대해 요구되는 D/E는 5 dB 이하임을 알 수 있다. Delay time이 작을수록 이 값은 더 줄어들게 되지만 여기에 대한 정략적인 경향을 찾기는 힘들므로 worst case를 가정하여 5 dB로 정한다. ATTC에서 시행한 4.2  $\mu$ sec의 processing time을 갖는 non-regenerative repeater의 간섭 실험에서 4.4  $\mu$ sec의 delayed signal의 D/E threshold는 4.7 dB이다<sup>[8]</sup>.

4-3 Equalizer의 capture range 밖의 모든 delayed signal은 main signal에 비해 -16 dB 이상이다. (static)

Equalizer의 capture range 밖의 delay time이 긴 신호는 co-channel interference로 작용하게 된다. 수신기 성능 평가 결과에서 동일채널 간섭에 대한 D/U threshold는 15.27 dB 이고, ATTC의 regenerative repea-

ter(processing time이 수백  $\mu$ sec에 이르는)의 간섭 실험 결과는 15.7 dB를 나타낸다<sup>[7]</sup>. 즉 이 경우는 멀리 있는 지형이나 regenerative repeater를 사용하는 경우, 또는 인근 방송국으로부터의 신호에 의한 동일채널 간섭으로 인한 것이 된다.

4-4 Dynamic multipath가 존재하는 환경에서 D/E가 충분히 크지 않을 경우

수신기 주변의 차량이나 비행기, 사람 등의 동적 환경으로 발생할 수 있는 dynamic multipath는 수신 성능에 민감한 영향을 준다. 문헌 [6]의 수신 성능 평가 결과를 보면 delayed signal이 시간에 따라 변하게 되면 D/E threshold는 높아지고 수신 성능은 나빠진다. 이 경우 delay time이나 주파수, 신호의 크기 등에 따라 D/E threshold는 달라지지만 역시 정량적인 관계를 찾기는 힘들다. 또한 이러한 동적 환경을 모델링한다는 것은 현실적으로 불가능하므로 전파 환경 예측시 dynamic multipath에 의한 영향은 배제하기로 한다. 단 dynamic multipath가 존재하는 환경에서는 D/E가 static에 비해 상당히 높아야 한다는 조건만 정하기로 한다.

동적, 정적 다중 경로에 의한 시스템의 열화를 막기 위해서는 심볼 타이밍 동기 회로와 equalizer의 성능을 개선해야 한다. 또한 수신단의 안테나를 FBR이 높은 지향성 안테나를 사용하게 되면 D/U이 높아지게 되어 수신 성능이 향상되고 수신 영역이 증가하게 된다. 동일채널 중계기의 사용은 전파 환경에 따른 적절한 수신단 안테나의 종류 및 방위각의 선정으로 그 가능성이 높아질 것이다.

## V. 수치 해석 결과

본 논문에서 제안한 방법을 검증하기 위해 2000. 1. 17~2000. 1. 29 기간 동안 대부통신기술(주)에 의해서 수행된 전파 측정자료와 예측 결과를 비교,

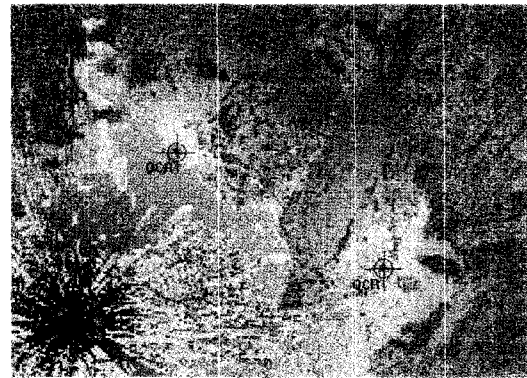
<표 2> 예측값과 측정 결과와의 비교  
(오음산 지역, 30 m 해상도)

실측값(dBm)	예측값(dBm)	오차(dBm)
-90	-101.01	-11.01
-94	-109.65	-15.65
-111	-109.11	1.89
-83	-81.35	1.65
-77	-74.86	2.14
-99	-91.63	7.37
-89	-86.73	2.27
-90	-82.86	7.14
-85	-88.95	-3.95
-113	-115.97	-2.97
-99	-111.99	-12.99
-100	-80.87	19.13
-84	-78.26	5.74
-95	-93.78	1.22
-74	-82.12	-8.12
-86	-87.13	-1.13
-85	-85.81	-0.81
-93	-105.00	-12.00
-110	-101.11	8.89
-95	-83.58	11.42
-72	-81.46	-9.46
평균 오차 : -0.44	표준 편차 : 8.91	
절대 오차 평균 : 6.99	표준 편차 : 5.31	

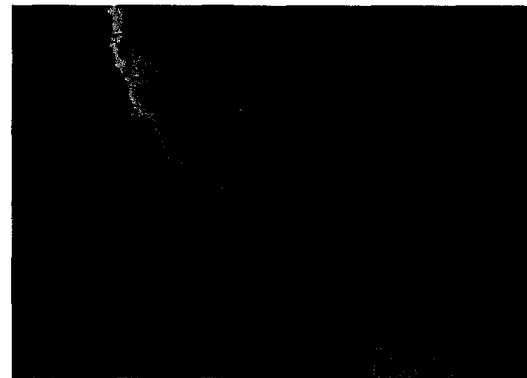
분석하였다. 측정자료중 지형에 의한 지연확산 현상을 살펴보고자 산악지역으로 이루어진 오음산 지역의 측정치와의 비교를 하였다. 오음산 지역의 측정은 9 dB 이득을 갖는 무지향성 안테나를 10 m 높이로 세워 기지국 주변을 차량으로 이동하며 이루어졌고, 주파수는 888.66 (MHz), 송신전력은 40 (W), 안테나 이득은 9 (dBi)를 적용하여 약 50 (m) 간격으로 측정하였다.

GIS 및 GPS 오차에 의한 손실보정 측정값은 현실상 조정 불가능하며 예측프로그램의 지점별 평균값을 고려하였고, 측정 결과는 1마일 지점이 아닌 무작위 거리에 의한 측정방법을 활용하였기 때문에 근접거리에서의 오차율이 크다. 예측프로그램은 30 m의 해상도를 가지는 지형 데이터를 이용하였다. <표 2>는 측정 및 예측결과를 보여 준다.

비교시 사용된 지형 데이터는 해상도가 낮고 지표의 이용상태(morphography)에 대한 정보가 없어 제안된 모델과 같은 해석적 방법을 적용하는 데 많은 제약이 따른다. 특히 경·위도를 TM좌표로 변환시 제거된 소수점 이하 초 단위들은 송·수신점 위치



[그림 9] 수신 전계 강도 맵



[그림 10] 수신 영역 맵



가 최대 30 m의 오차를 갖게 한다. 이는 본 모델의 정확도에 민감한 요소로 작용한다.

[그림 9]는 본 모델을 적용하여 서울 일부지역의 전파 예측을 한 결과이다. 좌측 하단에 송신기가 위치하고 전파 경로를 가로막는 산 정상에 간이국이 설치되어 있다. 간이국은 4.4  $\mu\text{sec}$ 의 처리 시간을 가지며 등방성 안테나로 모델링되었다. [그림 10]은 4장의 내용을 근거로 [그림 9] 상황에서의 수신 영역을 도식해 본 것이다. 산으로 둘러싸인 음영지역이 간이국의 설치로 인해 수신 가능 지역이 되고 있음을 확인해 볼 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 광선 추적법을 적용하여 임의의 3차원 지형에서 다중 경로에 의한 영향을 예측할 수 있는 새로운 전파 예측 모델을 제안하였다. 제안된 모델은 정확한 지형 정보 데이터가 주어지면 해석적 방법으로 비교적 정확한 수신 전계강도 및 delay profile을 얻을 수 있다. 해석된 데이터를 이용하여 하나의 송신국뿐만 아니라 다수의 중계기가 설치된 환경에서 디지털 방송의 수신 영역을 산출할 수 있다. 개발된 tool은 디지털 방송만이 아닌 여러 디지털 시스템의 수신 영역 및 여러 전파환경 파라미터를 추출하여 중계기의 최적화 위치를 찾는 데 활용할 수 있으며, 효율적인 주파수 관리나 시스템 파라미터를 위한 flexible & reliable한 tool이 된다. 또한 개발된 tool은 기존의 도심지에서의 전파 예측 모델과 실내 환경 전파 예측 모델과의 통합으로 ray tracing에 기반한 통합적인 전파전파 예측 모델을 개발하는 데 활용될 것이다.

## 참고문헌

[1] Tomas Kürner, Dieter J. Cichon and Werner

- Wiesbeck, "Concept and Result for 3D Digital Terrain-Based Wave Propagation Model: An Overview," *IEEE Selected Areas In Communication*, vol. 11, no. 7, September, 1993.
- [2] Bruno Bisceglia, Goirgio Franceschetti, Giuseppe Mazzarella, Innocenzo M. Pinto and Catello Savarese, "Symbolic Code Approach to GTD Ray Tracing," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 10, October, 1994.
- [3] Raymond J. Luebbers, "Finite Conductivity Uniform GTD Versus Knife Edge Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. AP-32, no. 1, January, 1984.
- [4] Kent Chamberlin, "An Automated Approach for Implementing GTD to Model 2-D Terrain Effects at Microwave Frequencies," *IEEE Electromagnetic Compatibility*, vol. 38, no. 1, February, 1996.
- [5] Raymond J. Luebbers, "A Semiblind Test of the GTD Propagation Model for Reflective Rolling Terrain," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 3, March, 1990.
- [6] Manfred Lebherz, Werner Wiesbeck and Wolfgang Krank, "A Versatile Wave Propagation Model for the VHF/UHF Range Considering Three-Dimensional Terrain," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 10, October, 1992.
- [7] N. Geng and W. Wiesbeck, "Simulation of Radio Relay Link Performance Using A Deterministic 3D Wave Propagation Model," *IEE Radio Relay Systems Conference Publication*, no. 386, October, 1993.
- [8] V. Erceg, S. Ghassemzadeh, M. Taylor, D. Li and D. L. Schilling, "Urban/Suburban Out-of-sight Propagation Modeling," *IEEE Communicat. Mag.*,

- 
- vol. 30, June, 1992.
- [9] K. R. Schaubach, N. J. Davis and T. S. Rappaport, "A Ray Tracing Method for Prediction Path Loss and Delay Spread in Microcellular Environments," in *42 IEEE Veh. Technol. Conf.*, Denver, CO, May, 10-13, vol. 2, 1992.
- [10] M. C. Lawton and J. P. Mcgeehan, "The Application of GTD and Ray Launching Techniques to Channel Modeling for Cordless Radio Systems," in *42 IEEE Veh. Technol.*, vol. 43, November, 1994.
- [11] S. Y. Tan and H. S. Tan, "Improved Three-Dimensional Ray Tracing Technique for microcellular Propagation Models," *Electron. Lett.*, vol. 31, August, 1995.
- [12] H. W. Son and N. H. Myung, "A Deterministic Ray Tube Method for Microcellular Wave Propagation Prediction Model," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 8, Aug., 1999.
- [13] R. J. Mcarthur and D. H. O. Berbbington, *Diffraction Over Simple Terrain Obstacles by The Method of Parabolic Equations*
- [14] Jan T. Hviid, Jorgen Bach Andersen, Jorn Toftgard and Jorgen Bojer, "Terrain-Based Propagation Model for Rural Area-An Integral Equation Approach," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 1, January, 1995.
- [15] J. Bach Andersen, "UTD Multiple-Edge Transition Zone Diffraction," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 7, July, 1997.
- [16] Raymond J. Luebbers, "A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 2, February, 1989.
- [17] ATTC, "Evaluation of ATSC 8-VSB Receiver Performance in the Presence of Simulated Multipath and Noise," Doc. #99-04A, September, 13, 1999.
- [18] Walt Husak, Charles Einolf, Stan Salamon, "On-Channel Repeaters for Digital Television Implementation and Testing," *Advanced Television Technology Center*, April, 20, 1999.
- [19] ACATS, *Advisory Committee Final Report and Recommendation*, November, 28, 1995.
- [20] ACATS, *Final Technical Report*, FCC, October, 31, 1995.
- [21] Ch. Heiner, A. EL-Bardawil, U. E. Kraus, "An Experiment 8-VSB Demodulator And Field Test Results With Digital Terrestrial HDTV Transmission," *IEEE*, 1998.
- [22] Charles Einolf, Walt Husak, "On Channel Repeaters for Digital Television," *Advanced Television Technology Center*, pp. 85-91.

≡ 필자소개 ≡

서 춘 길

1996년 2월: 광운대학교 전자공학과(공학석사)  
2000년 2월: 광운대학교 전자공학과(공학박사)  
1990년 3월~1996년 8월: 한국무선국 관리사업단 검사원  
1997년 4월~현재: (주)대부통신기술 대표이사

고 형 화

1982년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학석사)  
1989년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학박사)  
1979년 2월~1980년 2월: (주)금성사 중앙연구소  
1980년 8월~1983년 8월: 서울대학교 전자공학과 조교  
1985년 3월~1987년 9월: 광운대학교 전자통신공학과 전임강사  
1987년 10월~1991년 9월: 광운대학교 전자통신공학과 조교수  
1991년 10월~현재: 광운대학교 전자통신공학과 부교수

오 상 훈

1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학사)  
1998년 3월~현재: 한국과학기술원 전기및 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 디지털 방송 등

명 노 훈

1976년 2월: 서울대학교 공과대학 전기공학과(공학사)  
1982년 12월: The Ohio State Univ. E.E. Dept. (공학석사)  
1986년 8월: The Ohio State Univ. E.E. Dept. (공학박사)  
1979년 3월~1980년 8월: 삼성전자(주) 컴퓨터 개발실  
1981년 4월~1986년 8월: ElectroScience Lab.  
1982년 1월~1983년 12월: 미국교통안전연구소(NHTSA)  
1986년 9월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수



신 철 호

1994년 2월: 전남대학교 전자공학과(공학사)  
1996년 2월: 전남대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
1996년 2월~현재: 한국전자통신연구원 전파기술연구부 전파자원연구팀  
[주 관심분야] 이동통신 및 전파전파 특성 등



이 형 수

1980년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)  
1985년 2월: 연세대학교 전자계산학과(공학석사)  
1995년 2월: 성균관대학교 정보공학과(공학박사)  
1983년~현재: 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소 책임연구원  
[주 관심분야] 전파전파 특성, 스펙트럼 관리기술, 무선망 설계