

Split-step DMFT 알고리즘을 이용한 한국과 중국/일본간 전자파 간섭특성 분석

The Analysis of Radio Interference between Korea and China/Japan using Split-step DMFT Algorithm

정남호* · 손호경** · 김봉석* · 백정기* · 이형수**

Nam-Ho Jeong* · Ho-Kyung Son** · Bong-Seok Kim* · Jeong-Ki Pack* · Hyung-Soo Lee**

요 약

국내 남해안 일대에서 1994년부터 주파수공용통신(TRS) 서비스에 간섭이 처음 발생한 이후, 최근 셀룰러 이동통신 주파수대역에서도 유사한 간섭 현상이 발생하고 있다. 측정 결과 그 간섭원이 일본의 디지털 셀룰러 이동서비스의 기지국인 것으로 밝혀졌으며, 이는 일본의 디지털이동전화 기지국의 송신주파수와 국내의 TRS 및 셀룰러 이동통신 기지국의 수신주파수가 중첩되기 때문이다. 한국과 일본간의 거리가 240~300 km임을 고려할 때 간섭의 주 원인을 덕팅현상으로 결론 지을 수 있다. 본 논문에서는 split-step DMFT 알고리즘을 이용하여 덕팅채널을 통한 전자파 전파를 모델링하고, 동해안과 서해 지역의 실제 측정된 굴절률 profile에 대한 시뮬레이션 결과를 분석하였다.

Abstract

Since radio interference has occurred in the TRS frequency band in the south coastal area, Korea from 1994, similar interference has been observed in the mobile-cellular frequency band. Measurement showed that the sources of the radio interference are those from the base stations for digital cellular systems in Japan. This is because the receiving frequency of the base stations in Korea is same as the transmitting frequency of the base stations in Japan. Since the distance between Korea and Japan is 240~300 km, we can conclude that the main reason of the interference is ducting. In this paper a ducting channel is modeled by split-step DMFT algorithm, and simulation results for measured index profile for east coast and west sea area are analyzed.

I. 서 론

무선통신시스템의 발달과 더불어 시스템간의 간섭이 중요시 되고 있으며, 인접국가간의 간섭 문제 또한 증가하고 있다. 간섭의 주요 메커니즘으로는 가시경로전파, 회절, 대류권 산란, 덕팅(ducting), 대기권 상층 반사 및 굴절, 강우입자에 의한 산란 등이 있다.

1994년 4월 800 MHz 대역(수신주파수 811~816 MHz)에서 상용 서비스되고 있는 남해안 지역에 위치한 한국 TRS(주)의 주파수공용통신(TRS)망에 간섭 현상이 처음 발생한 이래, 1996년부터 간섭현상이 심하게 나타나면서 중앙전파관리소가 2차에 걸친 현지 측정조사를 하였고, 그 결과 간섭신호원이 일본의 후쿠오카, 야마구치지역 해안의 810~826 MHz 대역 셀룰러 이동통신의 신호임을 확인하였다.

* 충남대학교 공과대학 전파공학과(Dept. of Radio Science & Engineering, Chungnam Nat'l University)

** 한국전자통신연구원(ETRI)

· 논문 번호 : 20011022-147

· 수정완료일자 : 2002년 1월 11일

최근 들어 832~834 MHz 대역의 일본 셀룰라 이동통신 신호가 한국의 SK 텔레콤에 간섭을 일으키는 것이 확인되었으며, 834~836 MHz 대역도 서비스가 개시되면 간섭이 발생할 것으로 판단된다. 또한 중국 이동통신 시장의 활성화와 함께 국내 서해안 일대에서 중국 pager 신호 등에 의한 간섭 현상이 보고되고 있다.

이러한 간섭의 주 원인은 한·일간의 거리가 240~300 km 임을 고려할 때 덕팅현상이며, 이러한 전파간섭은 주파수 자원의 보호 측면에서 국가적으로 매우 중요한 일이다. 그 동안 전파간섭대책 수립의 일환으로 한·일간 안테나 틸트 실험을 수행한 바 있으나 비용상의 문제로 이를 해결하지 못하고 있다.

본 논문에서는 간섭의 주원인이 되고 있는 덕팅 채널을 통한 전파특성을 포물선형 파동방정식(PE: Parabolic Equation)을 이용하여 모델링하고 그 결과를 분석하였다. 유한한 전도도와 경계면의 불균일성을 쉽게 고려할 수 있고, 효율적인 계산이 가능한 split-step DMFT 알고리즘을 사용하여 포물선형 파동방정식을 구현하였다. 또한 전파경로 상의 지형 및 지표면의 불균일함에 의한 산란의 영향도 고려하였다. 그리고, 개발된 알고리즘을 동해안의 포항과 서해의 백령도 기상대에서 라디오존데를 이용하여 측정된 실제의 굴절률 profile에 적용시켜 그 결과를 분석하였다.

II. 덕팅에 의한 간섭 메커니즘

전형적인 대기의 굴절율(refractive index) n 은 1.00035 정도로 이상적인 대기에 비해 그 변화가 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 정도로 매우 적으므로 통상 아래와 같이 정의된 대기굴절지수(radio refractivity) N 을 사용한다.

$$N = (n - 1) \times 10^6 \quad (1)$$

굴절지수는 대기의 기압 P 와 온도 T , 그리고 수증기압 e 의 함수이며 30 GHz 이하의 주파수에서

$$N = 77.6 P/T + 3.73 \times 10^5 e/T^2 \quad (2)$$

로 주어진다^[2]. 여기서 P 와 e 의 단위는 $mbar$, T 는

절대온도($^{\circ}K$)이며 기압 200~1100 $mbar$, 절대온도 240~310 $^{\circ}K$ 에 대해 0.5% 이하의 오차를 갖는다^[1].

광선의 경로는 굴절율의 높이에 따른 변화율에 큰 영향을 받게 된다. 전파의 경로에 대한 방정식(ray equation)으로부터 전파광선의 곡률 반경은 지표로부터의 높이를 h 라 할 때

$$\frac{1}{r} = -\frac{dn}{dh} \quad (3)$$

로 주어지며, 지구의 반경을 a 라 할 때 대기의 굴절효과를 고려한 지구의 유효반경 a_e 는

$$\frac{1}{a_e} = \frac{1}{a} - \frac{1}{r} = \frac{1}{a} + \frac{dn}{dh} \quad (4)$$

로 주어진다. 위 식에서 대기의 굴절율이 균일한 경우($dn/dh = 0$, $r = \infty$) $a_e = a$ 가 되며, 전파가 굴절효과에 의해 지표면에 수평하게 진행할 경우($r = a$) $a_e = \infty$ 가 됨을 알 수 있다. 식 (4)를 다시 나타내면

$$a_e = ka \quad (5)$$

$$k = \frac{1}{1 + a(dN/dh) \times 10^{-6}} = \frac{157}{157 + dN/dh}$$

가 된다. 위 식에서 k 는 k -factor로 불리며, 마지막 표현식은 지구반경값($a = 6,371$ km)을 대입시킨 결과이다. 미국의 내륙지역에서 측정된 굴절율 정도 dN/dh 의 전형적인 값은 -39 N/km(N-units per kilometer of height)이며, 통상 $-79 \sim 0$ N/km 사이에 분포하며 이 값을 표준경도로 간주한다.

굴절율 정도가 0 N/km를 초과하면 전파가 직진 경로보다 위로 휘게 되므로 subrefractive라 불리고, -157 N/km인 경우에는 a_e 가 ∞ 가 되며 전파가 지표면과 평행한 방향으로 진행하게 된다. 따라서 $dN/dh \leq -157$ 인 경우 전파가 트래핑(trapping)된다. 이 트래핑 현상을 쉽게 판별하고 지구의 곡률을 반영하기 위해 수정굴절지수(modified refractivity) M 을 사용하기도 한다.

$$M = N + (h/a) \times 10^6 = N + 0.157h \quad (6)$$

위 식에서 a 와 h 의 단위는 모두 m이며 $dN/dh = -157$ N/km 일 때 $dM/dh = 0$ 이 됨을 알 수 있다. 굴절율 정도에 따른 굴절현상을 표 1과 그림 1에 정리하였다.

표 1. N 과 M 경사도에 대한 굴절현상

Table 1. Refractivity conditions and their relation to N and M gradients.

Condition	N-Gradient(N/km)	M-Gradient(M/km)
Trapping	$dN/dh \leq -157$	$dM/dh \leq 0$
Superrefractive	$-157 < dN/dh \leq -79$	$0 < dM/dh \leq 78$
Standard	$0 < dN/dh \leq -79$	$78 < dM/dh \leq 157$
Subrefractive	$dN/dh > 0$	$dM/dh > 157$

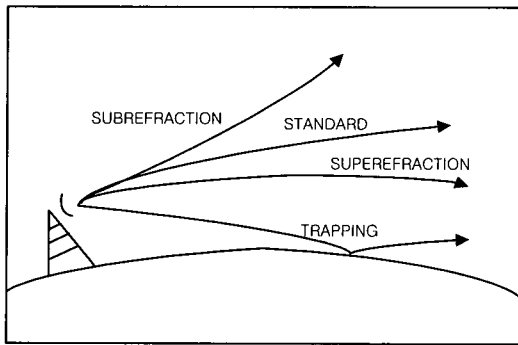


그림 1. 굴절을 조건에 따른 광선의 굴절
Fig. 1. Ray bending for refractivity conditions.

통상적인 대기의 굴절율은 고도에 따라 선형적으로 감소하다가 높은 고도에서 지수적으로 감소하게 된다. 그러나 해수면 위에서는 그림 2~4와 같이 온도와 습도의 특성에 의해 굴절율이 급변하는 트래핑층(trapping layer)이 생길 수 있으며, 이 때 덕팅 현상이 발생하게 된다.

덕트는 표면덕트(surface-based duct), 상층덕트(elevated duct) 및 기화덕트(evaporation duct)로 분류할 수 있다^[3]. 그림 2에 해당하는 표면덕트는 상단의

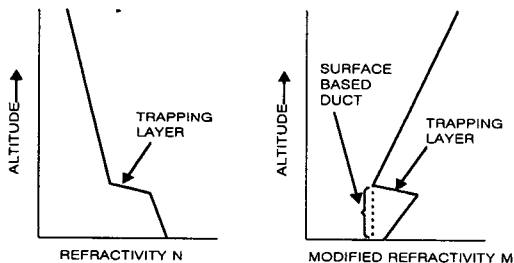


그림 2. N 과 M 의 높이 변화에 따른 표면덕트 특성
Fig. 2. N and M profile for a surface-based duct.

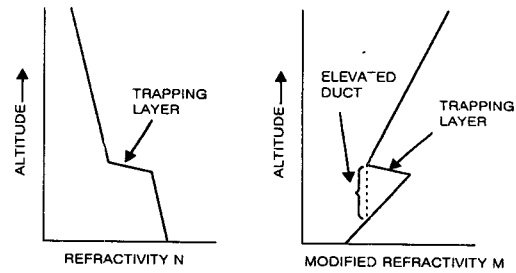


그림 3. N 과 M 의 높이 변화에 따른 상층덕트 특성
Fig. 3. N and M profile for an elevated duct.

M 값이 표면의 M 값보다 적을 경우에 해당하며 트래핑층은 통상 수백미터 높이에서 형성된다. 주파수에 민감하지 않으며 약 100 MHz 이상의 전파에 대해 덕팅현상을 일으킨다.

상층덕트는 표면덕트와 유사하나 트래핑층의 높이가 매우 높거나 트래핑층의 굴절을 감소량이 적어서 그림 3과 같이 트래핑층 상단의 M 값이 표면의 M 값보다 적은 경우에 발생한다. 상층덕트의 고도는 통상 3 km 이하의 높이이나 6 km 까지도 가능하다. 상층덕트는 약 100 MHz 이상의 전파에 영향을 미치고, 통상 덕트층에 가까운 높은 고도에 위치하는 항공기에 탑재된 송·수신기에 국한된다.

기화덕트는 거의 항상 존재하는 메커니즘으로 해면 바로 위에서의 급격한 습도의 감소에 기인한다. M 값이 최소가 되는 고도를 기화덕트 고도라고 하며 이것이 덕트 강도의 척도가 된다. 기화덕트 고도는 0~40 m이며 장기간의 평균치는 북반구에서는 8 m,

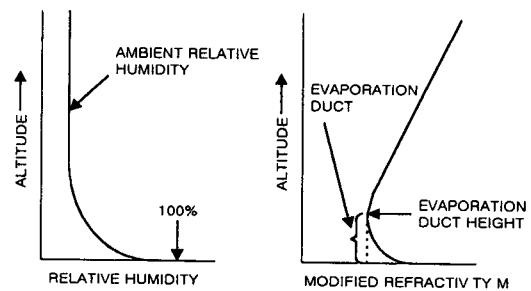


그림 4. 상대습도와 M 의 높이 변화에 따른 기화덕트 특성
Fig. 4. Relative humidity and M profile for a surface-based duct.

적도부근에서는 30 m 정도가 된다. 기화덕트는 전파 누설(leak)이 매우 심하므로 덕트 외부에도 영향을 미치며 덕트고도가 낮기 때문에 약 3 GHz 이상의 전파에만 영향을 미친다. 기화덕트의 최대 주파수는 약 18 GHz 정도로 알려져 있다.

대부분의 비가시 장거리 경로(over-the-horizon path)에 대한 덕팅은 표면덕트에 기인하며, 한·일간의 간섭도 이러한 표면덕트를 통한 간섭현상이 주메커니즘인 것으로 생각된다.

III. Split-step Discrete Mixed Fourier Transform 알고리즘

덕팅에 대한 연구는 상당히 오래 전부터 계속되어 왔으나, 덕팅현상의 정량적 이해 및 간섭량의 정확한 예측을 위해 현재까지도 활발한 연구가 진행되고 있다. 대류권에서의 전자파 전파전파를 예측하기 위해 사용되는 방법에는 기하광학(Geometrical Optics), 물리광학(Physical Optics), 모우드이론(Mode Theory) 또는 이들을 혼용한 방법들이 있다. 굴절률의 수직적 변화와 함께 수평방향으로의 변화가 동시에 존재할 경우 위의 방법들이 모두 사용될 수 있으나, 기하광학의 경우 낮은 주파수의 제한이 있고, 모우드이론의 경우 정확한 계산을 위해서는 많은 수의 모드와 결합 상수를 필요하게 되어 복잡해지는 단점이 있다. 모델링에 쓰이는 다른 방법으로는 파동방정식으로부터 포물선형 방정식으로 근사하여 계산하는 포물선형 파동방정식(Parabolic Equation) 방법이 있으며 이 방법은 임의의 대기 굴절률 상황에 대해 적용할 수 있다^[4].

광선이론(Ray Theory)은 기하광학에서 유도되는 것으로 적절한 정성적인 결과를 보여 줄 수 있으나, 송신기와 수신기 사이에서 있을 수 있는 모든 전파 경로(ray path)의 계산을 해야 하며 모든 전파의 크기를 각각 더해야 하는 등의 정량적인 계산을 수행하기에 너무 복잡하고 어려워지는 단점이 있다. 굴절률의 2차원적 구조에 대해 고려할 수는 있으나, field 세기의 2차원적 계산 알고리즘이 매우 복잡하며 또한 radio horizon까지만 적용이 가능하고, 강한 덕트층이 존재할 경우 적용할 수 없다.

모우드이론은 맥스웰 방정식의 해에 기초를 두고

있는 a full wave method로서 주로 일차원적인 간단한 profile에 사용된다. 파장에 비해 도파관의 크기가 큰 경우 진행할 수 있는 모드가 증가하는 것과 같이 주파수가 높아질 경우 모드 수의 증가로 결합계수 또한 증가하게 되므로 계산상의 어려움이 생길 수 있으며, 또한 2차원적인 굴절률 구조에 적용하기엔 매우 복잡하고, 진행방향의 굴절률 profile이 변하는 경우는 적용하기 어렵다.

포물선형 파동방정식 방법은 또 다른 하나의 full wave approach로 1946년 굴절률의 수직적인 변화가 있는 대기 중에서의 전자파 전파를 묘사하기 위해 Leontovich와 Fock에 의해 개발되었다. 방정식을 해를 구할 수 있는 수학적 방법이 없어 그 당시에는 사용되지 않았으나, 대류권 전파에 응용되면서 다시 대두되었다. 1973년 Tappert는 이 포물선 방정식과 split-step Fourier 알고리즘을 이용하여 음파 속도의 수직·수평적 변화가 있는 수중에서의 음파의 전파를 모델링하였다.

PE 방법은 전파하는 매체의 굴절률 구조에 관련된 모든 산란 효과를 고려하므로 광학이론이 성립되지 못하는 영역에서도 전자파 전파를 예측할 수 있다. 상대적으로 적은 가정을 필요로 하며 수직방향 및 진행방향으로의 굴절률의 변화가 있을 경우에도 적용이 용이하다. 다른 방법들도 굴절률의 수평방향 변화에 대해 모델링 할 수 있지만 굴절률 변화가 매우 단순해야 하거나 낮은 주파수인 경우 등의 제한이 따르게 된다. Parabolic Equation Split-step Fourier Transform 알고리즘은 실제로 측정되는 복잡한 환경에 대해서도 정확히 모델링 할 수 있고, 파동방정식으로부터 포물선형 파동방정식의 형태로 바뀌게 되면 무엇보다 수학적인 해의 계산이 간단해진다. 그 외에 Hybrid Ray-Mode, RPO (Radio Physical Optics) Model, Horizontal Parabolic Equation 등과 같이 광학이론, 모우드이론 및 포물선형 파동방정식 방법을 혼용한 방법들이 있다.

맥스웰 방정식으로부터 유도된 포물선형 파동방정식의 해를 구하는 방법에는 여러 연산자들이 사용되고 있으나, 많이 사용되고 있는 협각연산자(narrow-angle propagator)는 파장정도 길이에 대한 굴절률의 변화가 작아서 $\partial u / \partial x$ 의 크기가 작다는 가정 하에 파동 방정식에서 포물선형 파동방정식으로

의 변환이 가능하며, 이 가정은 전파되는 최대각이 수평면으로부터 15~20° 이내로 제한 받게 된다. 그러나 식 (7)의 연산자를 이용하면 20° 이상의 각도에 대해 정확도를 개선할 수 있으며, 이 연산자를 광각 연산자(wide-angle propagator)라 부른다^[5].

$$\frac{\partial u}{\partial x} = i\sqrt{k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}}u + ik(n-2)u \quad (7)$$

여기서, x 와 z 는 각각 수평, 수직방향으로의 좌표이고 k 는 전파상수이다.

포물선형 파동방정식의 해를 구하는 방법에는 Split-step Fourier 알고리즘을 이용한 방법과 유한차분을 이용한 유한차분방법(Finite Difference Method)의 두 가지가 있다. 유한차분방법은 over terrain이나 path profile같이 복잡한 구조의 경계면에 적용시키기 위해 개발되어 복잡한 경계에 대한 적용은 용이하나 계산 시간이 길어져 효율이 떨어지는 편이다. Split-step Fourier 알고리즘은 주로 간단한 구조의 경계면에 적용시키고 유한차분방법에 비해 계산 시간상 효율적이다^[4].

경계면이 완전도체가 아닌 경우 일반적인 임피던스 경계조건을 만족하기 위해서는

$$\frac{\partial u}{\partial z}(x,0) + \alpha u(x,0) = 0 \quad (8)$$

$$\alpha = ik \sin \theta \frac{1-R}{1+R} \quad (9)$$

의 조건을 만족시켜야 한다. 여기서 R 은 반사계수, θ 는 표면으로부터의 전파의 입사각이다. 식 (8)의 경계조건을 만족시키기 위해

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(z) [\alpha \sin(pz) - p \cos(pz)] dz$$

$$f(z) = Ke^{-\alpha z} + \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} F(p) \frac{\alpha \sin(pz) - p \cos(pz)}{\alpha^2 + p^2} dp$$

$$K = \begin{cases} 2\alpha \int_0^{\infty} f(z) e^{-\alpha z} dz & ; \operatorname{Re}(\alpha) > 0 \\ 0 & ; \operatorname{Re}(\alpha) \leq 0 \end{cases} \quad (10)$$

와 같은 Mixed Fourier 변환을 정의하고, 이를 식 (7)에 적용하여 Split-step 알고리즘을 적용시키면 식 (11)과 같게 되며, 이를 Split-step MFT(Mixed Fourier Transform)이라 한다.

$$u(x+\delta x, z) = e^{i(\frac{k}{2})(q-1)\delta x} \times \{F_s^{-1}[\frac{\alpha}{\alpha^2 + p^2} e^{i\delta x(\sqrt{k^2 - p^2} - k)} U(x, p)] - F_s^{-1}[\frac{p}{\alpha^2 + p^2} e^{i\delta x(\sqrt{k^2 - p^2} - k)} U(x, p)] + e^{i\delta x(\sqrt{k^2 - p^2} - k)} e^{-\alpha \delta x} K(x)\} \quad (11)$$

여기서,

$$U(x, p) = \alpha F_s [e^{i(k/2)(q-1)\delta x} u(x, z)] - p F_c [e^{i(k/2)(q-1)\delta x} u(x, z)]$$

$$q = \sqrt{n^2 + \frac{2z}{a_e}} \quad (12)$$

이다.

$$\hat{v}(x, z) = \frac{\partial u(x, z)}{\partial z} + \alpha u(x, z) \quad (13)$$

라 정의하면 식 (11)은

$$U(x+\delta x, z) = e^{i(\frac{k}{2})(q-1)\delta x} \left[\hat{v}(x, z) + e^{i\delta x(\sqrt{k^2 - p^2} - k)} e^{-\alpha \delta x} K(x) \right]$$

$$\frac{d\hat{v}}{dz} + \alpha \hat{v} = F_s^{-1} \{ e^{i(\frac{k}{2})(q-1)\delta x} U(x, p) \} \quad (14)$$

로 표현된다. 여기서

$$U(x, p) = F_s \{ e^{i(\frac{k}{2})(q-1)\delta x} U(x, z) \} \quad (15)$$

이다.

위의 Mixed Fourier 변환 알고리즘을 구현하기 위해 $z = m\delta z$ ($m=0, 1, 2, \dots, N$)라 놓고 식 (14)를 이산화시켜 포물선형 파동방정식의 해를 구하는 Split-step Discrete Mixed Fourier Transform(DMFT) 과정은 다음과 같다.

Step 1 : $u(x, m\delta z)$ 에 first half propagator를 곱하

여 $v(x, m\delta z)$ 를 계산

$$v(x, m\delta z) = u(x, m\delta z) e^{i(k/2)(q-1)\delta x} \quad (16)$$

Step 2 : $v(x, m\delta z)$ 로부터 $w(m\delta z)$ 를 계산

$$w(m\delta z) = \frac{v[(m+1)\delta z] - v[(m-1)\delta z]}{2\delta z} + \alpha v(m\delta z) \quad (17)$$

Step 3 :

$$C_1(x) = D \sum_{m=0}^N w(m\delta z) r^m \quad (18)$$

$$C_2(x) = D \sum_{m=0}^N w[(N-m)\delta z] (-r)^m \quad (19)$$

$$D = \frac{2(1-r^2)}{(1+r^2)(1-r^{2N})}$$

여기서,

$$r = \sqrt{1 + (\alpha \delta z)^2} - \alpha \delta z, \quad (\text{수직편파})$$

$$r = -\sqrt{1 + (\alpha \delta z)^2} - \alpha \delta z, \quad (\text{수평편파})$$

Step 4 : Forward sine transform

$$W(x, j\delta p) = \sum_{m=1}^{N-1} w(x, m\delta z) \sin\left(\frac{\pi j m}{N}\right) \quad (20)$$

Step 5 : δx step proceeding

$$W(x + \delta x, j\delta p) = W(x, j\delta p) \cdot \exp\left(i\delta x \left[\sqrt{k^2 - (j\delta p)^2} - k\right]\right) \quad (21)$$

$$C_1(x + \delta x) = C_1(x) \exp\left[\frac{i\delta x}{2k} \left(\frac{\log r}{\delta z}\right)^2\right] \quad (22)$$

$$C_2(x + \delta x) = C_2(x) \exp\left[\frac{i\delta x}{2k} \left(\frac{\log(-r)}{\delta z}\right)^2\right] \quad (23)$$

Step 6 : Inverse sine transform

$$w(x + \delta x, j\delta p) = \frac{2}{N} \sum_{m=1}^{N-1} W(x + \delta x, m\delta z) \sin\left(\frac{\pi j m}{N}\right) \quad (24)$$

Step 7 : $w(m\delta z)$ 와 C_1, C_2 로부터 $v(x + \delta x, m\delta z)$ 계산

$$v(x + \delta x, m\delta z) = v_p(m) + Ar^m + B(-r)^m \quad (25)$$

여기서,

$$y(m) = r \times y(m-1) + 2\delta z w(m\delta z)$$

$$v_p(m+1) = -\frac{1}{r} v_p(m) + y(m)$$

$$A = C_1 - D \sum_{m=0}^N v_p(m) r^m, \quad B = C_2 - D \sum_{m=0}^N v_p(m) (-r)^m$$

Step 8 : another half propagator를 곱하여 $u(x + \delta x, m\delta z)$ 를 계산

$$u(x + \delta x, m\delta z) = v(x + \delta x, m\delta z) e^{i(k - 2)(q-1)\delta x} \quad (26)$$

이 방법은 1991년 Kuttler와 Dockery에 의해 제안되었으며, FFT 알고리즘을 사용하여 덕팅채널 내의 전자파 전파를 모델링 할 수 있다.

해수면 경계의 불균일성을 고려하기 위해서 식 (27)의 Miller-Brown 모델과 식 (28)의 Phillips Spectrum 모델을 이용하였다^[6].

$$R_r = R_s e^{-\xi} J_0(i\xi), \quad \xi = 8 \left(\frac{\pi h}{\lambda} \sin \theta\right)^2 \quad (27)$$

$$h = 0.0051 V_w \quad (28)$$

여기서 R_s 는 Fresnel 반사계수로

$$R_s = \frac{p \sin \theta - \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \theta}}{p \sin \theta + \sqrt{\hat{\epsilon}_r - \cos^2 \theta}} \quad (29)$$

이며, h 는 파도의 rms 평균 높이이다. 그리고 $\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r + i60 \sigma \lambda$ 이며 수평편파의 경우 $p=1$, 수직편파의 경우 $p=\hat{\epsilon}_r$ 이다. 또한, 바람의 세기 V_w 에 대한 파도의 rms 평균 높이 h 는 식 (28)의 Phillips spectrum 모델을 이용하여 구할 수 있다^[4].

지형에 의한 영향은 지면을 선형적인 구간의 연속으로 모델링하는 Piece-wise Linear Terrain 방법^[7]을 사용하여 고려하였다. 해상경로를 통한 전자파 전파는 대기의 굴절을 분포 외에 지면의 구조에 의한 영향을 많이 받게 되며, 이러한 지형에 의한 영향을 포물선형 방정식에 고려하는 방법에는 staircase terrain, piecewise linear terrain 등이 있다. staircase terrain 방법은 지면을 일정범위 내에서 동일한 높이를 갖도록 계단과 같은 형태로 모델링하는 방법으로 가장 간단하나, 고도의 변화가 클수록 오차가 커지게 된다.

Piecewise linear terrain 방법은 그림 5와 같이 지면을 선형적인 구간의 연속으로 모델링하는 방법으로

$$\begin{aligned} \xi &= x \\ \zeta &= z - T(x) \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, $T(x)$ 은 x 지점에서의 높이

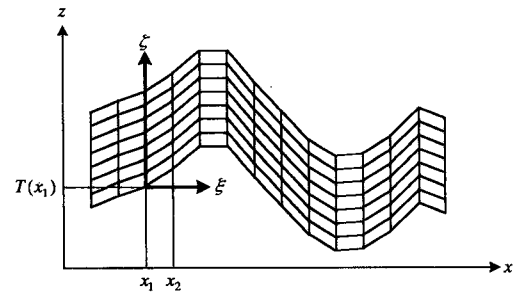


그림 5. Piece-wise linear terrain의 좌표계
Fig. 5. Coordinate system for piece-wise linear terrain.

와 같이 새로운 좌표로 정의하면, 포물선형 방정식은

$$\left(\frac{\partial}{\partial \xi} - T' \frac{\partial}{\partial \zeta}\right)^2 \phi + \frac{\partial^2 \phi}{\partial \zeta^2} + k^2 n^2 = 0 \quad (31)$$

로 표현되며, 여기서 $T' \equiv -\frac{dT}{dx}$, $\phi = ue^{ikT'x}$ 이다.

x_1 과 x_2 지점에서의 지면의 기울기를 T' 라 하면 임의의 x 에 대해 식 (31)은

$$\begin{aligned} \xi &= x \\ \zeta &= z - h(x_1) - T'(x - x_1) \end{aligned} \quad (32)$$

로 표현되며, 광각에 대한 split-step 계산식은

$$\frac{\partial \phi}{\partial \xi} = i \left(\sqrt{k^2 + \frac{\partial^2}{\partial \zeta^2}} - k \right) \phi + ik(n-1-\zeta T'') \phi \quad (33)$$

로 나타내지며, 여기서 구간을 직선으로 가정하였으므로 $T'' = 0$ 가 된다. 또한, 유한한 전도도를 갖는 경계면에 대해 적용하기 위해서는

$$\bar{\alpha} = \cos T' [\alpha + \tan T' (1 - \cos \theta)] \quad (34)$$

를 앞서 설명된 Discrete Mixed Fourier Transform 방법의 α 대신 사용하여 적용하면 된다.

위쪽 경계면에서의 조건을 만족시키기 위한 방법으로는 absorbing layer, perfect matched layer, 그리고 non-local boundary condition을 적용하는 세가지 방법이 있다. Absorbing Layer방법의 예로는 관심영역 밖에서

$$\phi(t) = \frac{1 + \cos(\pi t)}{2} \quad (35)$$

과 같은 코사인 롤오프(roll-off)를 주어 필터링하는 해닝윈도우(Hanning window)방법이 있으며, Split-step Fourier Transform 알고리즘과 유한차분방법에 모두 적용이 가능하다.

Perfect Matched Layer 방법은 관심 영역 밖에 흡수체를 두어 경계면에서 진행되는 파를 모두 제거하여 관심 영역에 영향을 주지 않는 방법으로 Finite Difference 방법에만 적용이 가능하다. Transparent B.C. 라고도 불리는 Non-Local Boundary Condition 방법은 경계면에서 radiation 조건을 만족시키도록 하는 방법으로 또한 Finite Difference 방법에만 적용

가능하다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

그림 6은 시뮬레이션에 사용된 전형적인 표면덕트의 수정굴절지수를 나타낸 것으로, 역전층의 수정굴절지수 변화량의 기울기가 -990.0 M/km로 트래핑층의 기울기가 매우 큰 것을 볼 수 있다.

그림 7은 전형적인 표면덕트가 존재하는 경우 진

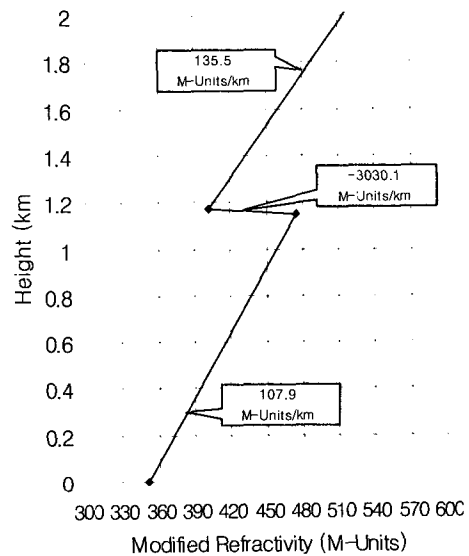


그림 6. 전형적인 표면덕트의 수정굴절지수
Fig. 6. Refractive index profile for typical surface duct.

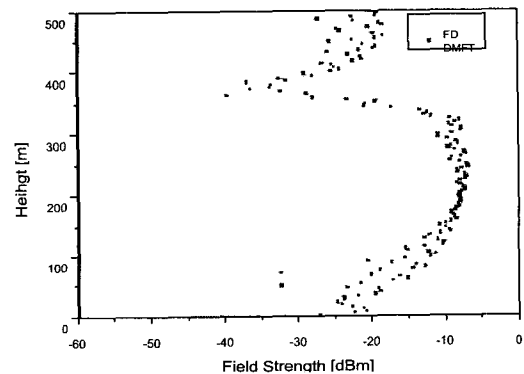


그림 7. Split-step DMFT 알고리즘과 Finite Difference 방법에 의한 결과 비교
Fig. 7. Simulation results by split-step DMFT and Finite Difference Method.

행방향으로 20 km 진행한 지점에서의 수신전력을 Split-step DMFT 알고리즘과 Finite Difference 방법을 이용하여 계산한 결과를 보여주는 것으로 두 결과가 매우 잘 일치하는 것을 볼 수 있다.

시뮬레이션 시 송신안테나는 900 MHz, 수평편파, 개구면 상의 전력밀도가 0 dBm/m²이고 길이가 100 λ인 균일 개구면 안테나로 가정하였으며, 안테나의 높이는 200 m로 두었다. 수신안테나의 유효개구면적은 1 m²로 가정하였으며, 풍속은 10 m/s, 지면의 유전상수와 전도율은 $\epsilon_r = 3.0$, $\sigma = 1.0 \times 10^{-3}$ s/m, 전형적인 바닷물의 유전상수와 전도율은 각각 $\epsilon_r = 80$, $\sigma = 4$ s/m로 두었다. 위쪽 가상 경계면에서의 반사를 없애기 위해 Hanning window를 사용하였다.

그림 8은 전형적인 표면덕트가 존재하는 경우 수신되는 전파의 세기를 진행방향 100 km 지점까지 나타내고 있는 것으로 전자파가 덕팅층에 트래핑되어 전파되기 때문에 덕팅층 아래의 높이(350 m 이하)에서 높은 신호가 수신되는 것을 볼 수 있다. 그림 9는 전형적인 표면덕트가 존재하고 높이가 229 m 인 가우시안 형태의 지형이 전파경로 상에 존재하는 경우에 대해 앞서 언급한 piece-wise linear terrain 방법을 이용하여 시뮬레이션한 결과를 보여주고 있다.

세계기상기구(WMO)에서는 대기의 변화를 관측하기 위해 지상으로부터 성층권 중간(약 30 km)까지 관측하여 대기의 3차원적인 구조를 파악하는 고

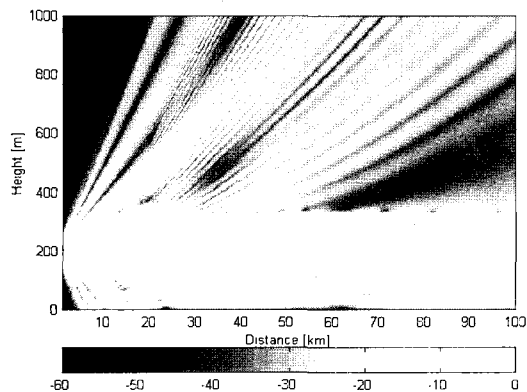


그림 8. 수신전력분포[dBm], 전형적인 표면덕트
Fig. 8. Field strength[dBm] for typical surface duct.

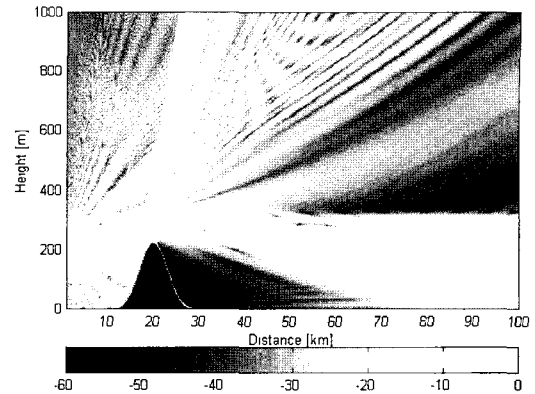


그림 9. 수신전력분포[dBm], 가우시안 지형
Fig. 9. Field strength[dBm] for typical surface duct with a gaussian-surface obstruction.

층기상관측 업무를 수행하고 있다. 측정 방법에는 라디오존데, 인공위성, 윈드프로파일러, 드롭존데 등이 있으나, 기구를 이용하여 관측센서를 직접 관측 고도까지 운반하여 관측하는 라디오존데 관측을 표준관측으로 인정하고 있다. 국내 기상청에서도 1964년 4월 포항기상청의 고층기상 관측을 시작으로 현재 포항, 제주, 백령도, 속초에서 라디오존데를 이용하여 30 km 상공까지 기압, 기온, 습도, 풍향, 풍속 등을 하루 2회씩 측정하고 있다. 또한 공군에서도 광주, 오산에서 하루 4회 측정을 하고 있다.

그림 10과 11은 2000년 포항과 백령도에서 측정된 고층기상관측 자료 중 표면덕트와 상층덕트의 수정굴절지수를 보여주고 있는 것으로, 트래핑층의

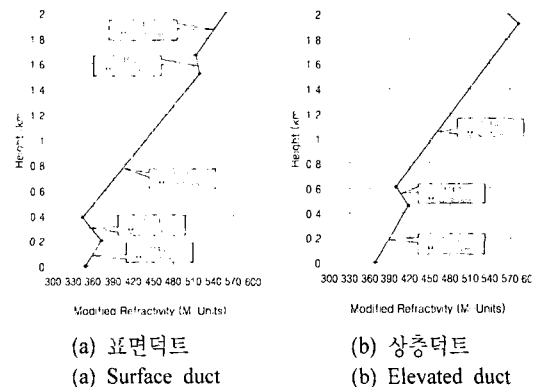


그림 10. 포항에서 측정된 수정굴절지수
Fig. 10. Measured refractive index profiles in Pohang.

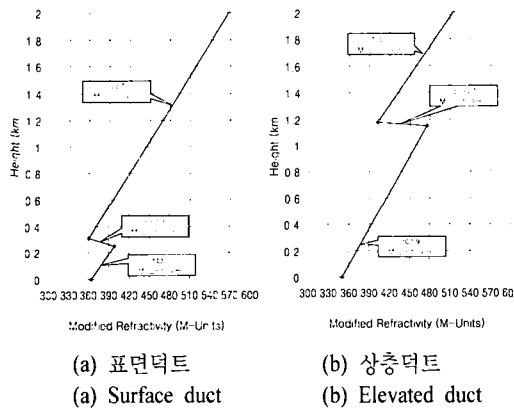


그림 11. 백령도에서 측정된 수정굴절지수
Fig. 11. Measured refractive index profiles in Baengnyeongdo.

기울기가 전형적인 표면덕트의 경우에 비해 상대적으로 작은 것을 볼 수 있다. 포항의 상층덕트는 덕팅층의 높이가 약 600 m, 기울기는 -124 M/km이고, 백령도의 경우 덕팅층의 높이가 1,200 m이고, 기울기는 -3030 M/km로 상당한 차이가 있음을 볼 수 있다. 공간상의 전파특성을 나타내기 위해 경로 손실[dB]과 자유공간 손실[dB]의 차로 정의되는 Propagation Factor(PF)를 주로 사용하며 그 표현식은 다음과 같다.

$$\text{Propagation Factor[dB]} = \text{Path Loss [dB]} - \text{Free Space Loss[dB]} \quad (36)$$

그림 12~15는 각각 포항과 백령도에서 측정된 표면덕트와 상층덕트에 대한 송수신 안테나 높이별 PF(propagation factor)를 보여주는 것으로 덕트의 형태에 따라 송수신 안테나의 위치에 따른 PF 특성에 차이가 있음을 알 수 있다. 표면덕트의 경우 송수신 안테나가 모두 덕팅층 내에 있을 경우 PF가 크고, 송수신안테나가 덕팅층 내에 있을 때 트래핑층의 기울기가 충분히 크지 못하기 때문에 덕팅층에 트래핑(trapping)되지 못하고 누설되는 전파가 많은 것을 볼 수 있다. 상층덕트의 경우 송수신 안테나가 모두 덕팅층 내에 있을 경우 표면덕트의 경우와 같이 PF가 큰 것을 볼 수 있다. 백령도 상층덕트의 경우 트래핑층의 기울기가 매우 크기 때문에 누설되는 영역이 포항 상층덕트의 경우에 비해 매우 적은 것을 알 수 있다.

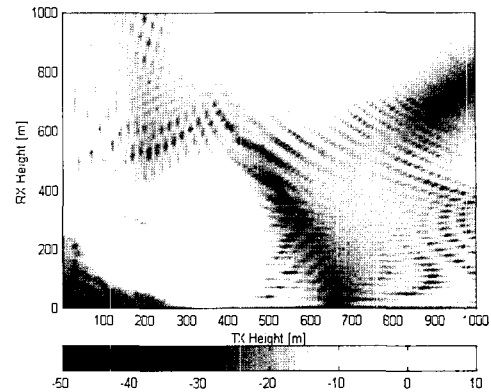


그림 12. Propagation factors[dB], 포항 표면덕트
Fig. 12. Contour map of propagation factors[dB], surface duct in Pohang.

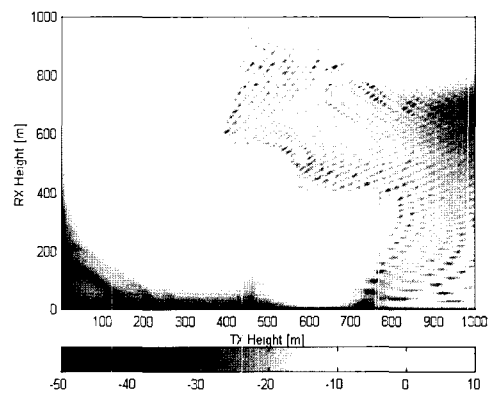


그림 13. Propagation factors[dB], 포항 상층덕트
Fig. 13. Contour map of propagation factors[dB], elevated duct in Pohang.

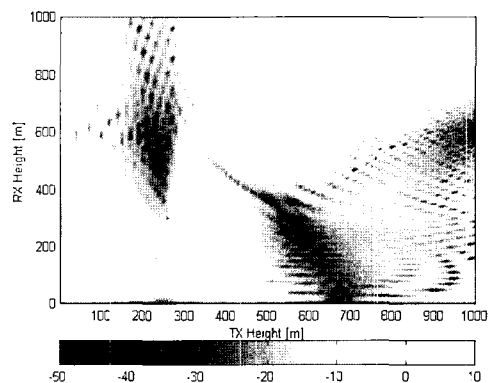


그림 14. Propagation Factors[dB], 백령도 표면덕트
Fig. 14. Contour map of propagation factors [dB], surface duct in Baengnyeongdo.

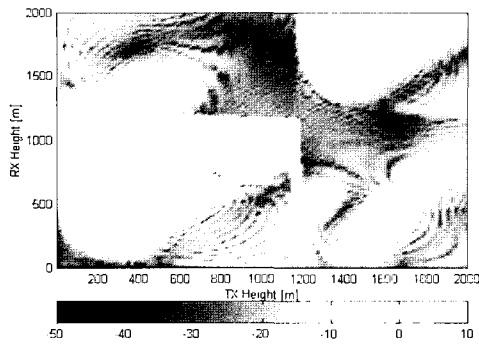


그림 15. Propagation factors[dB], 백령도 상층덕트
Fig. 15. Contour map of propagation factors[dB], elevated duct in Baengnyeongdo.

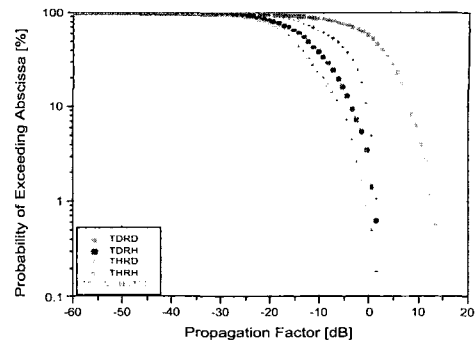


그림 18. 간섭량의 공간분포, 백령도 표면덕트
Fig. 18. Spatial distribution of interference for surface duct in Baengnyeongdo.

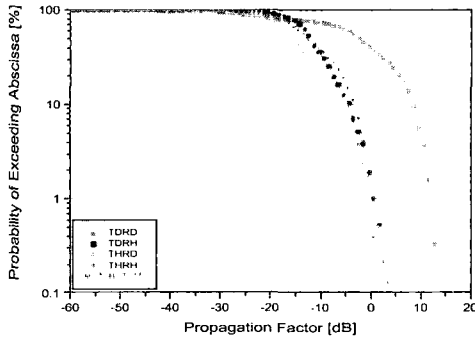


그림 16. 간섭량의 공간분포, 포항 표면덕트
Fig. 16. Spatial distribution of interference for surface duct in Pohang.

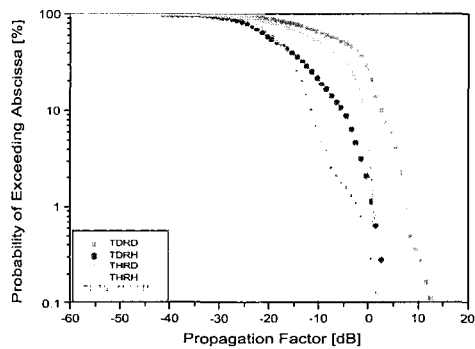


그림 19. 간섭량의 공간분포, 백령도 상층덕트
Fig. 19. Spatial distribution of interference for elevated duct in Baengnyeongdo.

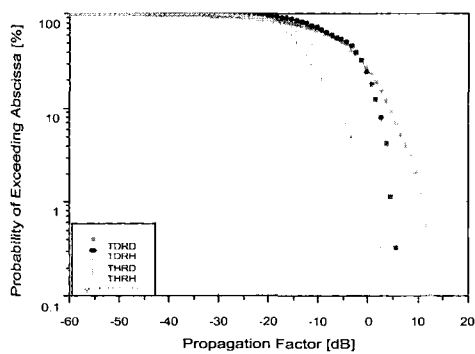


그림 17. 간섭량의 공간분포, 포항 상층덕트
Fig. 17. Spatial distribution of interference for elevated duct in Pohang.

그림 16~19는 포항과 백령도의 표면덕트와 상층덕트에 대한 PF의 공간분포 특성을 나타내는 것

로, 그림에서 T와 R은 각각 송신안테나와 수신안테나를 나타내며, D는 덕팅층 내에 있는 경우, H는 덕팅층보다 높은 위치에 있는 경우를 의미한다. 송수신 안테나 모두 덕팅층 내에 있을 경우(TDRD)에 큰 신호(PF 최대 15 dB이상)가 수신될 확률이 높으며, 송신안테나가 덕팅층 위에 있고 수신안테나가 덕팅층 내에 있을 때(THRD) 큰 신호가 수신될 확률이 가장 낮음을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 간섭의 주 원인이 되고 있는 덕팅 채널을 통한 전자파 전파 현상을 Split-step Discrete Mixed Fourier Transform 알고리즘을 이용하여 모델링하고, 시뮬레이션의 결과를 분석해 보았다. Miller

-Brown 모델과 Phillips spectrum 모델을 이용하여 경계면의 유한한 전도도 및 불균일성을 고려하였으며, 경로상의 지형변화에 의한 영향은 piece-wise linear terrain 방법을 이용하여 고려하였다.

2000년 국내 포항기상대와 백령도기상대에서 측정된 굴절을 데이터에 대해 시뮬레이션 해보았으며, 송수신안테나 높이별 PF 분포 특성 및 송수신 안테나 위치에 따른 PF의 공간분포 특성을 분석해 보았다. 송수신안테나와 수신안테나가 모두 덕팅층 내에 있을 경우 PF가 최대 15 dB 이상까지 가능함을 확인할 수 있었다.

송수신 경로간의 정확한 지형정보 및 굴절을 분포가 획득되면 본 논문에서 제안된 방법은 정확한 간섭량을 예측하는데 사용될 수 있다. 향후 덕팅층의 통계적 특성을 분석하기 위해 한국과 중국/일본간의 덕팅 형성을 통계적으로 모델링하고, 기상과의 상관관계도 연구할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] A.A.R. Townsend, *Digital Line-of-Sight Radio Links: A Handbook*, Prentice-Hall, 1998.
 [2] ITU-R, "Prediction Procedure for Evaluation of

Microwave Interference between Stations on the Surface of the Earth at Frequencies above about 0.7 GHz", *Draft Rec P.* 452-8, 1999.
 [3] H. V. Hitney et. al., "Tropospheric Radio Propagation Assessment", *Proc. IEEE*, vol. 73, pp. 265-283, 1985.
 [4] M. Levy, *Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Wave Propagation*, *IEE Electromagnetic Series 45*, 2000.
 [5] J. R. Kuttler and G. D. Dockery, "Theoretical Description of the Parabolic Approximation/Fourier Split-step Method of Representing Electromagnetic Propagation in the Troposphere", *Radio Sci.*, vol. 26, no. 2, pp. 381-393, 1991.
 [6] G. D. Dockery and J. R. Kuttler, "An Improved Impedance-Boundary Algorithm for Fourier Split-step Solutions of the Parabolic Equation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, no. 12, pp. 1592-1599, 1996.
 [7] D. J. Donohue and J. R. Kuttler, "Propagation Modeling over Terrain Using the Parabolic Wave Equation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, no. 2, pp. 260-277, 2000.

정 남 호



1999년: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
 2001년: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
 2001년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] 전자파 전파 및 산란

김 봉 석



2001년: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
 2001년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 전자파 전파 및 산란

손 호 경

1997년: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1999년 3월~2000년 3월: LG정보통신 중앙연구소 연구원
 2000년 5월~현재: 한국전자통신연구원 연구원
 [주 관심분야] 이동통신 전파환경, 무선망 설계

백 정 기



1978년: 서울대학교 전자공학과
(공학사)
1984년: Virginia Tech. (공학석사)
1988년: Virginia Tech. (공학박사)
1978년 3월 ~ 1983년 2월: 국방과학
연구소
1988년 10월 ~ 1989년 2월: 한국전

자통신연구원

1989년 3월 ~ 1995년 2월: 동아대학교 전자공학과
1995년 2월 ~ 현재: 충남대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 전자파 전파 및 산란, 초고주파 회로

이 형 수

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