

C 대역 장거리 선박-지상 통신을 위한 채널 모델링 및 페이딩 극복 방법

고 명 준[°], 이 동 현^{*}, 민 태 홍^{*}, 조 원 철^{*}

Channel Modeling and Fading Overcoming Methods for C-Band Long-Distance Ship-to-Ground Communications

Myoungjun Ko[°], Donghyun Lee^{*}, Taehong Min^{*}, Woncheol Cho^{*}

요 약

본 논문에서는 C-band 주파수 대역 선박-지상 간에 무선 통신 환경을 구면 대지 반사 모델을 이용하여 채널 모델링하였다. 선박과 지상에는 30dBi 이상의 고이득 안테나가 Stabilizer와 Positioner 위에 탑재되어 두 지점 간 LOS(Line Of Sight)가 항상 존재하는 특수한 무선 통신 환경이 고려되었다. 선박이 지상으로부터 24km에서 50km 지점까지 움직일 때 수신 전력을 측정하였으며, 구면 대지 반사모델로 예측한 채널 모델과 매우 잘 일치함을 확인하였다. 채널 모델을 바탕으로 안테나 높이 조절과 빔 방향 조절을 이용하여 페이딩을 극복할 수 있는 방안을 제시하였다. 안테나 높이 조절 방법을 적용하면 원천적으로 페이딩을 제거할 수 있으며, 빔 방향 조절 시 페이딩이 발생하는 지역에서 수신 전력이 약 5dB 증가하였다.

Key Words : Maritime communications, Two-ray ground reflection model, Spherical earth model, Deep fading

ABSTRACT

In this paper, channel modeling was performed using a spherical earth reflection model for C-band long-distance ship-to-ground communications. A unique wireless communication environment in which the LOS(Line of Sight) is always present was considered because a high-gain antenna over 30 dBi is mounted on the stabilizer and the positioner on the ship and the ground. The received signal strength was measured when the ship moved the point of 24km to 50km from the ground, and it was confirmed that it was in good agreement with the channel model result predicted by the spherical earth reflection model. Based on the channel model, two kinds of fading overcoming method were proposed using antenna height adjustment and beam steering. By applying the antenna height adjustment method, fading can be basically eliminated. And through the beam steering, the received signal strength was increased by 5 dB in the area where deep fading occurs.

I. 서 론

무선통신 채널 모델링은 무선 통신 환경에서 전파

손실, 지연, 편파, 전파 방향 등을 예측하는 것으로 무선 통신 시스템 설계 시 가장 먼저 수행된다. 모델링 결과로부터 통신 가능 영역을 계산하고, 송수신기 및

[°] First and Corresponding Author : Agency for defense development, miung3@add.re.kr, 정희원

^{*} Agency for defense development, donghyun@add.re.kr, mth1210@add.re.kr, wccho@add.re.kr

논문번호 : 202106-144-A-RN, Received June 24, 2021; Revised August 15, 2021; Accepted August 27, 2021

안테나의 사양을 결정할 수 있다. 정확한 채널 모델링을 위해서는 실제 환경에서 전자파가 전파되는 모든 경로를 고려해야 하는데, 수많은 다중 경로가 발생하는 지역에서의 모든 전파 경로를 예측하는 것은 불가능하다. 채널 모델링 방법은 크게 경험적인 방법, 이론적인 방법 그리고 제한된 환경을 고려한 방법이 있다. 경험적인 방법은 광범위한 측정 결과로부터 수식을 도출하는 방법으로 대표적으로 Okumura 모델^[1], Hata 모델^[2] 등이 있다. 경험적인 방법은 측정이 이루어진 유사한 환경에서는 결과가 잘 맞고 간단한 장점이 있지만, 측정 환경과 다른 경우 수정이 불가피하며 때때로 수정이 불가능한 단점이 있다. 제한된 환경을 고려한 방법은 Ray-Tracing^[3]이나 FDTD 등의 수치 해석을 이용하여 비교적 좁은 공간 혹은 제한된 조건에서 채널 환경을 모델링하는 방법이다. 이 방법은 자세하고 높은 정확도의 결과를 제공하지만 넓은 공간이나 복잡한 공간에서는 계산이 불가능할 정도로 많은 계산 시간을 요구한다. 이론적 방법은 특정 조건을 물리적으로 가정을 하고 계산하는 방법이다. 가령 일정한 높이와 간격의 빌딩으로 가정하고 PO(Physical Optics) 등으로 계산하는 방법이다^[4].

해상 환경의 경우 주로 위성 통신을 사용해 왔으며, 위성-지상-바다의 메쉬 타입의 통신 토폴로지를 이용하여 통신 채널을 형성하고 있다^[5]. 최근에는 좀 더 빠른 데이터 통신을 제공하기 위해 해안가 및 공대해 통신 환경에서 채널 모델링에 대한 다양한 조사가 진행되었다^[6,7]. 특히 LTE나 WiFi 등에서 사용되는 2GHz, 5GHz 주파수 대역에서의 채널 환경에 대한 연구가 수행되었다^[8,9].

직접파가 보장되는 해상 무선 통신환경에서는 이 직접파와 1차 해면 반사파만이 수신 신호 세기에 가장 큰 영향을 미치므로 이 두 신호만으로 통신 채널 환경을 예측할 수 있다. 이때 근거리 통신의 경우 해수면이 평면이라고 가정하고 모델을 설정하지만, 장거리 통신의 경우에는 지구의 곡률에 의한 해면 반사파의 변화가 고려된 구면 대지 반사 모델을 통해 무선 통신환경을 모델링해야 한다^[10,11].

본 논문에서 고려되는 환경은 고도 200m의 지상과 24~50km 간격을 두고 움직이는 선박 사이의 해상 무선 통신 환경이다. 통신 주파수는 C-band 주파수 대역을 사용하고, 지상 및 선박에서의 안테나는 모두 30dBi 이상의 높은 이득을 가진다. 또한 두 안테나는 항상 마주 볼 수 있는 Positioner와 Stabilizer 위에 탑재되어 두 안테나 간 LOS(Line Of Sight)가 항상 존재하는 환경이다. 이 환경에서는 직접파와 수면에 의

한 1차 반사파가 수신 신호 세기에 가장 큰 영향을 미친다. 본 논문에서는 이러한 특수한 해상 환경에서의 채널 모델링을 자유공간 손실 모델, 평면 반사 모델 그리고 구면 대지 반사 모델을 통해 수행하고 실제 측정 결과와 비교하였다. 그리고 안테나 높이를 조절하여 페이딩을 효율적으로 억제시킬 수 있는 방안과 비교적 높은 이득의 안테나 특성을 고려하여 빔 조향을 통한 페이딩 억제 방안을 제시하고 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

II. 전파환경 모델

2.1 자유공간 손실 모델

자유공간 손실 모델은 송신기와 수신기 사이에 장애물이 존재하지 않고 LOS(Line Of Sight)를 따라 신호가 전파 될 때 수신신호 세기를 예측하는 모델이다.

송수신 안테나 사이에 LOS가 존재하고 거리가 d 만큼 떨어져 있을 때 수신전력 P_r 은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \tag{1}$$

여기서 P_r 는 송신전력이고 λ 는 신호의 파장, G_t 와 G_r 은 각각 송수신 안테나 이득이다. 위 식에서 알 수 있듯이 자유공간 내에 전파 손실은 거리 d 의 제곱에 반비례한다.

2.2 평면 반사 모델

앞 절에서 언급한 자유공간 손실모델은 자유공간에서 전파되는 신호에 대한 전파손실 모델로, 실제의 전자파는 여러 지형여건들에 의해 반사, 회절, 산란 등을 겪게 된다. 본 논문에서 다루고 있는 선박-지상 간의 통신시험에서는 통신 경로 상 다른 장애물들은 존재하지 않고 해수면에 의한 강한 반사파만이 영향을 줄 것으로 예측되었다. 이러한 반사파의 영향이 있을 때 수신 전력을 예측하기 위해 평면 반사 모델을 살펴

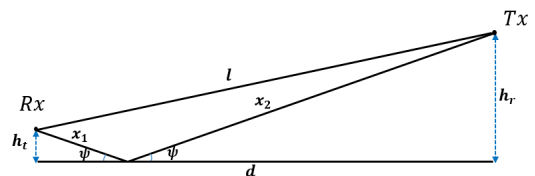


그림 1. 평면 반사 모델
Fig. 1. Plane earth reflection model

보겠다.

평면 반사 모델은 그림 1과 같이 대지면이 평면이라고 가정하고 직접파와 반사파의 합에 의해 형성되는 수신 전력의 세기를 예측하는 모델이다.

2.3 구면 대지 반사 모델

근거리에서 이루어지는 통신의 경우 앞 절에서와 같이 평면 대지 반사 모델을 설정하면 되지만, 실제 지구의 형태는 구형이기 때문에 두 안테나 사이의 거리가 멀어질 경우 심각한 오차를 발생시킬 수 있다. 평면 대지 반사 모델을 적용함에 있어 송수신 안테나 사이 유효거리는 $5000\lambda^{1/3}$ 로 이 경계점에서 오차율은 최대 10%까지 생길 수 있다¹²⁾. 본 논문에서 다루는 C-band 주파수 대역에서는 송수신기 사이 거리가 약 1.7km 이상일 때 심각한 오차가 발생할 수 있다. 따라서 보다 정확한 분석을 위해서는 지구의 곡률을 고려한 구면 대지 반사 모델을 사용해야 한다. 구면 대지 반사 모델은 그림 2에서와 같이 지구의 곡률을 고려하여 직접파와 반사파의 합에 의해 형성되는 수신 전력을 예측하는 모델이다.

만약 송신신호가 $s(t)$ 이면, 직접파에 의한 수신신호는 아래와 같다.

$$r_{los}(t) = Re \left[f_t(\theta_1) f_r(\theta_2) \frac{\lambda}{4\pi l} s(t) e^{-jkl} \right] \quad (2)$$

$f_t(\theta_1)$ 와 $f_r(\theta_2)$ 는 각각 송수신 안테나 패턴이고 $k = 2\pi/\lambda$ 는 각파수(angular wave number)이다. λ 는 송신 신호의 파장이고 l 은 직접파의 가지거리이다. 반사파의 경로 거리가 $x = x_1 + x_2$ 라 할 때, 반사파에 의한 수신신호는 아래와 같다.

$$r_{ref}(t) = Re \left[f_t(\theta_1') f_r(\theta_2') \rho D \frac{\lambda}{4\pi x} s(t-\tau) e^{-jkx} \right] \quad (3)$$

여기서 ρ 는 반사계수이고 D 는 발산계수, τ 는 시간 지연상수이다. 만약 송신신호 $s(t)$ 가 시간 지연 상수

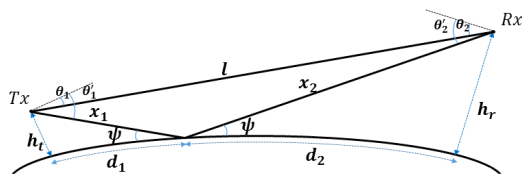


그림 2. 구면 대지 반사 모델
Fig. 2. Spherical earth model

τ 대비 현대역 신호라면 $s(t) \approx s(t-\tau)$ 로 표현할 수 있고, 이 때 직접파와 반사파의 합에 의해 결정되는 수신 전력은 아래와 같다.

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| f_t(\theta_1) f_r(\theta_2) \frac{e^{-jkl}}{l} + f_t(\theta_1') f_r(\theta_2') \rho D \frac{e^{-jkx}}{x} \right|^2 \quad (4)$$

여기서 P_t 는 송신 출력의 세기이고 x_1, x_2, l 값은 제2코사인법칙을 통해 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$x_1 = \sqrt{(R_e + h_t)^2 + R_e^2 - 2(R_e + h_t)R_e \cos \phi_1} \quad (5)$$

$$x_2 = \sqrt{(R_e + h_r)^2 + R_e^2 - 2(R_e + h_r)R_e \cos \phi_2} \quad (6)$$

$$l = \sqrt{(R_e + h_t)^2 + (R_e + h_r)^2 - 2(R_e + h_r)(R_e + h_t) \cos \phi} \quad (7)$$

여기서 R_e 는 지구의 반지름이고 ϕ_1, ϕ_2, ϕ 는 구면 대지 표면에서 거리가 각각 $d_1, d_2, d (= d_1 + d_2)$ 일 경우 지구의 중심각이다. 그리고 d_1 와 d_2 는 아래와 같이 구할 수 있다¹³⁾.

$$d_1 = \frac{d}{2} - p \sin \left(\frac{\kappa}{3} \right) \quad (8)$$

$$p = \sqrt{\frac{4R_e(h_t + h_r) + d^2}{3}} \quad (9)$$

$$\kappa = \sin^{-1} \left(\frac{2R_e(h_r - h_t)}{p^3} \right) \quad (10)$$

2.3.1 반사 계수

구면 대지 반사 모델의 해석을 위해서는 반사계수 ρ 에 대하여 살펴봐야 한다. 반사계수 ρ 는 반사면의 상태를 나타내는 값으로 반사파의 크기와 위상은 반사계수 ρ 에 의해 결정된다. 반사계수 ρ 는 아래와 같이 프레넬 반사계수 ρ_0 와 산란손실계수 ρ_s 의 곱으로 나타낼 수 있다¹⁴⁾.

$$\rho = \rho_0 \rho_s \quad (11)$$

또한 반사파는 수평편파와 수직편파로 나누어질 수 있는데 각각에 대해 프레넬 반사계수는 아래와 같이

표현할 수 있다.

$$\begin{cases} \rho_0(\text{horizontal}) = \frac{\sin\psi - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2\psi}}{\sin\psi + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2\psi}} \\ \rho_0(\text{vertical}) = \frac{\epsilon_c \sin\psi - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2\psi}}{\epsilon_c \sin\psi + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2\psi}} \end{cases} \quad (12)$$

이 때 ϵ_c 는 복소 유전 상수로 $\epsilon_c = \epsilon_r - j60\sigma\lambda$ 로 정의되고 ϵ_r 와 σ 는 각각 반사면의 상대 유전율과 전도율이다. ψ 는 입사각의 크기로 아래와 같이 근사할 수 있다¹⁴⁾.

$$\psi = \sin^{-1}\left(\frac{h_r}{x_2} - \frac{x_2}{2R_e}\right) \quad (13)$$

해면의 상대 유전율과 전도율이 각각 80과 4일 경우 입사각에 따른 해면의 프레넬 반사 계수를 500MHz 와 5GHz 두 주파수에 대하여 구하면 그림 3과 그림 4와 같다.

그림 3으로부터 송신기와 수신기 사이가 멀어 입사각이 매우 작을수록 수직편파와 수평편파 모두 프레넬 반사계수의 크기가 1에 가까운 것을 확인할 수 있다. 단, 입사각이 0°에서 커짐에 따라 수직 편파는 수평편파와 달리 크기가 급격하게 감소했다가 다시 회복된다. 이를 통해 수직편파가 수평편파보다 반사파의 세기가 작다는 것을 알 수 있다. 또한 주파수의 크기가 클수록 프레넬 반사계수의 크기가 더 작음을 그래프에서 확인할 수 있다. 그림 4에서 수직편파와 수평편

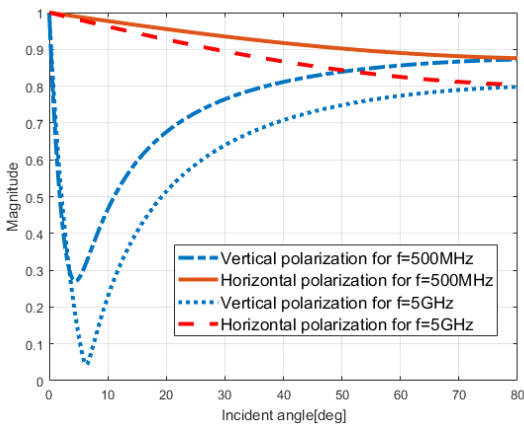


그림 3. 입사각에 따른 프레넬 반사 계수 크기
Fig. 3. Magnitude of fresnel reflection coefficient versus the incident angle

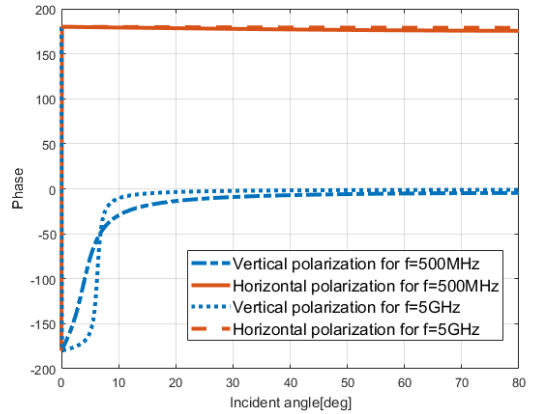


그림 4. 입사각에 따른 프레넬 반사 계수 위상
Fig. 4. Phase of fresnel reflection coefficient versus the incident angle

파의 위상은 입사각이 매우 작을 경우 180° 반전되는 것을 확인할 수 있다. 단, 입사각이 커짐에 따라 수평편파의 위상변화는 미미하지만, 수직편파의 위상 변화는 급격하게 0°로 바뀌는 것을 알 수 있다.

산란손실계수 ρ_s 는 전자파의 입사각과 해면의 거칠기에 의한 변화를 표현한 값으로 아래 식과 같이 표현할 수 있다¹⁴⁾.

$$\rho_s = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\pi H}{\lambda} \sin\psi\right)^2\right] \quad (14)$$

이 때 H 는 유의파고 값이다. 위 식에서 알 수 있듯이 동일한 입사각 ψ 에 대하여 유의파고 H 가 클수록 산란손실계수 ρ_s 가 작아져 반사파의 세기가 작아지는 것을 알 수 있다.

2.3.2 발산 계수

구면 대지 반사 모델에서 반사파는 대지의 곡면에 의해 아래 그림과 같이 발산하게 된다.

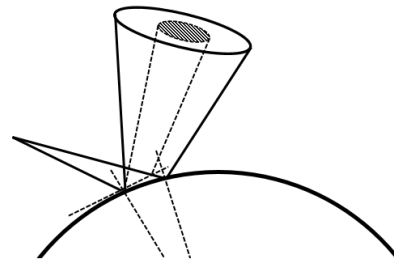


그림 5. 구형 표면에서 반사파의 발산
Fig. 5. Divergence of reflected rays from a spherical surface

이러한 특성을 반영하기 위해서 구면 대지 반사 모델에서는 발산 계수를 고려해야 한다. 발산 계수는 평면 대지 반사파의 전계 강도와 구면 대지 반사파의 전계 강도의 비로 정의되고 아래와 같이 나타낼 수 있다 [13].

$$D = \sqrt{\frac{R_e d \sin \psi \cos \psi}{(2d_1 d_2 / \cos \psi + R_e d \sin \psi)(1 + h_r / R_e)(1 + h_t / R_e)}} \quad (15)$$

III. 선박-지상 통신 시험

3.1 선박-지상 시스템

본 논문에서 분석한 C-band 주파수 대역 선박-지상 간 통신 시험을 그림 6에 나타냈다. 통신 시스템은 송수신 주파수를 달리하여 duplex 통신을 지원한다.

지상의 통신 시스템은 그림 7과 같이 안테나, Positioner, 송수신장치로 구성되어 있으며, 해안의 높은 지대에 설치되어 있다. 지상 안테나는 35dBi의 이득을 가지는 선형 파라볼릭 안테나이고, 고도는 약 200m이다. Positioner는 안테나 뒤에 장착되어 안테나를 원하는 방향으로 지향시키는 역할을 한다. 선박의 통신 시스템은 안테나, Stabilizer, 송수신장치, GPS 및 자이로 등으로 구성되어 있고, 이를 그림 8에 나타냈다. GPS 및 자이로는 별도의 공간에 설치되어 그림에 나타나 있지 않다. 선박 시스템은 선박 갑판에 설치되어 있다. 안테나는 30dBi의 이득을 가지는 선형 파라볼릭 안테나이며, 고도는 약 12m이다. Stabilizer는 안테나를 조향시켜주는 장치로 배의 움직임에 따라 안테나를 조향시킨다. GPS와 자이로에서 계측된 배의 좌표 및 자세 정보를 이용하여 배가 움직이더라도

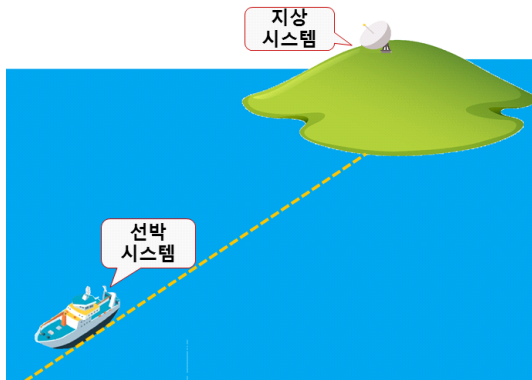


그림 6. 선박-지상 통신 시험
Fig. 6. Ship-to-ground communication test



그림 7. 지상의 통신 시스템
Fig. 7. Communication system on the ground



그림 8. 선박의 통신 시스템
Fig. 8. Communication system on the ship

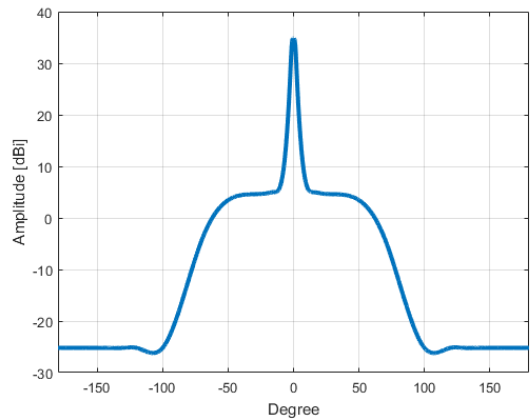


그림 9. 지상 안테나의 방사패턴
Fig. 9. Radiation pattern of ground antenna

도 선박 및 지상 안테나가 항상 마주보도록 설계되어 있다. 선박 및 지상 안테나의 데이터 시트에 제시된 방사 패턴 포락선을 그림 9와 10에 각각 나타냈다.

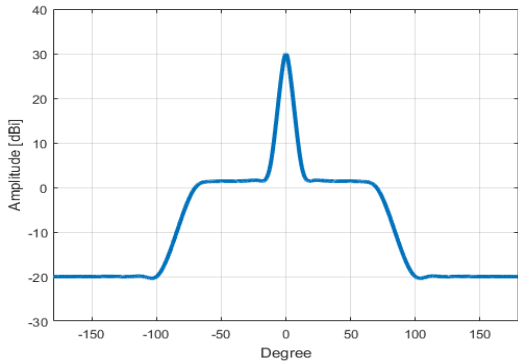


그림 10. 선박 안테나의 방사패턴
Fig. 10. Radiation pattern of ship antenna

3.2 통신 시험 결과

그림 11에 선박 시스템에서 측정된 수신 전력을 나타냈다. 지상에서의 송신 전력은 30dBm이다. 그림에서 거리가 멀어짐에 따라 전체적인 수신 전력이 감소하고 반사파의 영향으로 수신 신호가 주기적으로 페이딩에 빠지는 것을 확인 할 수 있다. 통신이 되기 위한 수신 임계 파워는 -67dBm으로 31km와 39km 구역에서는 페이딩에 의해 통신이 불가능하다. 특히 39km 구역에서는 약 2km의 음역 지역 발생으로 시스템의 운용에 큰 제약이 존재한다.

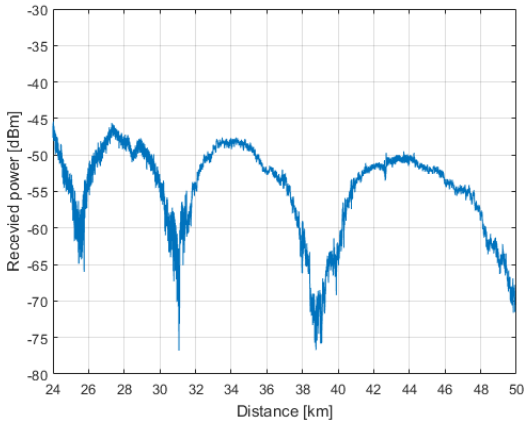


그림 11. 선박에서 수신 전력 세기
Fig. 11. Received power strength at the ship

3.3 구면 대지 반사 모델을 통한 수신 전력 분석

본 시스템이 운용되는 통신 환경은 주변에 섬 혹은 기타 장애물이 없어 이들로부터 발생하는 반사파의 영향은 무시할 수 있다. 또한 선박과 지상과는 항상 LOS가 존재하고 해수에 의한 반사파만 고려하면 되므로 앞 절에서 살펴본 구면 대지 반사 모델과 매우

유사한 환경이다. 따라서 시험 결과를 구면 대지 반사 모델에 적용하여 분석하였다.

그림 12와 그림 13은 본 논문의 통신시험에서 선박이 약 24km 지점부터 50km까지 이동하는 동안 반사계수와 발산계수를 분석한 그래프이다. 해면의 상대 유전율 ϵ_r 과 전도율 σ 을 각각 80과 4로 설정하였고, 시험 당일 유의파고 H 는 1m 이었다. 그림 12에서 거리가 멀어짐에 따라 해면 입사각이 작아지기 때문에 프레넬 반사계수와 산란손실계수가 모두 증가하고, 이들의 곱으로 구해지는 반사계수 역시 증가하는 것을 확인 할 수 있다. 이와 대조적으로 대지의 곡면에 의한 손실을 나타내는 발산계수는 거리가 멀어짐에 따라 감소한다(그림 13).

그림 14는 분석결과를 선박-지상 통신 시험을 통하여 측정된 결과와 비교한 그래프이다. 구면 대지 반사 모델의 적합성을 보이기 위해 자유공간손실 모델과 평면 반사 모델의 결과를 함께 나타냈다. 직접파만 고

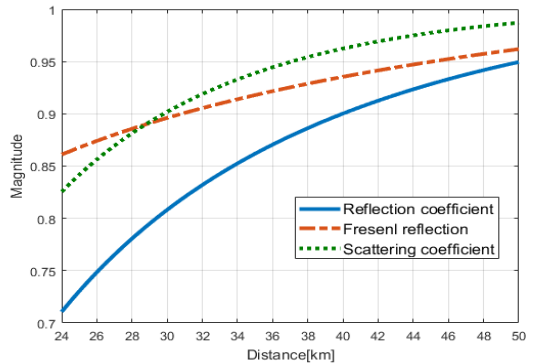


그림 12. 거리에 따른 반사계수
Fig. 12. Magnitude of reflection coefficient by distances

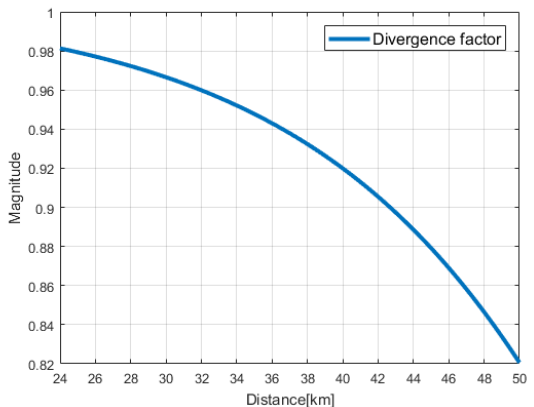


그림 13. 거리에 따른 발산계수
Fig. 13. Magnitude of Divergence coefficient by distances

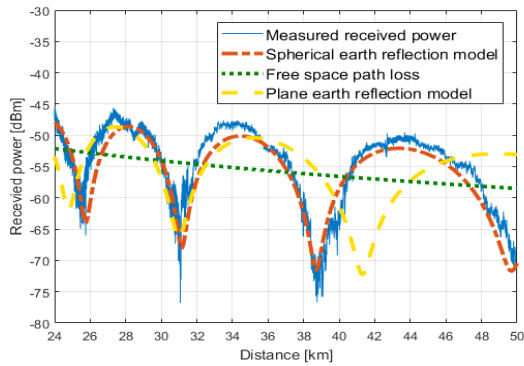


그림 14. 분석결과와 측정결과 비교
Fig. 14. Comparison of the measured result and analysed result

려하는 자유공간손실 모델은 해면 반사파의 영향으로 시험 결과와 큰 차이가 있다. 평면 반사 모델의 경우 주기적으로 페이딩이 발생하는 현상은 측정 결과와 유사하나 지구 곡률의 영향으로 페이딩이 발생하는 지점은 일치하지 않으며, 거리가 멀어짐에 따라 그 차이는 크게 발생함을 볼 수 있다. 구면 대지 반사 모델의 경우 시험 영역에서 측정 결과와 매우 잘 일치함을 볼 수 있다. 따라서 구면 대지 반사 모델을 통해 페이딩이 발생하는 지점을 정확하게 예측할 수 있어 해상 무선 통신 시스템을 안정적으로 운용하는데 활용할 수 있다. 일부구간에서 자유 공간 손실 모델보다 수신 전력이 높는데 이는 반사파와 직접파가 동일한 위상을 가지기 때문이다. 안테나 높이를 조절하여 항상 동일한 위상을 유지시켜 페이딩을 극복할 수 있는데, 이는 4.1절에 자세히 기술하였다.

IV. 페이딩 극복 방안

해상 환경의 경우 직접파와 해수면에 의한 반사파가 수신 전력에 가장 큰 영향을 미치게 된다. 두 전파의 위상 차이가 180° 근처일 때 수신 전력은 낮아지며 페이딩이 발생한다. 앞서 언급했듯이 페이딩에 의해 수신신호가 통신 임계 전력보다 낮게 되면 통신이 끊기게 된다. 이러한 통신 두절은 통신 시스템 운용에 큰 제약이 된다. 앞 장에서 설명한 구면 대지 반사 모델을 적용하여 직접파와 반사파의 위상차로 생기는 페이딩을 극복하는 방법에 대해 알아본다.

4.1 안테나 높이 조절을 통한 페이딩 극복

안테나 높이를 조절하면 직접파와 반사파의 위상차에 영향을 줘 페이딩 구간을 피할 수 있다. 직접파와

반사파의 위상차는 두 전파의 경로 차이와 반사면에서 생기는 반사파의 위상변화에 의해 발생한다. 그리고 페이딩은 직접파와 반사파의 위상이 반대일 때 발생하므로 직접파와 반사파의 위상 차이가 180°가 되지 않도록 하면 페이딩을 극복할 수 있다.

그림 4에서 확인 할 수 있듯이 두 안테나 사이 거리가 충분히 멀어 해면 입사각이 매우 작을 경우 반사면에서 생기는 반사파의 위상변화는 180°이다. 그러므로 본 논문의 통신환경에서 페이딩이 발생하는 구간은 직접파와 반사파의 경로 차이가 파장의 배수만큼 나는 구간이다. 이러한 페이딩 구간을 피하기 위해서는 페이딩 구간에서 직접파와 반사파의 경로차가 반파장만큼 바뀌도록 안테나의 높이를 조절해야 한다. 본 시험 환경에서 반파장 경로차 변화를 주기위한 거리에 따른 선박 및 지상안테나의 조절 높이를 그림 15에 나타냈다.

그림 15에서 지상안테나보다 선박안테나의 반 파장 경로차를 내기 위한 높이가 훨씬 작다. 그 이유는 지상안테나의 높이가 증가하면 직접파와 반사파의 경로길이 모두 증가하지만, 선박안테나의 높이가 증가하면 반사파의 경로 길이는 증가하지만 직접파의 경로 길이는 감소한다. 따라서 선박 안테나의 높이조절을 통해 더 큰 경로차를 만들어 낼 수 있다. 일반적으로 물리적인 제약에 의해 안테나 높이를 조절할 수 있는 폭은 매우 작다. 그러므로 본 논문에서 수행한 시험 환경에서는 선박 안테나에만 높이 조절 능력이 있는 것이 훨씬 효율적이다.

반사면에서 생기는 반사파의 위상변화가 180°이므로 선박 안테나의 높이를 조절하여 페이딩 구간을 피하기 위해서는 경로차에 의한 위상차도 180°에 가깝

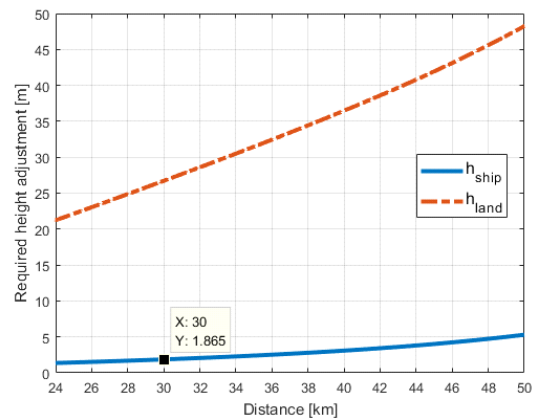


그림 15. 거리에 따른 안테나 조절 높이
Fig. 15. Required antenna adjustment height by distances

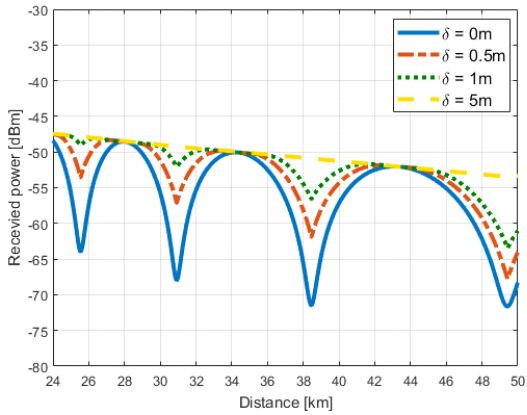


그림 16. 높이 조절 능력이 있을 때 수신 전력
Fig. 16. Strength of received power when height is adjustable

도록 하여 직접파와 반사파의 위상차를 줄여야한다. 본 시험에서 선박 안테나의 높이 조절 능력(δ)이 상승과 하강 각각 0.5m일 때, 그리고 1m와 5m 일 때 수신 전력을 그림 16에 나타냈다. 그림에서 높이 조절 능력이 클수록 페이딩 구간에서 수신 전력이 커지는 것을 확인 할 수 있다. 특히 본 시험 환경에서 통신 임계 전력이 -67dBm인 것을 고려하면, 상승과 하강 높이가 조절 능력이 각각 0.5m만 되어도 50km까지 안정적으로 통신이 가능하다. 그리고 높이 조절 능력이 5m 인 경우 페이딩이 전혀 없음을 확인 할 수 있다.

4.2 빔 조향을 통한 페이딩 극복

본 논문 수행한 C-band 통신 시험의 경우 비교적 높은 이득을 가진 안테나를 사용한다. 선박 안테나와 지상 안테나의 이득은 각각 30dBi, 35dBi로 매우 고 이득이다. 고 이득 안테나 특성을 이용하여 안테나 빔

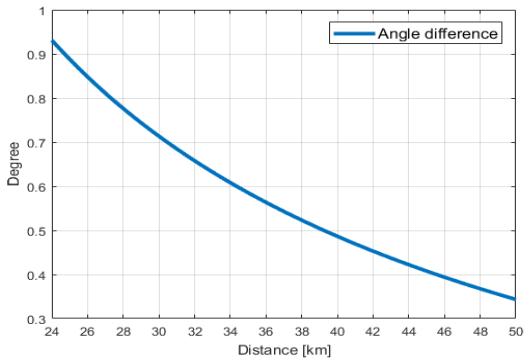


그림 17. 직접파와 반사파의 수신 각도 차이
Fig. 17. The difference in reception angle difference between direct wave and reflected wave

조향을 통해 페이딩 구간을 피할 수 있다.

본 논문에서 수행한 통신시험과 같이 두 안테나 고도에 비해 안테나 사이 거리가 매우 먼 경우 직접파와 반사파가 안테나로 거의 같은 각도로 들어오게 된다. 그림 17에서 직접파와 반사파의 안테나에서의 수신 각도 차이를 계산했는데, 직접파와 반사파 사이 수신 각도 차이가 1°이내이다.

안테나 빔 폭이 좁기 때문에 지상 안테나와 선박 안테나의 빔을 위로 조향시키면 직접파의 수신 전력이 낮아지는 것보다 반사파의 수신 전력이 더 낮아져 페이딩 영향을 줄일 수 있다. 직접파의 수신 전력이 감소하지만, 통신이 두절되는 것을 방지하기 위해서는 반사파에 의해 생기는 페이딩을 억제 시키는 것이 중요하다.

그림 18에 지상 안테나와 선박 안테나의 빔을 0.5°, 1°, 1.5° 위로 조향했을 때 수신 레벨을 나타냈고, 빔 조향을 하지 않은 경우(0°)도 함께 나타냈다. 1° 조향 시 페이딩이 발생하는 31km와 39km 구역에서 수신 전력이 약 5dB 증가하여 통신 시스템이 요구하는 임계치(-67dBm)를 만족한다. 하지만 거리가 멀어질수록 직접파와 반사파사이 각도차가 작아져 수신전력 개선효과가 줄어들게 된다. 또한 1.5° 조향 시에는 페이딩 억제 효과가 감소하게 되는데, 이는 직접파의 수신 레벨이 낮아져 수신 레벨이 낮아지기 때문이다. 따라서 빔 조향을 통한 페이딩 극복을 위해서는 1°이내에서 빔을 조향해야 함을 알 수 있다.

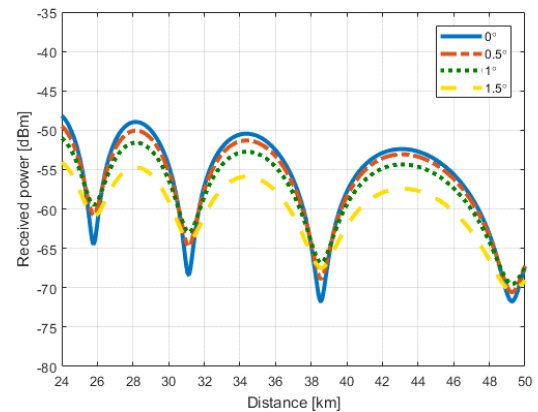


그림 18. 안테나 빔을 위로 조향 했을 때 수신 전력
Fig. 18. Strength of received power when antenna beam is steered upward

V. 결 론

본 논문에서는 C-band 주파수 대역 선박-지상 통신 환경을 구면 대지 반사 모델에 적용하여 채널 모델링 하고, 실제 측정된 수신 전력과 비교 분석 하였다. 본 시험에서 지상 안테나는 해안 고지대에, 선박 안테나는 선박 갑판에 설치하였고, 선박은 지상안테나로부터 24km에서 50km 지점까지 운행하며 시험을 수행하였다. 통신 경로 상 다른 장애물들은 존재하지 않아 해수면에 의한 반사파만이 전파 손실에 영향을 줄 것으로 예측되었다. 구면 대지 반사 모델을 적용하여 실제 측정값과 비교 분석을 하였고, 예측 값과 실제 측정값이 매우 유사함을 확인하였다. 이를 통해 본 선박-지상 통신환경에서 구면 대지 반사 모델을 적용하여 경로 손실 예측이 가능함을 확인하였다. 그리고 이 예측 값을 가지고 수신 신호 세기가 급격히 낮아지는 페이딩 구간을 안테나 높이 조절과 안테나 빔 조향을 통해 극복하는 방안을 제시 하였다. 안테나의 높이를 조절하여 통신 페이딩이 전혀 없도록 할 수 있음을 보였고, 빔 조향 각도를 조절하여 페이딩이 발생하는 지역에서 수신 전력을 약 5dB 개선할 수 있음을 보였다. 향후 유사 시험에 두 방안을 적용하여 페이딩을 극복할 수 있을 것으로 기대한다.

References

[1] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda, "Field strength and its variability in VHF and UHF landmobile service," *Rev. Elec. Comm. Lab.*, vol. 16, no. 9-10, pp. 825-873, Sep.-Oct. 1968.

[2] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 29, no. 3, pp. 317-325, Aug. 1980.

[3] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 879-891, Nov. 1994.

[4] J. Walfisch and H. L. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, pp. 1788-1796, Dec. 1988.

[5] D. Kidston and T. Kunz, "Challenges and

opportunities in managing maritime networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 10, pp. 162-168, Oct. 2008

[6] J. Wang, H. Zhou, Y. Li, Q. Sun, Y. Wu, S. Jion, T. Quek, and C. Xu, "Wireless Channel Models for Maritime Communications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 68070-68088, 2018.

[7] A. Habib and S. Moh, "Wireless channel models for over-the-sea communication: A comparative study," *Appl. Sci.*, vol. 9, pp. 443, 2019.

[8] K. Yang, T. Roste, F. Bekkadal, K. Husby and O. Trandem, "Long distance propagation measurements of mobile radio propagation for the open sea at 2GHz," *IEEE VTC Spring*, San Francisco, 2018.

[9] W. Wang, R. Raulefs, and T. Jost, "Fading characteristics of maritime propagation channel for beyond geometrical horizon communication in C-band," *CEAS Space J.*, vol. 11, pp. 95-104, 2017.

[10] R. M. Schmalenberger and M. G. Edrich, "Channel modelling for wideband data communication in a maritime mobile environment," *IEEE/AFCEA*, pp. 150-154, May 2000.

[11] K. Kim, S. Shin, K. Koh, and J. Yun, "Measurement of UHF-band propagation loss for the long range maritime communication environment," *J. KIEES*, vol. 17, no. 5, pp. 490-499, May 2006.

[12] C. Balanis, R. Hartenstein, and D. Decarlo, "Multi-path interference for in-flight antenna measurements," *IEEE Trans.*, vol. 32, Jan. 1984.

[13] D. E. Kerr, *Propagation of Short Radio Waves*, MIT Radiation Laboratory Series, pp. 396-444, McGraw-Hill, 1951.

[14] L. V. Blake, *Radar Range-Performance Analysis*, Artech House, 1986.

고 명 준 (Myoungjun Ko)



2016년 : 한양대학교 융합전자공학부 학사
2018년 : KAIST 전기 및 전자공학 석사
2018년~현재 : 국방과학연구소 연구원

<관심분야> 유도무기체계, 무선통신
[ORCID:0000-0002-0778-7286]

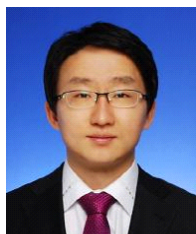
민 태 흥 (Taehong Min)



2012년 : 성균관대학교 전자전기 컴퓨터공학 학사
2014년 : KAIST 전기 및 전자공학 석사
2014년~현재 : 국방과학연구소 선임연구원

<관심분야> 유도무기체계, 무선통신
[ORCID:0000-0003-2832-1263]

이 동 현 (Donghyun Lee)



2002년 : 아주대학교 전자 공학부 학사
2009년 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 석·박사
2013년 : 삼성전자 무선사업부, 책임연구원
2013년~현재 : 국방과학연구소 선임연구원

<관심분야> 유도무기체계, 초고주파 회로, 무선통신
[ORCID:0000-0003-1440-3364]

조 원 철 (Woncheol Cho)



1990년 : 연세대학교 전기전자공학부 학사
2003년 : 한국정보통신대학교 석사
2013년 : KAIST 전산학부 박사
1990년~현재 : 국방과학연구소 책임연구원

<관심분야> 유도무기체계, 네트워크, 무선통신
[ORCID:0000-0002-8904-3044]