DBpia

논문 17-42-07-02 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '17-07 Vol.42 No.07
https://doi.org/10.7840/kics.2017.42.7.1306

해상환경에서의 수신 신호세기 예측을 통한 포물선 궤적 비행체의 Two-Ray 전파손실 극복

김 재 민◆

Overcoming Two-Ray Propagation Loss of Parabolic Trajectory Air-Vehicles via Received Signal Strength Prediction in Maritime Environments

Jaemin Kim◆

요 약

섬 등의 기타 구조물이 없는 해상 환경에서 송수신기 간의 이동 궤적이 주어진다면, 해상 통신 채널 환경은 two-ray 전파모델로 깊은 페이딩이 발생하는 구간을 예측할 수 있다. 본 논문에서는 해상의 포물선 궤적 비행체에 대하여 둥근 지구 반사 모델을 통해 수신신호 세기를 예측하였다. 이를 바탕으로, 깊은 페이딩을 극복하기 위해 적용하는 시공간 다이버시티의 효과를 시뮬레이션으로 분석하였으며, 효율적인 시공간 다이버시티 적용 방안을 제시한다. 포물선 궤적 비행체의 실제 비행시험 데이터를 바탕으로, UHF 대역 수신 신호 세기 예측값과 실측값을 비교하여 수신신호 세기 예측 모델의 정확도를 보여주었다. 또한 다수의 S 대역 안테나를 통해 수신된 데이터의 프레임 오류와 수신신호 세기를 예측한 값과의 개연성을 설명하였으며 시공간 다이버시티가 적용된 효과를 보여주었다.

Key Words : Two-ray ground-reflection model, DFTD, Channel estimation, Deep fading, Space diversity

ABSTRACT

If transceiver's trajectories are given in maritime environment, deep fading location is predictable based on two-ray propagation model. In this paper, we consider a space-time diversity effects by received signal strength (RSS) estimation based on spherical earth reflection model to overcome the deep fading in maritime environment. Especially, we propose efficient space-time diversity scheme by providing simulation results of combined RSS estimation of radio wave signal transmitted from a parabolic trajectory air-vehicle in maritime. Throughout the experimental data of real flight test, we show the accuracy of RSS estimation model by comparing UHF-band RSS and RSS estimation results. Also, we compared the S-band received frame error of multiple antenna sites and expected RSS to show the effects of space-time diversity.

Ⅰ. 서 론

고 신뢰 통신이 요구되는 비행체[1]와의 통신은 안테나 패턴 특성으로 발생하는 널(null), 다중경로 간섭으로 인한 페이딩(fading) 등 무선 통신 링크의 물리적 특성의 한계로 인해 신뢰성 있는 데이터를 수신하는데 제약이 따를 수 있다. 이러한 통신환경에서 비행체와 신뢰성 있는 통신을 위해 채널 코딩을 활용하고,

◆ First Author : Agency for Defense Development, jkim@add.re.kr, 정회원
논문번호 : KICS2017-04-097, Received April 4, 2017; Revised May 18, 2017; Accepted June 23, 2017

www.dbpia.co.kr

여러 개의 안테나를 이용하거나 space-time block code(STBC)[2]를 적용하여 시공간 다이버시티를 확보하게 된다.

하지만 이러한 RS(Reed-Solomon) 코드, Turbo 코드, LDPC(Low-Density Parity Check) 코드 등의 FEC(Forward Error Correction) 채널 코딩과 STBC가 제한적인 인터리버(interleaver)를 활용한다면 two-ray 전파 간섭으로 인해 한 프레임보다 긴 시간동안 발생하는 깊은 페이딩을 보완하기 어렵다. 또한, HARQ(Hybrid Auto Request)등의 재송신 방식을 통해 깊은 페이딩을 극복할 수 있지만 양방향 통신이 요구되며, 데이터 수신의 즉시성을 보장하지 못한다. 따라서 즉시성이 요구되거나 단방향 통신장치에서는 시공간 다이버시티 기술을 채널코딩 기술과 함께 사용하여 여러 수신 장소의 데이터를 병합하는 방식을 보편적으로 활용한다. 가능한 많은 수신 장소를 운영하는 것이 양질의 데이터를 확보하는 면에서 유리하지만, 다수의 장치를 운용해야 하므로 고비용이 요구되기 때문에 현실적으로 어려울 수 있다.

만약 깊은 페이딩이 발생하는 채널환경을 예측할 수 있다면, 저비용에 효과적인 시공간 다이버시티를 적용하여 보완해 줄 수 있다. 해상환경에서의 통신 채널 환경은 two-ray 전파모델을 이용하고, 송수신기의 이동 궤적, 자세, 3차원 안테나 패턴 등을 적용하면 깊은 페이딩 구간을 비교적 정확하게 예측이 가능하며[3-5], 깊은 페이딩을 보완하는 시공간 다이버시티를 적용해 볼 수 있다. 현재까지, two-ray 전파모델을 활용하여 거리에 따른 수신신호 세기를 예측하거나[6] two-ray 채널환경을 감안한 통신 시스템 설계에 대한 연구는 많았지만[7,8], 계획된 이동 구간에서 발생할 수 있는 two-ray 전파 손실을 효과적으로 극복할 수 있는 시공간 다이버시티 적용방법에 대한 연구는 아직 많지 않다.

본 논문에서는 포물선 궤적의 비행체에 대해 two-ray 전파모델을 기반으로 공간 다이버시티를 활용하기 위한 수신 안테나의 배치에 따른 영향을 분석해 보았으며, 다수 안테나 배치의 한계점을 기술하였다. 그리고 이러한 한계점을 극복하기 위해 비행체의 해수면 근접 비행단계에서 [9]에서 제안한 지연 프레임 시간 다이버시티(delayed frame time diversity, DFTD)의 시간 지연 상수 값을 설정하는 방법을 제안한다.

Ⅱ. two-ray 전파 모델

거리가 충분히 짧다면, 그림 1과 같이 단순히 평평한 지구 모델을 바탕으로 송신기(Tx)와 수신기(Rx)에 two-ray 전파 모델을 적용할 수 있다. 여기에서 수신기는 직접파와 시간 지연된 반사파를 동시에 수신한다. 만약 자유공간에서 송신신호가 $s(t)$일 때, 직접파 수신기의 수신신호$r_{los}(t)$는 (1)과 같이 구할 수 있다. 여기에서 G_{los}는 가시선 방향의 안테나 이득이며 λ는 파장, l은 가시선 거리, 각파수(angular wave number) $k=2\pi/\lambda=2\pi f$이다.

$$r_{los}(t)=Re\left\{\frac{\lambda\sqrt{G_{los}}}{4\pi}\times\frac{s(t)e^{-jkl}}{l}\right\} \quad (1)$$

지면 반사파는 식 (2)와 같다. 여기에서 G_{gr}는 지면 반사 방향의 안테나 이득이며, x_r은 지면 반사 경로 거리이고 x_1+x_2와 같다. 그리고 τ는 시간 지연 상수이며, $(x_r-l)/c$와 같다. 여기에서 c는 자유공간에서 빛의 전파 속도이다.

$$r_{gr}(t)=Re\left\{\frac{\lambda R_c(\theta)\sqrt{G_{gr}}}{4\pi}\times\frac{s(t-\tau)e^{-jkx_r}}{x_r}\right\} \quad (2)$$

그리고 $R_c(\theta)$는 지면 반사각 θ에 대한 함수인 지면 반사계수이며, (3)과 같이 표현된다.

$$R_c=\begin{cases}\dfrac{\epsilon_c\sin\theta-\sqrt{\epsilon_c-\cos^2\theta}}{\epsilon\sin\theta+\sqrt{\epsilon_c-\cos^2\theta}} & \text{vertical polarization}\\ \dfrac{\sin\theta-\sqrt{\epsilon_c-\cos^2\theta}}{\sin\theta+\sqrt{\epsilon_c-\cos^2\theta}} & \text{horizontal polarization}\end{cases} \quad (3)$$

이며, ϵ_c는 복소상대유전율이며 $\epsilon=\epsilon_r-i60\sigma\lambda$로 표현된다.[10] ϵ_r은 상대유전율, σ는 전도도이다. 여기서 ϵ_r은 (4)와 같다.[10]

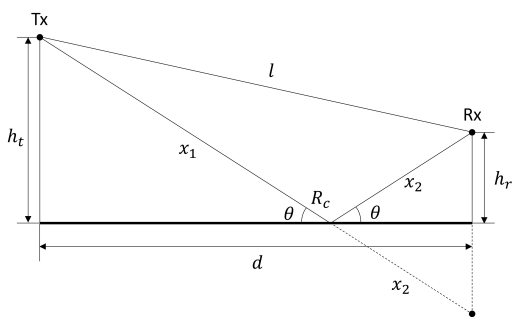

그림 1. 평평한 지구 모델에서의 two-ray 전파
Fig. 1. two-ray propagation over flat earth model

www.dbpia.co.kr

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_s - \epsilon_0}{1+(2\pi f\tau)^2} + \epsilon_0 \quad (4)$$

만약 송신 신호 $s(t)$가 시간 지연 상수 τ 대비 협대역(narrow band) 신호라면 $s(t) = s(t-\tau)$ 로 간략화 할 수 있으며, 수신단의 수신신호 세기 RSSI는 (5)가 된다.

$$RSSI = P_t\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \left| \frac{\sqrt{G_{los}}}{l} + R_e(\theta)\sqrt{G_{gr}}\frac{e^{-i\triangle\phi}}{x_r}\right|^2 \quad (5)$$

여기서 P_t는 송신 출력 세기이다. 식 (5)에서 두 번째 괄호의 첫 번째 항은 자유공간손실에 대한 부분이며, 두 번째 항이 지면 반사파에 대한 영향이다. 여기서 $\triangle\phi = 2\pi\delta/\lambda$ 이며, δ는 직접파와 반사파의 경로차로서 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta = \sqrt{(h_t+h_r)^2+d^2} - \sqrt{(h_t-h_r)^2+d^2} \quad (6)$$

그리고 [11]에서, two-ray 전파 모델을 평평한 지구 모델을 적용함에 있어 송수신기간의 최대 적용 유효 거리를 제시하였다. 유효 거리는 $5000\lambda^{1/3}(m)$ 이며, 이 경계점에서 오차율은 최대 10%가 날 수 있다. 예를 들어 주파수가 2 GHz 일 때, 상한거리는 약 2.66 km이다. 따라서 상한 거리를 넘어설 경우에는, 보다 정확한 시뮬레이션을 위해서는 구형 지구 모델을 적용해야 한다.

그림 2와 같이 구형 지구 모델에서도 가시선파와 지면 반사파의 합으로 구성되지만, 지구의 곡면을 반영하기 위해 발산계수 D_{div}를 고려해야한다[12,13]. 결과적으로 RSSI는 다음과 같이 다시 쓰일 수 있다.

$$RSSI = P_t\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \left| \frac{\sqrt{G_{los}}}{l} + D_{div}R_e(\theta)\sqrt{G_{gr}}\frac{e^{-i\triangle\phi}}{x_r}\right|^2 \quad (7)$$

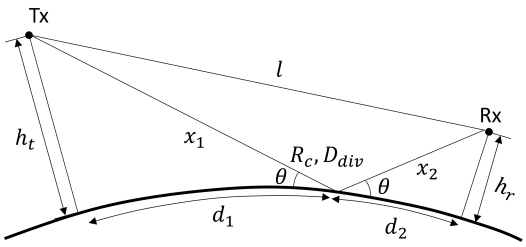

그림 2. 구형 지구 모델에서의 two-ray 전파
Fig. 2. two-ray propagation over spherical earth model

(7)은 전파 수평선까지 적용이 가능하며, D_{div}는 (8)과 같이 나타낼 수 있다[12,13]. 여기서 $d = d_1 + d_2$이다.

$$D_{div} = \sqrt{\frac{R_e d\sin\theta\cos\theta}{(2d_1d_2/\cos\theta + R_e d\sin\theta)(1+h_r/R_e)(1+h_t/R_e)}} \quad (8)$$

여기서,

$$d_1 = \frac{d}{2} - p\sin\left(\frac{\xi}{3}\right) \quad (9)$$

$$p = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{R_e(h_t+h_r)+\frac{d^2}{4}} \quad (10)$$

$$\xi = asin\left(\frac{2R_e d(h_t-h_r)}{p^3}\right) \quad (11)$$

이다. 그리고 지면 반사각 θ는 (12)와 같이 근사할 수 있다.[10]

$$\theta = asin\left(\frac{h_t}{x_2} - \frac{x_2}{2R_e}\right) \quad (12)$$

등가 지구 반경을 가진 구형 지구 모델에서 보다 정확한 위상차를 구하기 위해 수치정확도를 높여 δ를 계산하면 (13)과 같다.[10]

$$\delta = \frac{4x_1x_2(\sin\theta)^2}{x_1+x_2+l} \quad (13)$$

여기서,

$$x_1 = \sqrt{h_r^2 + 4R_e(R_e+h_r)(\sin(\psi_1/2))^2} \quad (14)$$

$$x_2 = \sqrt{h_t^2 + 4R_e(R_e+h_t)(\sin(\psi_2/2))^2} \quad (15)$$

$$l = \sqrt{(h_t-h_r)^2 + 4R_e(R_e+h_t)(R_e+h_r)(\sin(\psi/2))^2} \quad (16)$$

이며, ψ_1, ψ_2, ψ는 등가 지구 반경을 가진 구형 지구 모델 표면에서 d_1, d_2, d의 거리를 가질 경우의 지구 중심각이다.

실제 해수면은 매끈하지 않으므로, 지면 반사 계수에 표면의 거칠기의 영향을 반영해야 한다. 거울 반사 계수에서 감쇄인자 ρ를 곱함으로써 다음 식 (17)과 같이 구해진다[10].

www.dbpia.co.kr

$$\widetilde{R}_c(\theta)=\rho(\theta)R_c(\theta),\ \rho(\theta)=\exp\left[-2\left(\frac{2\pi\sigma_h\sin\theta}{\lambda}\right)^2\right] \quad (17)$$

여기에서 σ_h는 지형 거칠기 정규분포의 표준편차이며, 유의파고는 $4\sigma_h$이다[10]. 따라서 본 논문에서 활용할 전계 E는 (18)와 같으며 RSSI는 (19)와 같다.

$$E=\sqrt{P_t}\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)\left(\frac{\sqrt{G_{los}}}{l}+D_{div}\widetilde{R}_c(\theta)\sqrt{G_{gr}}\frac{e^{-i\triangle\phi}}{x_r}\right) \quad (18)$$

$$RSSI=P_t\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2\left|\frac{\sqrt{G_{los}}}{l}+D_{div}\widetilde{R}_c(\theta)\sqrt{G_{gr}}\frac{e^{-i\triangle\phi}}{x_r}\right|^2 \quad (19)$$

Ⅲ. 시공간 다이버시티를 통한 깊은 페이딩 극복

본 장에서는 앞서 다룬 구형 지구모델에서 비행체의 이동이 포물선 궤적으로 이동할 경우, two-ray 전파 손실의 깊은 페이딩을 보완할 수 있는 공간 다이버시티 적용 가능성과 시간다이버시티 적용방법에 대해 살펴본다. 직접파와 반사파의 상쇄 간섭은 두 파간의 위상차에서 비롯된다. 두 파간의 위상차는 경로차인 , 반사파가 반사 과정에서 발생하는 위상 변화, 안테나에서 방사되는 직접파 방향과 반사파 방향의 전계간의 위상차가 영향을 준다. 본 장에서 가정하는 비행체 궤적에 대한 포물선 방정식은 초기 고도 100 m, 최고 고도 5 km에 최대 수평거리 30 km 이며 거리와 고도에 대한 식을 매트랩을 활용하여 이차방정식으로 포물선을 맞추면 (20)과 같은 결과가 나오며, 그림 3과 같다. 본 two-ray 전파 손실 시뮬레이션은 매트랩을 이용하였으며, 식(19)를 바탕으로 구현되었다. 그리고 본 시뮬레이션에서 활용하는 주파수는 S대역이며, 상대유전율과 전도도는 [10]을 바탕으로 설정되었다.

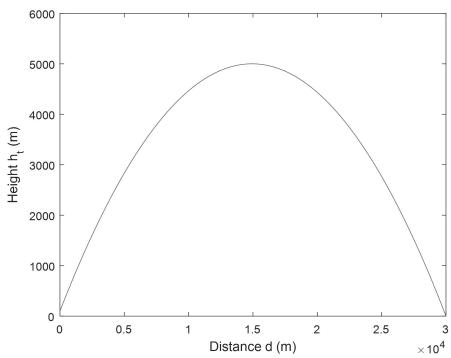

그림 3. 시뮬레이션에 적용된 비행 궤적
Fig. 3. Flight trajectory used in simulation

$$h_t=-(2.2\times10^{-5})d^2+0.6567d+100 \quad (20)$$

그리고 비행체로부터 데이터를 비행체 초기 위치 100m 고도에서 수신하며, 비행체의 대지속도는 300 m/s 로 가정하였다. 또한, two-ray 전파 손실에 대한 영향을 보기 위해 안테나 이득 G_{los}와 G_{gr}은 1로 가정하였다.

그림 4는 유의파고가 0.5 m 즉 가 0.125 일경우의 예측된 수신신호 세기이다. 지면의 거칠기, 즉 유의파고가 반영이 되면 초 중기 구간에서의 전파 손실은 자유 공간 손실과 유사하나, 해수면에 근접할수록 유의파고의 영향이 없으며 자유공간 손실 대비 최대 26 dB 이상의 추가 전파 손실이 발생한다. 지상 수신국에서 활용하고 있는 안테나는 좌원편파를 수신하는 안테나이다. 따라서 수평편파 신호의 전계 강도가 E_H이고 수직편파 신호의 전계강도가 E_V일 때, 좌원편파 신호는 (21)과 같다.

$$E_{LHCP}=E_H+E_Ve^{j\pi/2} \quad (21)$$

여기서 전계강도 E_H와 E_V는 식 (18)에서 수평편파와 수직편파의 반사계수를 각각 적용하면 계산된다.

그림 4와 5를 비교해 보면 좌원편파 신호는 비교적 감쇄가 적은 편파의 신호와 흡사한 것을 알 수 있다. 이는 수직편파의 반사계수 위상이 반전되기 시작하는 brewster 각도 이후부터는 수직편파와 수평편파의 깊은 페이딩 영향인 골의 위치가 유사해지므로, 두 편파 신호간의 보완관계가 없어져 좌원편파의 깊은 페이딩 크기는 수직편파의 깊은 페이딩 크기와 유사하게 나타난다.

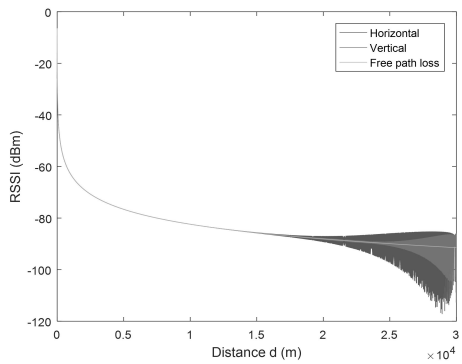

그림 4. 항공기 대지거리 변화에 따른 예상 수직/수평 편파/자유공간손실 RSSI(유의파고 0.5 m)
Fig. 4. Expected RSSI as flight ground distance changes (0.5 m significant wave height)

www.dbpia.co.kr

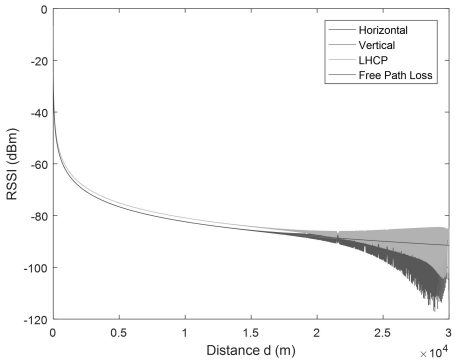

그림 5. 비행체 대지거리 변화에 따른 예상 수직/수평 편파, 좌원편파, 자유공간손실 RSSI(유의파고 0.5 m)
Fig. 5. Expected horizontal/vertical/LHCP/free path loss RSSI as flight ground distance changes (0.5 m significant wave height)

3.1 공간 다이버시티를 이용한 깊은 페이딩 보상

공간 다이버시티를 활용하기 위해 수신국에 여러 안테나를 배치할 수 있다. 하지만 수신국에서 다수의 안테나를 동일한 고도에서 수십 미터 이내의 제한된 공간에 배치한다면, 본 비행체 궤적의 해수면 근접 구간에서 가지는 깊은 페이딩을 극복하는데 한계가 있다. 직접파와 반사파의 간섭은 두 파형간의 위상차에서 비롯되는데, 두 파형간의 위상차는 경로차인 δ가 변해야 하나, 수신안테나가 기준위치에서 수 미터 반경 밖으로 이동하더라도 δ는 크게 변하지 않기 때문이다.

동일한 고도의 한정된 반경에서 가질 수 있는 최대한의 공간 다이버시티를 확인하기 위해, 동일한 고도에서 안테나 100개의 위치를 비행 시작 기준 점 중심으로 가로 100 m, 세로 100 m 구간 내에 균일 분포로 무작위 배치하고 전파를 수신하여 결합할 경우에 대하여 예측 수신신호 세기를 시뮬레이션 통해 구하였다. 그림 6은 그 결과이며, 결합된 RSSI는 (22)와 같이 표현할 수 있다.

$$RSSI_{combined} = \max(RSSI_1, RSSI_2, \ldots, RSSI_{100}) \quad (22)$$

그림 6을 보면, 앞서 분석한바와 같이 각 안테나에서 수신한 직접파와 반사파의 경로 길이차가 미미하여 깊은 페이딩을 극복하기 어렵다는 것을 확인할 수 있다.

동일한 위치라도 안테나의 고도만 변화를 준다면 공간 다이버시티의 효과를 볼 수 있지만 물리적인 제약으로 인해 높은 고도를 활용하기 어렵다. 따라서 고도 변화에 대한 시뮬레이션은 위와 다르게 2 m 내에서 안테나를 배치한다고 가정하였다. 그림 7는 안테나

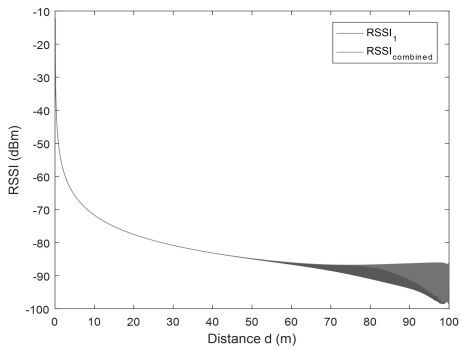

그림 6. 비행체 대지 거리 변화에 따른 예상 RSSI와 동일 고도 다른 위치를 가진 안테나들의 예상 결합 RSSI(유의파고 0.5 m)
Fig. 6. Expected RSSI combined with multiple antenna which have same height, different location as flight ground distance changes (0.5 m significant wave height)

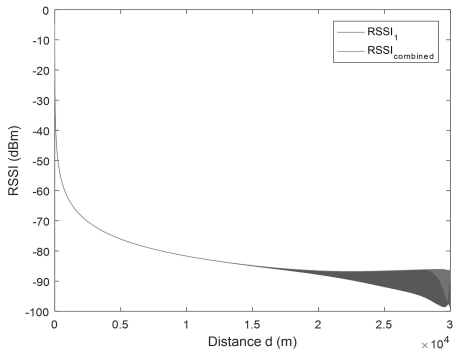

그림 7. 고도 공간 다이버시티 적용 시, 비행체 대지 거리 변화에 따른 예상 결합 RSSI(유의파고 0.5 m)
Fig. 7. Expected RSSI as flight ground distance change when adopting height space diversity (0.5 m significant wave height)

의 수평위치를 고정한 채 안테나 고도를 100 m에서 102 m 내에서 균일분포로 10개의 안테나를 무작위 배치할 경우의 시뮬레이션 결과이며, 안테나 병합 효과를 볼 수 있으나, 해수면 근접 구간의 깊은 페이딩을 극복하려면, 더 큰 고도차가 필요하다. 해수면 근접 구간의 깊은 페이딩을 극복하기 위해서는 경로 차 δ가 반 파장만큼 바뀔 수 있는 고도 간격을 확보해야 한다. 식 (17)을 활용하면 수신 안테나 고도에 따른 경로차를 구할 수 있으며, 선형에 가깝다. 따라서 계산을 단순화하기 위해 일차함수에 근사하여 식 (23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta = \alpha h_r \quad (23)$$

따라서 반 파장 경로차를 이루기 위해 필요한 안테

www.dbpia.co.kr

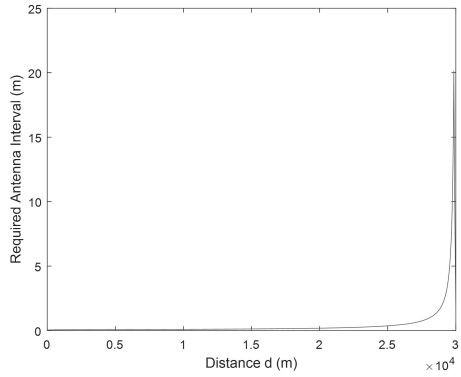

그림 8. 비행체 대지 거리 변하에 따른 깊은 페이딩 보상을 위해 필요한 안테나 고도 간격 고도
Fig. 8. Required antenna heights interval as flight ground distance change

나의 최소 고도 간격은 $\lambda/2\alpha$이며, 비행체의 대지거리에 따른 수신안테나 간의 최소 간격은 그림 8과 같다. 그림 8과 같이 29 km를 넘어서는 구간부터는 필요 안테나 간격이 2 m를 넘어서기 때문에, 비행체 대지 거리 29 km 이후 구간에서는 깊은 페이딩 보상이 불가한 것을 볼 수 있다.

3.2 시간 다이버시티를 이용한 깊은 페이딩 극복

본 논문에서 활용하는 DFTD의 프레임 구조는 [9]에서 언급한 프레임이며 그림 9과 같이 원 데이터 프레임과 시간 지연시킨 프레임으로 구성된다. DFTD는 시간 지연 상수 값을 설정하여 지연프레임을 통해 데이터를 중복 전송하므로 3 dB의 추가 링크 마진이 필요하다. 하지만 two-ray 전파손실에 의한 깊은 페이딩은 20 dB 이상 발생할 수 있으므로, DFTD를 통해 극복이 가능하다면 링크 마진 손실 대비 효과적일 수 있다. DFTD는 시간 다이버시티를 적용하기 위한 프레임 구조가 간단하여 기존 장치에 적용하기 쉽지만, 시간 지연 상수가 크면 데이터 병합을 위한 지연 시간이 커질 뿐만 아니라, 최종 데이터 수신 시점에서는 시간 지연 상수만큼의 데이터 병합이 불가해 데이터 확보가 어려워, 적절한 시간지연 상수를 설정해야 한다.

일반적인 통신환경은 송수신기의 이동 경로를 알 수 없어 채널 예측이 어렵지만, 계획된 비행에서의 통신 채널 환경은 two-ray 전파모델로도 깊은 페이딩의 시점을 유사하게 예측할 수 있다. 따라서 two-ray 전파 모델로 구해낸 RSSI 값을 FFT(fast fourier transform)를 통하여 지배적인 깊은 페이딩 주기를 찾고, 시간 상수를 깊은 페이딩이 발생하는 주기의 절반으로 설정하면 된다. 그림 7의 $RSSI_1$에 대하여 깊은 페이딩 구간에서 시간에 따른 RSSI를 FFT한 결과는 그림 10과 같다. 본 가상 비행체 궤적에서 주로 발생하는 깊은 페이딩의 주기는 8.455 Hz 이므로, 설정할 시간 지연 상수 T는 118 ms의 절반으로, 근사치인 60 ms로 설정하였다. 그림 11은 본 비행체 궤적에서 60 ms의 시간지연상수를 가진 DFTD를 활용할 경우의 예상 RSSI이며, 최종 수신 시점 60 ms를 제외한다면 단일 수신안테나로도 대부분의 깊은 페이딩 구간을 효과적으로 극복할 수 있음을 알 수 있다.

FC_i	Sub ID	$DATA_i$	Sync	FC_{i+T}	Sub ID	$DATA_{i+T}$	Sync

그림 9. DFTD 프레임 구조
Fig. 9. DFTD Frame format

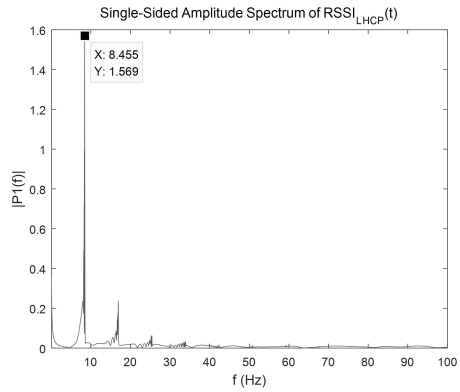

그림 10. $RSSI_{LHCP}(t)$의 단측파대 주파수 스펙트럼 크기
Fig. 10. Single-sided amplitude spectrum of $RSSI_{LHCP}(t)$

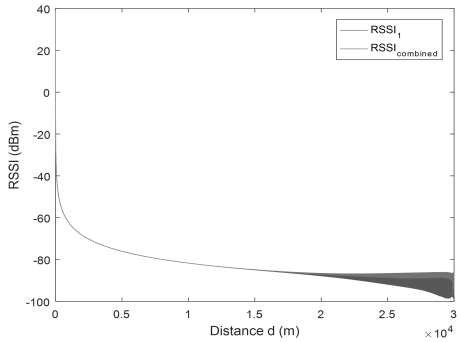

그림 11. DFTD 적용 시, 비행체 대지 거리 변화에 따른 예상 결합 RSSI(유의파고 0.5 m)
Fig. 11. Expected RSSI as flight ground distance changes when adopting DFTD (0.5 m significant wave height)

Ⅳ. 실 험

지상 송수신소와 비행체에 탑재되는 무선 통신장치

www.dbpia.co.kr

의 구성은 그림 12와 같다. 지상의 UHF 송수신기는 [5]에서 언급한 구성과 동일하게 200W 송신기에 84 m 해발고도에 위치해 있으며 비행체에는 역F 안테나가 장착되어있다. 비행체에 탑재된 S-대역 안테나도 마찬가지로 역F 안테나이며, S 대역 지상 수신소는 그림 13의 빔 폭 40도의 LHCP 안테나 4개를 통해 수신한다. 실험에 적용된 비행체의 비행궤적은 시뮬레이션과 유사한 포물선 궤적이고 실험이 진행된 시점에 기상청과 국립해양조사원의 자료를 참고한 결과, 유의파고 0.3 m, 조석은 5.45 m 이었으며, 예측 값에 반영하였다. 비행체에 탑재되어있는 항법장치는 지오이드 기준 좌표를 활용하므로, 계측된 고도 데이터에 조석에 대한 부분만 보정하여 활용하였다.

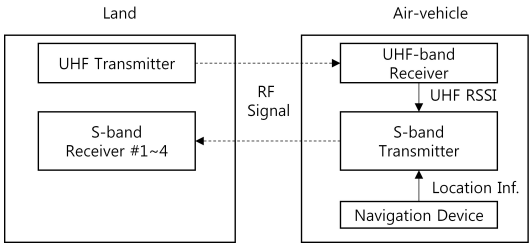

그림 12. 지상/비행체의 송수신기 구성
Fig. 12. Land/air-vehicle transceiver configuration

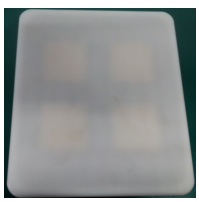

그림 13. S-대역 지상 LHCP 안테나
Fig. 13. S-band LHCP land antenna

4.1 UHF 대역 RSSI 예측, 측정 결과 비교

시뮬레이션의 정확도를 검증하기 위해 예측된 UHF 수신신호 세기와, 실험을 통해 계측된 UHF 수신신호 세기를 그림 14, 15과 같이 비교하였다. 그림 14를 보면 알 수 있듯이 안테나 패턴의 영향과 주변 섬의 영향으로 시뮬레이션 결과와 수신세기가 상이하지만 그림 15에서 two-ray 전파 손실로 인한 깊은 페이딩의 위치와 주기는 비교적 정확하게 예측된다. 앞서 설명한 본 논문에서 제안하는 DFTD 상수 설정 방식은 RSSI와 무관하게 깊은 페이딩의 주기를 바탕으로 상수를 설정하므로 시뮬레이션으로 깊은 페이딩의 주기를 찾는 것이 중요하다.

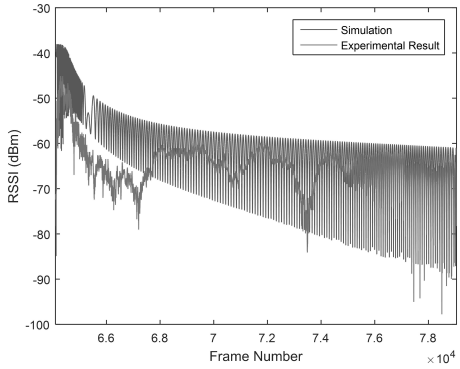

그림 14. UHF대역 수신신호 세기 예측 값과 비행시험 계측 값
Fig. 14. Simulation/experimental results of UHF-band RSSI

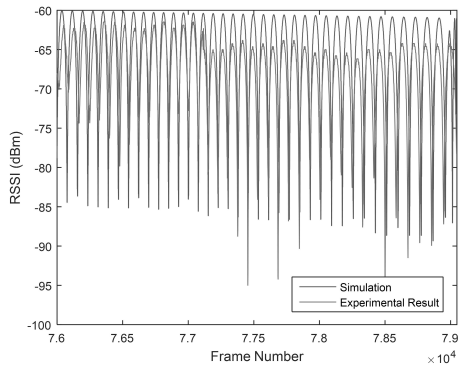

그림 15. 깊은 페이딩 구간에서의 UHF대역 수신신호 세기 예측 값과 비행시험 계측 값
Fig. 15. Simulation/experimental results of UHF-band RSSI in deep fading period

4.2 S 대역 RSSI 예측 대비 수신 결과 비교

본 실험에서 활용된 S 대역 송수신기는 PCM-FM 변조방식을 활용하며, (255,239) Reed Solomon FEC이 적용되어있어 최대 8워드의 오류 정정이 보장된다. 수신 시, 공간 다이버시티 적용을 위해 그림 16과 같이 비행 시작점을 기준으로 비행 시작점 전방에 안테나 3개와 후방에 안테나 1개를 설치하였다. 3번 안테나는 2번 안테나를 기준으로 X축 방향으로 2 m 이격하여 설치하였으며, 4번 안테나는 2번 대비 고도를 1 m 높여 설치하였다 그리고 1번 안테나는 Y축 방향으로 2번 안테나 대비 약 39 m 이격하여 설치하였다. 각 안테나에서 수신한 신호의 수신세기에 대한 데이터 확보가 어려워, 데이터의 CRC 오류 상태를 바탕으로 two-ray 전파 손실에 의한 깊은 페이딩의 위치를 유추하였다.

그림 17은 1번~4번 안테나로 수신한 데이터와 병

www.dbpia.co.kr

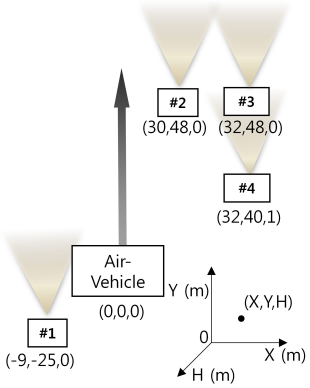

그림 16. 공간 다이버시티를 활용하기 위한 수신 안테나 배치
Fig. 16. Receive antenna allocation for space diversity

합 수신한 데이터의 CRC 오류 그래프와 예측 수신신호 세기를 보여준다. 예측된 수신신호 세기와 유사하게 해수면 근접 구간에서 다수의 데이터 오류가 발생하였으며, 발생 주기 또한 깊은 페이딩이 발생하는 지점과 유사한 주기로 프레임 오류가 발생하였다. 일부 프레임 오류는 본 시뮬레이션에서 반영하지 않은 안테나 패턴의 널 영향이거나 주변 지형에 의해 발생하는 추가 다중 경로 간섭일 수 있다.

시간이 짧은 깊은 페이딩은 FEC으로 극복되어 수신에러가 없으나, 시뮬레이션에서 예상한 1프레임 주기 이상의 깊은 페이딩이 일어남과 동시에 요구 SNR 이하 수준으로 RSSI가 명백히 떨어지는 구간에서는 BER이 높아지므로 CRC 오류가 발생할 확률도 높아진다. 일부 예측된 결과가 상이한 부분은 주변에 있는 섬에 의한 영향, RS 코드의 오류 정정 효과, 안테나 패턴의 차이, 송수신 안테나의 위치 오차로 인해 발생할 수 있다. 사용된 안테나 4개에서 수신한 데이터를

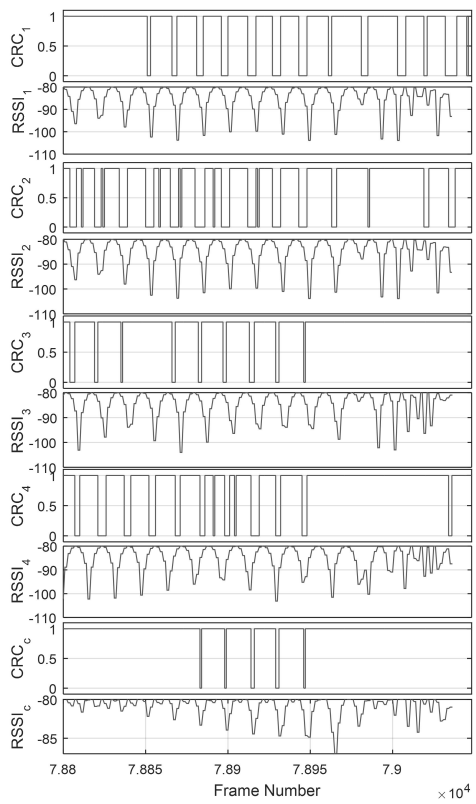

그림 17. 주요 수신 오류 구간의 1~4번 안테나로 수신한 데이터와 병합한 데이터의 CRC(1: 정상, 0: 오류) 및 수신 신호 예측 세기
Fig. 17. CRC(1: valid, 0: invalid) and expected RSSI from antenna #1~4, combined data with respect to frame number during major receive error interval

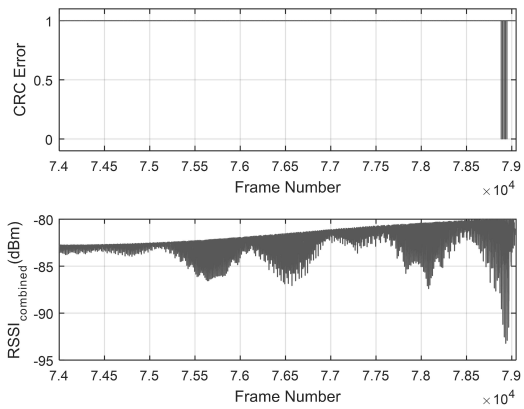

그림 18. 1~4번 안테나로 수신한 데이터를 병합한 CRC(1: 정상, 0: 오류) 및 병합 RSSI 예측 세기
Fig. 18. CRC error and expected RSSI of combined data from antenna #1~4 with respect to frame number

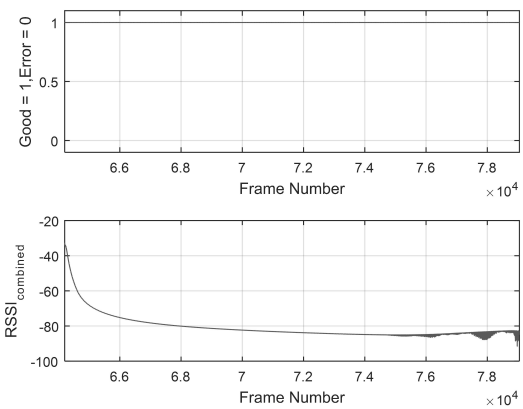

그림 19. 시공간 다이버시티를 모두 활용할 경우, 프레임 번호에 따른 CRC 오류와 예상 결합 수신신호 세기
Fig. 19. CRC error and expected combined RSSI as frame number change when using time-space diversity

www.dbpia.co.kr

병합한 결과, 그림 17, 18과 같이 일부 구간에서 프레임 오류가 발생하였으며, 예측된 RSSI 역시 해당 구간에서 깊은 페이딩이 나올 수 있음을 보여준다. 이러한 환경에서 DFTD를 추가로 적용할 경우 그림 19과 같이 프레임 오류가 발생하지 않았으며, 시뮬레이션으로 예측된 RSSI 또한 신호가 양호하다는 것을 보여줌으로써, DFTD가 two-ray 전파 지연 손실에 효과적인 것을 보여준다.

Ⅴ. 결 론

본 논문에서는 송수신기간의 포물선 이동 궤적을 바탕으로 two-ray 전파모델을 이용하여 RSSI를 예측함으로써, 시공간 다이버시티로 수신신호 세기가 급격히 낮아지는 깊은 페이딩을 극복할 수 있는 방안을 제시하였다. 다수의 안테나 배치를 통한 공간 다이버시티 활용과 시간지연프레임 DFTD를 활용한 시간 다이버시티 활용법을 제안하였으며, 시뮬레이션을 통해 안테나의 위치, 고도에 따른 영향을 분석할 수 있었다. 그리고 본 논문에서 제안한 시간 지연 상수 설정 방법을 바탕으로 시간 다이버시티를 적용하였을 경우의 효과에 대해 확인해 볼 수 있었다. 또한 실제 비행체의 비행시험에서 수신된 데이터 프레임의 CRC 오류와 비교하여 시뮬레이터를 통해 RSSI를 예측한 값과의 개연성을 분석하여 깊은 페이딩이 발생하는 구간을 유사하게 예측한다는 것을 확인할 수 있었다.

본 논문에서 수행한 시뮬레이션을 통해 다수의 안테나를 배치할 경우, 수평상의 거리 이격보다, 고도의 차를 두어 배치하면 보다 경제적으로 양질의 데이터를 수신하는 것을 보여주었으며, 예정된 비행체의 궤적을 바탕으로 DFTD 상수를 설정한다면 단일 안테나로도 신뢰성 있는 데이터를 확보 할 수 있다는 것을 확인하였다. 향후 포물선 궤적뿐만 아니라, 다양한 비행 궤적에서 발생 가능한 two-ray 전파 손실 환경을 극복하기 위한 다이버시티 기법을 연구해 볼 필요가 있다. 또한, 해상환경의 채널환경을 안테나 패턴을 적용하여 예측하는 것뿐만 아니라 3개 이상의 다중 경로 간섭을 고려함으로써 보다 정확한 채널 환경 예측을 바탕으로 시공간 다이버시티를 고려하고, 다양한 다이버시티기법을 적용하여 two-ray 전파 손실 환경을 극복할 수 있는 방안에 대한 연구를 할 필요가 있다.

References

[1] S. Lee, S. Choi, and W. Kim, "Development of DSSS uplink system for missile remote control," *J. IEEK*, vol. 50, no. 8, pp. 2038-2046, Aug. 2013.

[2] H. Bolcskei, D. Gesbert, C. B. Papadias, and A.-J. van der Veen, *Space-Time Wireless Systems*, 1st Ed., Cambridge University Press, 2006.

[3] K. Kim, S. Shin, K. Koh, and J. Yun, "The multipath propagation loss analysis of dynamic telemetry link using the 3D antenna pattern," *J. Korean Soc. Aeronautical & Space Sci.*, vol. 39, no. 3, pp. 254-260, Mar. 2011.

[4] K. Kim and S. Shin, "Polarization sensitive multipath propagation modeling for the telemetry link," in *Proc. KSAS Conf.*, pp. 925-928, Apr. 2012.

[5] 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.

[6] D. Yi and S. Kim, "Analysis of computer simulated and field experimental results of LoRa considering path loss under LoS and NLoS Environment," *J. KICS*, vol. 42, no. 02, pp. 444-452, Feb. 2017.

[7] H. Choi, H. Oh, W. Cho, and Y. Jang, "Fading effects and antenna diversity tests of wave communications," *J. KICS*, vol. 39, no. 10, pp. 967-973, Oct. 2014.

[8] H. Park, J. Shim, D. Kim, and D. Kim, "Aeronautical to ground channel modeling for common data link," *J. KICS*, vol. 41, no. 12, pp. 1876-1883, Dec. 2016.

[9] K. Koh and W. Kim, "Performance analysis of telemetering method using delayed frame time diversity (DFTD) and Reed-Solomon Code," *J. KICS*, vol. 37A, no. 7, pp. 503-511, Jul. 2012.

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

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

www.dbpia.co.kr

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

[13] J. A. Ogilvy, *Theory of Wave Scattering from Random Rough Surfaces*, IOP Publishing Ltd., Bristol, UK, 1991.

김 재 민 (Jaemin Kim)

2010년 2월 : 부산대학교 전자전기공학부 졸업

2012년 2월 : 광주과학기술원 나노바이오재료전자공학과 석사

2012년 10월~현재 : 국방과학연구소 연구원

<관심분야> 무선 통신, 무선 네트워크, 원격 측정

www.dbpia.co.kr