

장거리 공중-지상 영상정보용 데이터링크의 수신 안테나 최적 고각 제어 방법

류 영 재*, 안 재 민^o

Optimum Elevation Angle Control of the Receiving Antenna for the Long Distance Air-Ground Common Data Link

Young-jae Ryu*, Jae-Min Ahn^o

요 약

영상정보용 데이터링크는 장거리의 공중-지상 환경에서 영상과 신호정보를 전송하도록 설계된 통신 시스템이다. 본 논문은 장거리 공중-지상 채널환경의 신호 분석에 적합한 곡면지구 2-Ray 모델을 사용하여 영상정보용 데이터 링크의 통신거리에 따른 수신전력 변화 폭을 분석하고 지면 반사파에 의한 수신전력의 변화폭을 경감할 수 있는 수신 안테나의 최적 고각 제어방법을 제안한다. 제안된 방법은 추가적인 하드웨어 성능 향상 없이도 기존의 고각 제어 방법에 비하여 추가적인 링크마진을 확보할 수 있다.

Key Words : Common Data Link, Unmanned Aerial Vehicle, Air-Ground Channel, Link Margin

ABSTRACT

Common data link systems are designed to transmit the imaginary and signal intelligence data at long distance air-ground line of sight(LOS) link. In this paper, we analyze the received power variation according to the communication distance of the common data link using curved earth 2-Ray model suitable for received signal power analysis of long distance air-ground wireless channel. We propose optimal elevation angle control method of the receiving antenna to reduce a power variation caused by ground-reflected wave. Proposed method can get additional link margin compared to the conventional method without any additional hardware performance enhancement.

I. 서 론

유, 무인 정찰 항공기가 수집한 영상 및 다양한 신호정보를 신속, 정확하게 지상국으로 실시간 전송하기 위한 영상정보용 데이터링크(CDL: Common Data Link, 이하 CDL)에 대한 요구가 점차 증가하고 있다 [1-3].

CDL은 영상정보를 수십 ~ 수백 km에 떨어진 지상국으로 전송하는 장거리 무선통신에 적합한 지상장비와 탑재장비로 개발되며 비행체 안전을 위해 95% 이상의 링크 가용도가 필요하다[4,5].

CDL 채널은 전파 가시선(LOS: Line of Sight, 이하 LOS)이 확보되어 기존 연구에서는 자유공간손실(FSL: Free Space Loss, 이하 FSL) 모델을 주로 적용

* First Author : The 2nd R&D Institute, Agency for Defense Development, Department of Electric Information Telecommunication Engineering, Chungnam National University, yjryu@add.re.kr, 정희원

^o Corresponding Author : Department of Electric Information Telecommunication Engineering, Chungnam National University, jmahn@cnu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2016-06-126, Received June 13, 2016; Revised October 31, 2016; Accepted November 2, 2016

하였다.

통신거리가 짧은 CDL 채널은 안테나 고각이 높아 FSL 모델이 적합하나, 수백 km 이상의 통신거리에서는 전파가 지표면에 매우 근접하여 전파되기 때문에 지면 반사파의 영향이 증가하게 된다⁶⁾.

본 논문은 장거리 공중-지상 무선채널 환경 분석에 적합한 곡면지구 2-Ray 모델을 사용하여 지면 반사파 크기에 따른 수신 전력을 수학적으로 분석한다. 본 논문은 통신거리가 증가함에 따라 직접파와 지면 반사파가 수신 안테나에 입사하는 각도 차이가 감소하여 지면 반사파가 증가할 때 수신 안테나의 고각을 최적으로 제어하여 지면 반사파의 영향을 줄일 수 있는 조건을 제시한다.

본 논문은 II장에서 CDL의 채널특성을 설명하고 III장에서 곡면지구 2-Ray 모델을 이용한 협대역 신호의 수신전력 변화를 수학적으로 분석한다. IV장에서는 수신전력 변화를 최소로 하는 수신 안테나의 최적 고각 제어방법과 성능분석 결과를 제시하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 영상정보용 데이터링크

CDL은 운용고도가 수 km인 비행체에서 최대 수백 km 떨어진 지상국으로 신호를 전송하는 무선통신 시스템으로 비행체와 지상국 간에 LOS가 확보되는 점에서 위성 또는 지상 마이크로웨이브 통신과 운용환경이 유사하다. 반면 표 1과 같이 세부 운용환경(운용 주파수, 통신거리, 통신 단말 위치 등)이 다르기 때문에 적합한 채널모델을 선택하여 수신 성능을 분석해야 한다.

통신 시스템의 성능 지표에서 링크 가용도는 운용 주기 동안 시스템이 의도한 기능을 만족할 수준으로

운용할 수 있는 평균시간을 의미한다. 이 때 시스템의 가용 여부를 운용자마다 판단하는 기준이 다르기 때문에 시스템의 특성을 고려하여 객관적인 기준을 마련해야 하며 비트 오류율 또는 패킷 손실률을 기준으로 통신 시스템의 가용여부를 판단한다.

그림 1은 ITU-T R.826에서 제시하는 블록 오류율과 오류 유지시간을 기반으로 전송속도가 일정한 디지털 통신의 가용도를 판단하는 방법을 나타낸다. 10초 이상 심각한 오류블록이 발생하면 링크를 불가용으로 판정하고 10초 이상 오류가 없는 구간이후에 링크가 다시 가용해 진다¹⁰⁾.

CDL 링크 가용도는 비행체 운용 안전을 위해 통상적인 항공통신을 위한 무인기는 95% 이상을 요구하며 특수 용도의 무인기는 99% 이상을 요구하므로 이를 고려하여 링크버짓을 설계하고 장비를 제작해야 한다¹¹⁾.

기존 CDL의 링크버짓은 자유공간 손실을 고려하여 분석하였는데 수백 km 이상 장거리 CDL 채널에서는 자유공간 손실에 더하여 지표 반사파에 의한 수신전력 변화만큼 링크마진을 추가로 확보해야 링크 가용도를 충족시킬 수 있다.

고출력의 대형 장비를 설치할 수 있는 지상 LOS 통신과는 달리 비행체에 탑재하는 장비 무게와 전력에 한계가 있는 CDL 통신 시스템의 경우에는 하드웨어 성능 향상과 함께 지표 반사파에 의한 영향을 줄일 수 있는 연구가 필요하다.

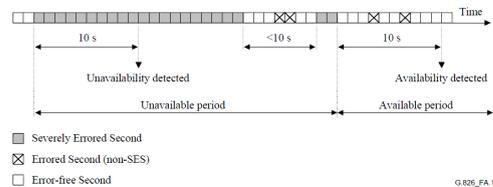


그림 1. 통신 시스템의 가용도 판정 기준
Fig. 1. Criterion for a communication link availability

표 1. LOS 통신시스템의 운용환경
Table 1. Operation condition of LOS communication systems

Parameter	Satellite	M/W	CDL
Frequency	2~30GHz	< 10GHz	5~15GHz
Range	36,500km	< 50km	150~300km
Terminal	Satellite - Ground	Ground - Ground	Flight - Ground
Elevation angle	very high	low	low
Rain loss	high	low	medium
Fading loss	very low	high	medium
Channel model	Free Space	Barnett, Olsen[7,8]	2-Ray[9]

III. 공중-지상 채널모델 분석

3.1 수신전력 분석

LOS가 확보된 장거리 공중-지상 채널환경은 지면 반사파의 영향을 고려한 2-Ray 모델이 보다 정확하게 수신전력 변화를 예측할 수 있다¹²⁾.

2-Ray 모델에서 직접파와 지면 반사파가 결합된 신호 크기는 수식 (1)과 같이 표현되며 E_0 , E_r , λ 는 송신신호 크기, 수신신호 크기와 신호의 파장을 나타낸

다. s_1, g_{tx}, g_{rx} 는 직접파의 전파거리, 송신 안테나 이득과 수신 안테나 이득을 나타내고 $s_2, g'_{tx}, g'_{rx}, \rho$ 는 지면 반사파의 전파거리, 송신 안테나 이득, 수신 안테나 이득 및 지면 반사계수를 나타낸다.

직접파와 지면 반사파가 결합된 수신신호의 크기는 수식 (2)와 같이 직접파의 크기(E_0'), E_0' 로 정규화된 지면 반사파의 크기(ρ)와 직접파와 지면 반사파의 경로 차이(s_2-s_1)에 의한 위상차(θ)로 표현할 수 있다.

$$P_r(\theta) = |(1 + \rho' \cos(\theta)) + j\rho' \sin(\theta)|^2 \tag{3}$$

$$= (1 + \rho'^2) + 2\rho' \cos(\theta)$$

자유공간손실만을 고려한 수신신호 크기인 E_0' 로 정규화된 수신신호의 전력(P_r)은 수식 (3)과 같이 직접파와 지면 반사파의 전력 합을 평균값으로 한다. 그리고 지면 반사파 크기의 두 배에 해당하는 변화폭을 가지고 직접파와 지면 반사파의 위상 차이에 따라 수신신호의 전력이 변하게 된다.

그림 2는 곡면지구 2-Ray 모델의 기하학적인 개념도를 나타내며 삼각함수로 표현이 가능한 평면지구 2-Ray 모델과 달리 통신거리, 송신 고도, 수신 고도를 근사화 수식에 대입하여 직접파와 지면 반사파의 크

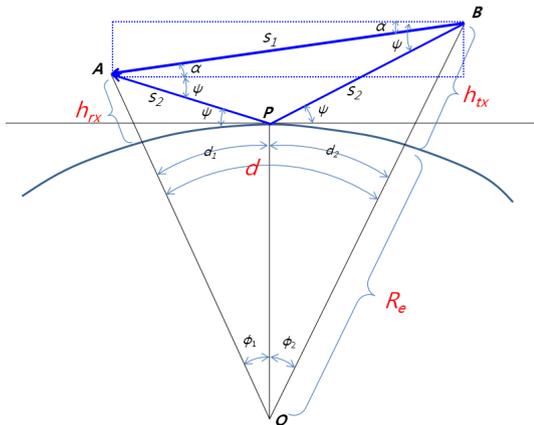


그림 2. 곡면지구 2-Ray 모델의 기하학적 개념도
Fig. 2. Geometry of the Curved Earth 2-Ray model

기와 입사각도 차이를 구할 수 있다^[12].

곡면지구 2-Ray 모델에서 직접파 크기로 정규화한 지면 반사파의 크기(ρ)는 수식 (4)와 같고 $\rho, g'_{tx}/g_{tx}, g'_{rx}/g_{rx}, s_1/s_2$ 가 모두 1보다 작은 값이므로 0에서 1사이 값을 가진다.

$$\rho = \rho \frac{g'_{tx}}{g_{tx}} \frac{s_1}{s_2} \times \frac{g'_{rx}}{g_{rx}} \tag{4}$$

그림 3은 지면 반사파의 크기에 영향을 미치는 안테나 편파(수직편파, 수평편파)에 따른 지면 반사계수(ρ)를 나타내며, 이 때 x축은 지면 입사각도(ψ)를 y축은 지면 반사계수(ρ)를 나타낸다.

지면 반사파의 크기는 직접파와 지면 반사파가 송신 및 수신 안테나에서 송, 수신될 때의 각도 차이에 큰 영향을 받는다. CDL에서 직접파가 송, 수신 안테나의 최대 안테나 이득지점으로 송, 수신될 때 지면 반사파는 그림 2의 곡면지구 2-ray 모델에서 계산되는 각도만큼 벗어난 지점으로 송, 수신된다.

CDL은 이득이 높고 빔 폭이 좁은 지향성 안테나를 사용하기 때문에 직접파와 지면 반사파의 입사각도가 클 경우에는 지면 반사파의 영향이 매우 작다. 반면 통신거리가 증가하여 직접파와 지면 반사파의 송신 각도 차이($\psi - a$)와 입사각도 차이($\psi + a$)가 감소하면

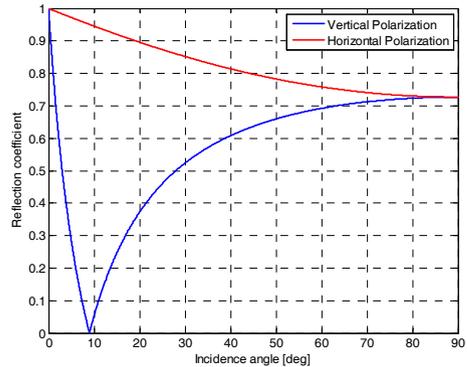


그림 3. 지면 입사각도와 안테나 편파에 따른 지면 반사계수
Fig. 3. Reflection coefficient related to the polarization

$$E_r = E_{r1} + E_{r2}$$

$$= E_0 g_{tx} g_{rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi s_1} \right) e^{-j\frac{2\pi s_1}{\lambda}} \left(1 - \rho \frac{g'_{tx} g'_{rx}}{g_{tx} g_{rx}} \frac{s_1}{s_2} e^{-j\frac{2\pi(s_2-s_1)}{\lambda}} \right) \tag{1}$$

$$E_0' \left(1 + \rho \frac{g'_{tx} g'_{rx}}{g_{tx} g_{rx}} \frac{s_1}{s_2} e^{-j\frac{2\pi(s_2-s_1)}{\lambda}} \right) = E_0' (1 + \rho' \times e^{-j\theta}) \tag{2}$$

지면 반사파의 크기가 증가한다.

그림 4는 CDL 수신 안테나의 빔 패턴을 나타내며, x축은 안테나 중심에서 이격각도를 나타내고 y축은 안테나 이득을 나타낸다. 그림 4에서 직접파가 안테나 중심(x=0도)에서 최대 이득으로 수신될 때 지면 반사파와 직접파의 입사각도 차이($\psi + \alpha$)가 3도일 경우에 지면 반사파의 상대적인 크기가 0.2로 수신됨을 나타낸다.

$$g'(\phi) = \left| \frac{\sin\left(\frac{30}{\phi_{3dB}} \times \mu\right)}{\frac{60}{\phi_{3dB}} \times \sin\left(\frac{\mu}{2}\right)} \right|, \text{ where} \quad (5)$$

$$\mu = 2\pi \times 0.85 \times \cos\left(\phi + \frac{\pi}{2}\right)$$

수식 (5)는 3dB 빔 폭이 ϕ_{3dB} 인 안테나의 이득 중심에서 ϕ 도 만큼 이격된 지점의 이득을 수식으로 근사화하여 표현한 것으로 이를 이용하여 지면 반사파의 크기를 구할 수 있다^[13].

그림 5는 비행체와 지상국의 고도가 5km과 0.5km 이고 송신과 수신 안테나의 3dB 빔 폭이 20도와 2도 일 때 통신거리에 따른 지면 반사파의 송, 수신 안테나에서의 이득을 나타낸 것이다. x축인 통신거리가 증가함에 따라 y축의 지면 반사파의 송신, 수신 안테나에서의 이득이 증가하며 이는 통신거리가 증가함에 따라 직접파와 지면 반사파의 송신 및 입사각도 차이가 감소하기 때문이다. 특히 비행체에 탑재된 빔 폭이 넓은 송신 안테나는 통신거리 증가에 따른 영향이 적지만 지상국의 수신 안테나는 통신거리가 증가하면서 지면 반사파의 이득이 증가하여 약 300km의 거리에서는 직접파의 90%까지 증가한다.

CDL이 장거리에서 운용될 때 수식 (4)에서 지면 반사파의 통신거리(s_2)는 직접파의 통신거리(s_1)는 거

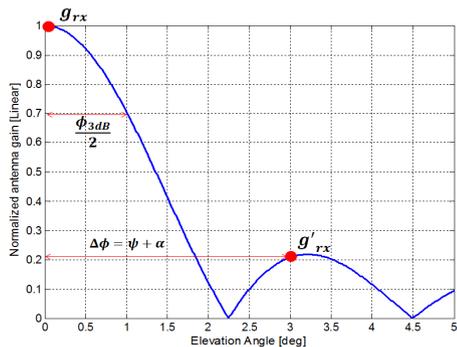


그림 4. 직접파와 지면 반사파의 안테나 이득
Fig. 4. Antenna gain of the direct and reflected signal

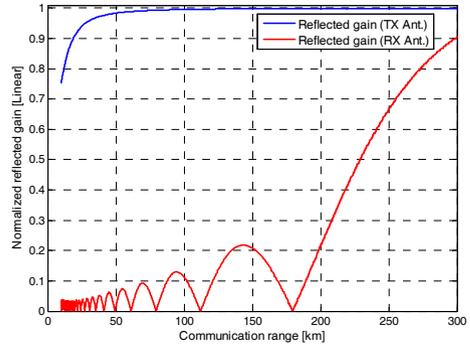


그림 5. 통신거리에 따른 지면 반사파의 안테나 이득
Fig. 5. Antenna gain related to Communication Range

의 동일하며 지면 반사계수와 송신 안테나에서 지면 반사파의 이득도 1에 가까운 값을 가진다. 따라서 장거리 곡면지구 2-Ray 모델에서 지면 반사파의 크기는 빔 폭이 좁은 지상국 수신 안테나의 빔 패턴에 의해 결정되며 수신 안테나에서 지면 반사파가 직접파와 인접한 각도로 입사할수록 수신 신호의 전력 폭에 큰 영향을 준다.

그림 6은 15GHz 주파수 대역에서 비행체와 지상국 고도를 각각 5km와 0.5km로 했을 때 곡면지구 2-Ray 모델의 전파손실을 자유공간손실과 비교하여 분석한 결과를 나타내며 통신거리가 증가하면 수신 안테나 고각이 감소하여 지면 반사파의 수신 안테나 이득이 증가하기 때문에 곡면지구 2-Ray 모델에서 직접파와 지면 반사파가 결합된 신호의 수신전력 변화 폭이 크게 증가함을 알 수 있다.

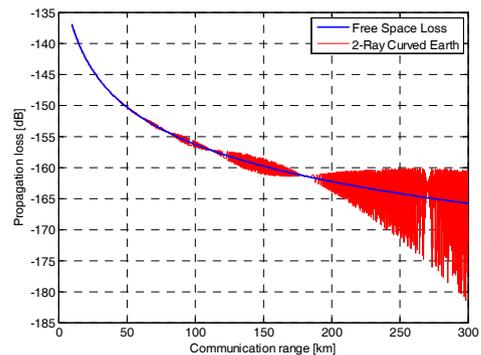


그림 6. 자유공간손실과 곡면지구 2-Ray 모델의 수신전력
Fig. 6. Received power of the Curved Earth 2-Ray model

3.2 수신전력 확률분포

곡면지구 2-Ray 모델에서 직접파와 지면 반사파가 결합된 수신신호의 전력은 수식 (3)과 같이 직접파와

지면 반사파의 전력 합을 평균값으로 하고 지면 반사파 크기에 따라 수신 전력의 변화폭이 결정된다.

수식 (3)에서 수신신호 전력인 y 의 확률밀도함수(PDF: Probability Density Function)는 Cosine 함수의 확률밀도함수로부터 평균인 $(1+\rho^2)$ 을 중심으로 $[(1+\rho^2)-2\rho', (1+\rho^2)+2\rho']$ 의 범위에서 수식 (6)과 같은 확률밀도로 분포하게 된다.

그림 7은 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.3배와 0.7배일 때 수식 (6)을 이용하여 2-Ray 모델의 수신 신호 전력의 확률밀도함수를 나타낸 것이다. 그림 7에서 x축은 신호전력을 나타내고 y축은 2-Ray 모델에서 해당 전력이 수신될 확률밀도를 나타낸다. 그림 7에서 지면 반사파의 크기가 클 경우 평균 수신 전력은 증가하지만 수신 전력의 변화폭도 함께 증가한다.

2-Ray 채널모델에서 지면 반사파에 의해 수신신호 전력이 특정한 값보다 낮게 수신되는 확률을 누적밀도함수(CDF: Cumulative Density Function)를 이용하여 분석할 수 있다.

수식 (7)은 Cosine 함수의 누적밀도함수를 이용하여 수신전력 $y = (1+\rho^2) + 2\rho' \cos(\theta)$ 의 누적밀도함수를 구한 것이다.

$$F_Y(y) = \frac{1}{2} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{y-1-\rho^2}{2\rho'}\right)}{\pi}, \text{ where } (7)$$

$$y \in [1+\rho^2-2\rho', 1+\rho^2+2\rho']$$

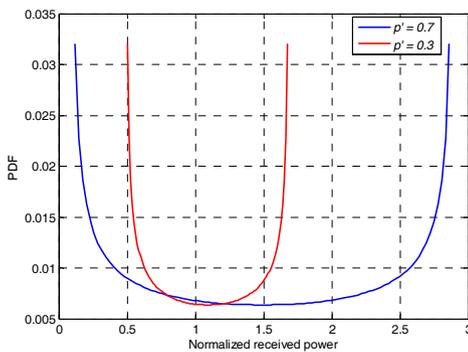


그림 7. $y = (1+\rho^2) - 2\rho' \cos(\theta)$ 의 확률밀도함수(PDF)
Fig. 7. PDF of the $(1+\rho^2) - 2\rho' \cos(\theta)$ function

그림 8은 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.3배와 0.7배일 때 수식 (7)을 이용하여 2-Ray 모델의 수신 신호 전력의 누적밀도함수를 나타낸 것이다. 그림 8에서 x축은 신호전력을 나타내고 y축은 2-Ray 모델에서 해당 전력보다 낮게 수신될 누적확률을 나타낸다. 그림 8에서 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.3배인 경우에는 수신전력이 자유공간의 수신전력보다 3dB 낮게 수신될 확률이 없으나 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.7배인 경우에는 수신 전력이 자유공간의 수신 전력보다 최대 10dB까지 낮게 수신될 수 있다.

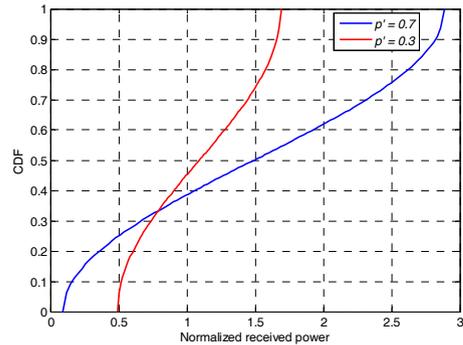


그림 8. $y = (1+\rho^2) - 2\rho' \cos(\theta)$ 의 누적밀도함수(CDF)
Fig. 8. CDF of the $(1+\rho^2) - 2\rho' \cos(\theta)$ function

3.3 링크 가용도와 링크마진

CDL 링크버짓에서 자유공간 손실만을 고려한 수신 전력을 1이라고 했을 때 2-Ray 모델에서는 지면 반사파에 의해 신호전력이 1보다 작게 수신될 수 있다. 2-Ray 모델에 의해 수신 신호전력이 감소하는 채널 왜곡을 보상하기 위해서는 자유공간 손실만을 고려한 링크버짓에 링크마진을 추가로 반영해야 한다.

2-Ray 모델에 의해 수신 신호전력이 z 까지 감소한다면 이를 보상하기 위해서는 수식 (8)의 추가 링크마진이 필요하다.

$$LM = 10 \times \log_{10}\left(\frac{1}{z}\right) \quad (8)$$

CDL에서 수식 (8)의 링크마진을 추가할 경우 수신 기는 수신 신호전력이 z 이상인 경우에 링크가 가용하다. 수식 (9)는 수식 (7)의 역함수로써 2-Ray 모델에

$$f_Y(y) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{(2\rho')^2 - (y-1-\rho^2)^2}} & , y \in [1+\rho^2-2\rho', 1+\rho^2+2\rho'] \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (6)$$

서 수신신호전력이 z 보다 낮을 확률을 a 라고 했을 때의 특정 값 z 를 구하기 위한 수식이며 a 는 “1-링크 가용도”를 나타낸다.

$$z = 2\rho' \times \sin\left\{\left(\alpha - \frac{1}{2}\right)\pi\right\} + (1 + \rho'^2), \text{ where} \quad (9)$$

$$\text{availability} = 1 - a$$

곡면지구 2-Ray 모델의 수신 신호전력의 누적분포 함수에서 $1-a$ 의 링크 가용도를 만족하기 위해서는 수식 (9)을 이용하여 z 를 구한 후, 수식 (8)을 이용하여 CDL의 링크마진을 계산한다.

그림 9는 지면 반사파의 크기와 링크 가용도에 따른 필요 링크마진을 나타내며 x축의 지면 반사파 크기가 증가할수록 y축의 필요 링크마진이 증가한다. CDL은 비행체에 탑재할 수 있는 통신 시스템의 무게 및 소모 전력이 제한되어 필요한 링크마진을 모두 충족하기 어려우며 약 10 ~ 15dB 수준의 링크마진을 확보할 수 있다^[14]. 따라서 제한된 링크마진을 이용하여 CDL을 운용하기 위해서는 지면 반사파의 크기를 직접파 크기의 0.7 ~ 0.8 이하로 줄일 수 있어야 한다.

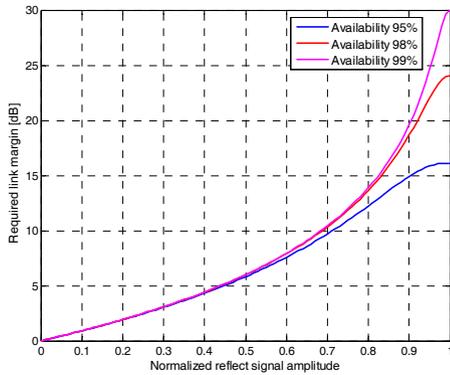


그림 9. 지면 반사파와 링크 가용도에 따른 필요 링크마진
Fig. 9. Required link margin according to the reflected signal and link availability

IV. 제안 알고리즘

4.1 수신 안테나 고각 제어 방법

CDL의 제한된 링크마진을 이용하여 장거리 공중-지상 간 링크를 유지하기 위해서 지면 반사파의 크기를 제한된 값 이하로 감소시켜야 한다. 수식 (4)에서 지면 반사파의 크기는 직접파와 지면 반사파의 통신거리 차이, 지면 반사계수, 송, 수신 안테나에서 직접파와 지면 반사파의 이득 차이에 의해 결정되며 특히

통신거리가 증가할 경우 지면 반사파의 수신 안테나 이득이 증가하게 된다.

본 논문에서는 통신거리 증가로 지면 반사파의 크기가 증가하는 조건을 예측하여 수신 안테나에서 지면 반사파의 크기가 감소되도록 고각을 제어하는 방법을 제안한다. CDL의 운용 환경에 따라 수신 안테나에서 지면 반사파가 직접파와 인접한 각도로 입사될 경우 직접파의 수신전력이 최대가 되는 지점이 아닌 2-Ray 모델의 결합된 수신 신호전력의 최저 수신 신호전력이 최대가 되도록 수신 안테나의 고각을 제어한다.

그림 10은 본 논문에서 제안하는 수신 안테나의 고각 제어 방법을 개념적으로 나타낸 것이다. 그림 10에서 x축은 안테나의 고각을 나타내고 y축은 각 안테나 고각에서의 안테나 이득을 나타낸다. 곡면지구 2-Ray 모델에서 직접파와 지면 반사파가 $\Delta\phi$ 의 입사각도 차이로 수신될 때 제안 방법은 직접파의 크기를 희생하는 대신 지면 반사파를 더 크게 감소하도록 수신 안테나의 고각을 ϕ_t 만큼 추가로 상향 제어한다.

직접파가 최대로 수신하도록 수신 안테나의 고각을 제어하는 기존 방법은 2-Ray 모델의 결합 신호의 최저 수신 전력이 $P_{r_{\min}} = (1 + \rho'^2) - 2\rho'$ 인 것에 비하여 제안 방법의 최저 수신 전력은 $P'_{r_{\min}} = (A^2 + B^2) - 2AB$ 로 표현할 수 있으며 이 때 A 는 상향 제어된 위치로 수신되는 직접파의 크기, B 는 상향 제어된 위치로 수신되는 지면 반사파의 크기를 나타낸다.

CDL에서 직접파와 지면 반사파가 수신 안테나로 입사하는 각도 차이($\Delta\phi$)는 통신거리와 송, 수신 안테

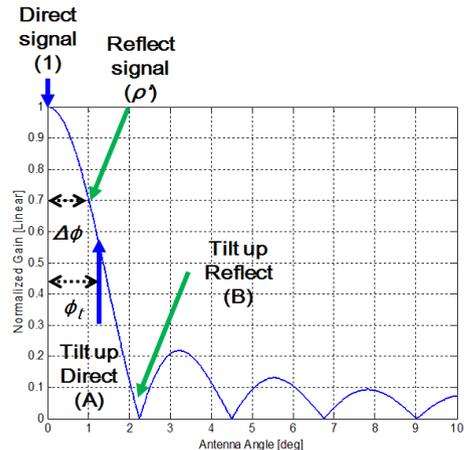


그림 10. 제안 수신 안테나 고각제어의 개념도
Fig. 10. Proposed antenna elevation angle control scheme

나 고도에 따라 결정되므로 본 논문에서는 수식 (10)을 이용하여 입사각도 차이로부터 $P'_r(\theta)_{\min}$ 이 최대가 되는 수신 안테나의 상향 각도(ϕ_t)를 분석한다.

$$\phi_t = \max\{P'_{r_{\min}}(\Delta\phi, \phi_t)\} \quad (10)$$

곡면지구 2-Ray 모델에서 최저 수신전력을 최대로 하는 상향 각도(ϕ_t)를 찾기 위한 직접파와 지면 반사파의 수신 안테나 입사각도 차이($\Delta\phi = \psi + \alpha$)는 곡면지구 2-Ray 모델을 사용하여 계산할 수 있다.

입사각도 차이를 계산하기 위해서는 통신거리, 송신 고도, 수신 고도와 같은 정보가 필요하며 비행체와 지상국 간에 CDL 링크가 연결된 경우에는 비행체가 지상국으로 비행체의 위치와 고도를 포함하는 상태 정보를 주기적으로 송신하므로 이를 이용할 수 있다. CDL 링크가 연결되기 전에는 지상국은 수신 안테나의 좁은 빔을 이용하여 비행체가 송신한 신호가 최대 수신되도록 방위각과 고각을 찾는다. 직접파가 최대 수신되는 고각(α)을 찾으면 이를 이용하여 입사각도 차이($\Delta\phi = \psi + \alpha$)를 실험적으로 구할 수 있다.

그림 11은 x축을 통신거리 별 수신 안테나의 고각(α)으로 하고 y축을 통신거리 별 직접파와 지면 반사파의 입사각도 차이로 했을 때를 (x, y) 평면에 나타낸 것으로 수신 안테나 고도(h_{rx})에 따른 수신 안테나 고각으로부터 수신 입사각도 차이를 수식 (11)와 같은 근사화된 수식으로 구할 수 있다.

$$\Delta\phi \cong \alpha \left(\frac{9 + h_{rx}}{4.5} \right) + \frac{h_{rx} - 0.3}{2} \quad (11)$$

그림 10에서 직접파와 지면 반사파의 입사각도 차

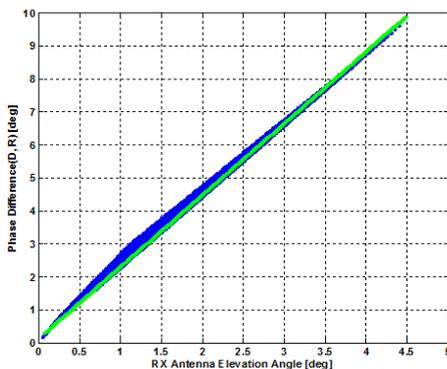


그림 11. 안테나 고각을 이용한 입사각도 차이 추정
Fig. 11. Phase difference estimation using antenna elevation angle

이가 1도($\Delta\phi=1$ 도)인 경우를 가정하면 안테나를 추가 제어하지 않으면($\phi_t=0$ 도) 직접파 크기는 1이고 지면 반사파의 크기는 약 0.7이 된다. 만약 안테나를 추가로 1도 상향 제어할 경우($\phi_t=1$ 도)에는 그림 10에서 직접파의 크기가 약 0.7로 감소하지만 지면 반사파의 크기는 약 -20dB로 크게 감소한다. 반면 안테나를 추가로 2도 상향 제어할 경우($\phi_t=2$ 도)에는 지면 반사파의 크기가 -15dB까지 감소하지만 직접파의 크기도 -20dB 까지 감소하므로 입사각도 차이에 따라 최적의 안테나 상향 각도를 찾아야 한다.

그림 12는 3dB 빔 폭이 2도인 수신 안테나를 운용할 때 2-Ray 모델에서 결합된 최저 수신 신호전력을 등고선 형태로 나타낸 것이다. 자유공간 모델에서의 수신 신호전력을 1로 했을 때 입사각도 차이와 안테나 상향 각도에 따른 최저 수신 신호전력을 등고선의 숫자로 표현하였다. 그림 12에서 x축은 상향 제어 각도, y축은 직접파와 지면 반사파의 입사각도 차이를 나타내며 그림 12는 다음과 같이 해석할 수 있다.

그림 12에서 예를 들어 입사각도 차이가 1도($y=1$)일 때 안테나를 상향 제어하지 않으면 (x, y)=(0, 1)로 2-Ray 모델의 최저 수신전력은 약 0.1이 된다. 이 때 수신 안테나를 추가로 1도 상향 제어하면 (x, y)=(1, 1)가 되고 2-Ray 모델의 최저 수신전력은 약 0.3으로 증가한다. 그림 12에서 입사각도 차이가 1도일 때 추가로 안테나를 1.5도 이상 제어하면 최저 수신전력이 0.1보다 작아져 오히려 손실이 발생한다.

그림 12에서 CDL 운용환경에 의해 입사각도 차이가 결정되었을 때 x축인 안테나 상향각도를 증가함에 따라 많은 수의 등고선을 거칠수록 본 논문에서 제안하는 안테나 상향 제어에 따라 2-Ray 모델의 최저 수신전력의 성능향상을 기대할 수 있으며 입사각도 차

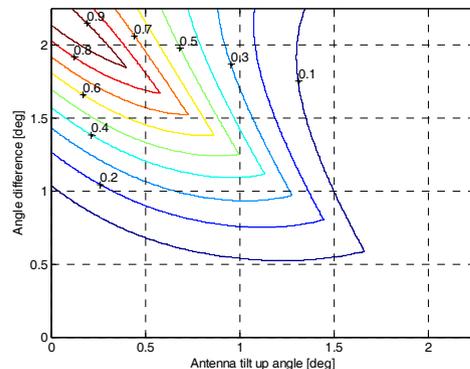


그림 12. 입사각도 차이와 상향각도에 따른 최저 수신전력
Fig. 12. Minimum received power according to the angle difference and controlled elevation angle

이가 수신 안테나의 3dB 빔 폭의 약 1/4 ~ 1의 범위에서 안테나 상향 각도 조절로 성능을 향상시킬 수 있을 것으로 판단된다.

4.2 성능 분석

표 2의 CDL의 대표적인 운용 파라미터를 이용한 모의실험을 통해 수신 안테나의 고각을 추가로 향상하는 제안된 제어 방법이 곡면지구 2-Ray 모델에서 최저 수신전력을 향상하는 정도를 분석한다.

모의실험에서는 곡면지구 2-Ray 모델에서 입사각도 차이($\Delta\phi$)와 상향 각도(ϕ_t)를 변경하면서 제안된 방법에 의한 직접파의 크기(A)와 지면 반사파의 크기(B)를 구하고 입사각도 차이($\Delta\phi$)와 상향 각도(ϕ_t)에 따른 최저 수신전력($P'_{r_{min}}(\Delta\phi, \phi_t)$)을 수식 (12)와 같이 구한다.

$$\phi_t = \max\{P'_{r_{min}}(\Delta\phi, \phi_t)\} \quad (12)$$

최저 수신전력이 아닌 링크 가용도(예. 95%, 98%)를 기준으로 수신전력을 구할 경우는 수식 (13)으로 대체하며 이 경우 avail은 0 ~ 1 사이의 값을 가지며 avail=1은 최저 수신전력을 의미한다.

$$P'_{r_{avail}}(\Delta\phi, \phi_t) = A^2 + B^2 - 2ABz, \text{ where} \quad (13)$$

$$z = \sin\left\{\left(\text{avail} - \frac{1}{2}\right)\pi\right\}$$

그림 13은 직접파와 지면 반사파가 수신 안테나에 입사하는 각도 차이가 0.5도일 때, 수신 안테나 고각을 상향 제어함에 따라 최저 수신전력과 링크 가용도 95%와 98%에 해당하는 수신전력의 변화를 나타낸 것이다. 그림 13에서 x축은 수신 안테나의 추가 고각 상향 각도(ϕ_t)이며 y축은 최저 또는 해당 링크 가용도 시의 수신전력을 나타낸다. 그림 13에서 입사각도 차이가 0.5도일 때 안테나를 상향 제어하지 않으면 20dB의 링크마진이 필요하지만 안테나를 상향으로

표 2. 성능분석 파라미터
Table 2. Simulation Parameters

Parameter	Value
Frequency	15GHz
Distance (D)	50 ~ 300km
Aircraft Altitude(htx)	5km
Ground Altitude(hrx)	0.5km
RX beam width(ϕ 3dB)	2 deg
Antenna Polarization	Vertical Pol.

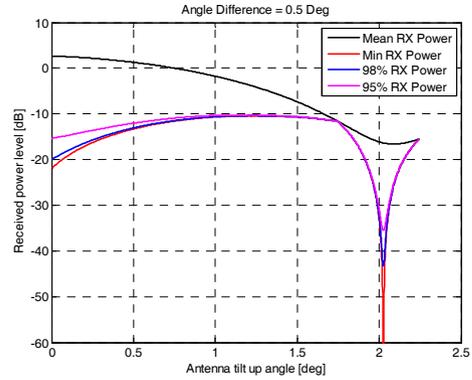


그림 13. 고각 상향 제어에 따른 수신전력 변화(입사각도 차이가 0.5도)
Fig. 13. Received power enhancement related to the elevation angle control($\Delta\phi = 0.5^\circ$)

제어하면 필요한 링크마진이 10dB까지 감소함을 알 수 있다.

그림 14는 수식 (12)와 수식 (13)을 이용하여 입사각도 차이에 따라 최저 수신전력과 링크 가용도 95%와 98%에서의 최적의 고각 상향 각도를 실험적으로 분석한 결과를 나타낸다. 그림 14에서 x축은 입사각도 차이를 나타내고 y축은 입사각도 차이가 x일 때 최저 또는 링크 가용도가 95%, 98%일 때의 수신전력이 최대가 되는 수신 안테나의 최적 고각 제어각도를 나타낸다. 예를 들어 직접파와 지면 반사파의 입사각도 차이가 1도일 때 수신 안테나의 고각을 추가로 1도 상향해야 최적의 수신전력을 확보할 수 있음을 의미한다.

수식 (14)는 분석적인 결과로부터 입사각도 차이에 따른 수신 안테나의 최적 상향 고각 제어 방법을 수식적으로 표현한 것으로 성능 향상이 가능한 입사각도 차이 조건에서 최저 수신전력이 최대가 되도록 수신

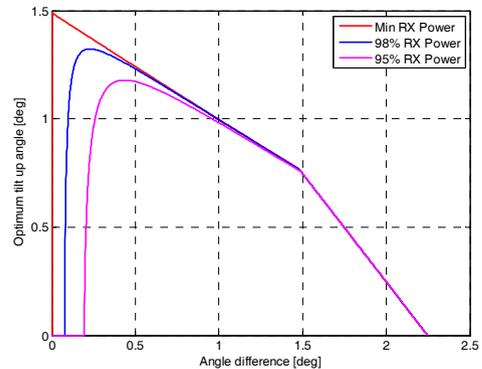


그림 14. 입사각도 차이에 따른 수신 안테나 최적 상향 고각
Fig. 14. Optimum elevation angle control according to the angle difference

안테나의 고각을 상향으로 제어한다.

$$\phi_t = \begin{cases} 0 & , \Delta\phi < \frac{\phi_{3dB}}{10} \text{ or } \Delta\phi > \phi_{1st null} \\ \max(P_{r \min}(\Delta\phi, \phi_t)) & , \frac{\phi_{3dB}}{10} \leq \Delta\phi \leq \phi_{1st null} \end{cases} \quad (14)$$

그림 15는 직접파와 지면 반사파의 입사각도 차이로부터 수신 안테나의 고각을 최적으로 상향했을 때 최저 수신전력과 링크 가용도 95%와 98%에서의 수신전력을 안테나를 상향 제어하지 않는 기존의 방법에서의 수신전력과 비교한 것이다. 그림 15에서 x축은 곡면지구 2-Ray 모델에서 직접파와 반사파의 입사각도 차이를 나타내고, y축은 제안 방법에서 최적의 안테나 고각으로 제어했을 때 최저 및 해당 링크가용도에서의 수신전력을 기존 방법과 비교하여 나타낸다.

그림 15에서 CDL의 링크마진을 10~15dB으로 할 때 기존의 수신 안테나 제어 방법은 입사각도 차이가 0.8 ~ 1도 이상으로 3dB 빔 폭의 약 40 ~ 50% 이상일 때 링크를 유지할 수 있다. 반면 제안된 방법은 입사각도 차이가 0.3 ~ 0.5도 인 경우에도 수신 안테나를 상향 제어하여 지면 반사파의 크기를 감소시킴으로써 링크를 유지할 수 있기 때문에 CDL 운용환경의 동일한 비행체 고도 조건에서 통신거리를 증가시킬 수 있다.

그림 16은 표 2의 CDL 운용조건을 적용하여 제안 수신 안테나 고각 제어방법을 적용했을 때의 수신전력 변화를 기존 방법과 비교하여 나타낸 것이다. 그림 16에서 x축은 통신거리를 나타내고 y축은 자유공간의 평균 수신전력과 곡면지구 2-Ray 모델에서 수신전력

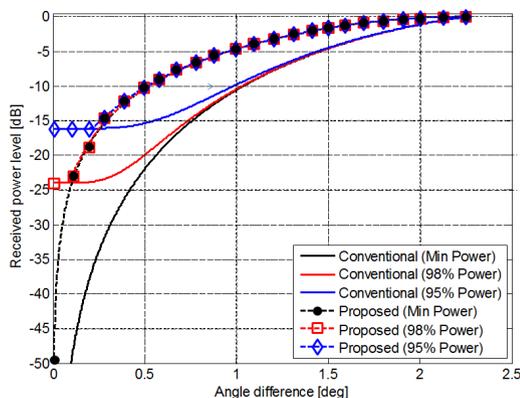


그림 15. 입사각도 차이에 따른 제안 방법의 성능 비교
Fig. 15. Performance enhancement of the proposed method according to the angle difference

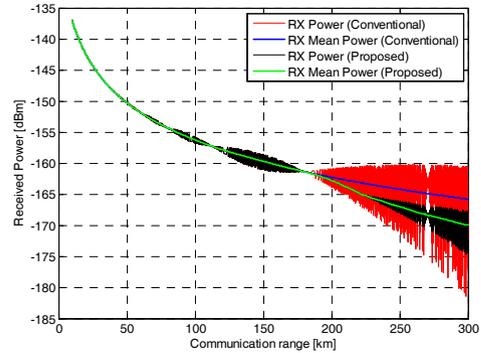


그림 16. 기존 방법과 제안 방법의 수신전력 비교
Fig. 16. Received power variation of the proposed antenna elevation angle control

을 나타낸다.

제안 수신 안테나 고각 제어방법은 직접파가 최대한 수신되도록 안테나를 제어하는 기존 방법에 비해 직접파의 크기가 작게 수신된다. 그 결과로 그림 16과 같이 평균 수신전력은 기존 안테나 제어 방법에 비해 작게 수신된다. 반면 지면 반사파의 크기는 기존 방법에 비해 크게 감소하기 때문에 곡면지구 2-Ray 모델에서의 수신전력의 변화폭이 크게 감소한다.

장거리 CDL 링크에서는 수신전력의 변화를 고려하여 최저 수신전력 또는 요구되는 링크 가용도를 만족시킬 수 있는 수신전력의 범위까지 수신이 가능하도록 추가 링크마진이 필요하므로 그림 16에서 제안 방법은 기존 안테나 제어 방법에 비해 수신전력의 변화폭이 크게 감소하므로 CDL 운용에 필요한 링크마진을 감소시킬 수 있다.

그림 17은 곡면지구 2-Ray 모델을 표 2의 CDL 운

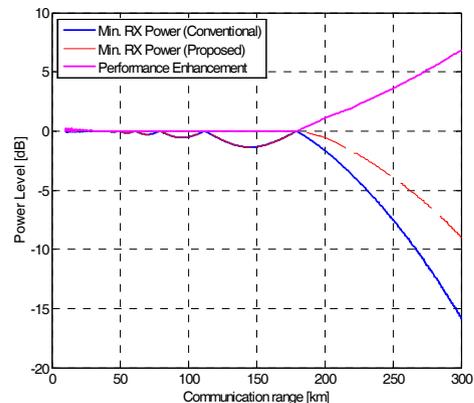


그림 17. 제안 방법의 성능 향상
Fig. 17. Performance enhancement of the proposed method

용환경에 적용했을 때 제안 방법과 기존 방법에서 통신거리에 따른 최저 수신전력을 나타낸다. 그림 17에서 x축은 통신거리를 나타내고 y축은 수신전력을 나타낸다. 그림 17에서 통신거리가 300km일 때 기존 안테나 제어 방법은 평균 수신전력에 비해 최저 수신전력이 15dB 감소하나 제안 방법은 최저 수신전력이 8dB 감소하기 때문에 기존 방법에 비해 7dB의 링크 마진의 이득이 발생한다. 향상된 링크마진 성능은 비행체 탑재장비의 부담을 줄일 수 있으며 CDL의 통신거리를 증가하거나 링크 성능을 향상시킬 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 공중-지상의 장거리 무선채널 환경에서 CDL의 지면 반사파에 의한 수신전력 변화를 분석하고 지면 반사파의 영향을 줄일 수 있는 방법에 대하여 연구하였다. 제안된 방법은 CDL의 통신거리가 증가하여 직접파와 지면 반사파가 지상국의 수신 안테나로 입사하는 각도의 차이가 줄어들어 지면 반사파의 영향이 증가할 때 수신 안테나의 고각을 상향으로 추가 제어하여 지면 반사파의 크기를 대폭 줄일 수 있다.

CDL 운용 조건에서 모의 시험한 결과 제안 방법은 통신거리가 증가할수록 기존 방법에 비하여 최저 수신전력이 크게 향상되었으며 5 ~ 7dB의 링크마진을 추가 확보할 수 있었다. 확보된 추가 링크마진은 비행체 탑재장비의 성능 부담을 줄이거나 동일한 탑재장비를 운용할 조건에서는 통신거리 증가, 링크 성능 향상을 기대할 수 있다.

References

- [1] W. Kang, J. Song, K. Lee, D. H. Lee, S. J. Jung, and H. J. Choi, "Analysis of common data Link technology trends for the next generation korean common data link development," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 39, no. 3, pp. 209-222, Mar. 2014.
- [2] K. H. Lee, D. H. Lee, D. H. Lee, S. J. Jung, and H. J. Choi, "A resource scheduling based on iterative sorting for long-distance airborne tactical communication in hub network," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 39, no. 12, pp. 1250-1260, Dec. 2014.
- [3] J. W. Lee, "Rain attenuation analysis for designing UAV data link on ku-band," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 40, no. 7, pp. 1248-1256, Jul. 2015.
- [4] *Propagation curves for aeronautical mobile and radio navigation services using the VHF, UHF and SHF bands*, ITU Recommendation pp. 528-533, Feb. 2012.
- [5] S. Baiotti, G. Scazzola, G. Battaini, and E. Crovari, "Advances in UAV data links: analysis of requirement evolution and implications on future equipment," *Defence Technol. Center*, Apr. 2000.
- [6] G. Gierhart and M. Johnson, *The IF-77 electromagnetic wave propagation model final report*, Inst. Telecommun. Sci. Report, DOT/FAA/ES-83/3, Sept. 1983.
- [7] W. T. Barnett, "Multipath propagation at 4, 6 and 11GHz," *Bell system tech.*, vol. 51, pp. 321-361, Feb. 1972.
- [8] R. L. Olsen and B. Segal, "New techniques for predicting the multipath fading distribution on VHF/UHF/SHF terrestrial line-of-sight links in Canada," *Canadian J. Electrical and Comput. Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 11-23, 1992.
- [9] R. Collin, *Antennas and radiowave propagation*, McGraw-Hill, 1985
- [10] *End-to end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections*, ITU Recommendation T.826, Dec. 2002.
- [11] T. H. Shake, "Defining availability for high-rate data links with fading," *MILCOM 2007*, Orlando, FL, Oct. 2007.
- [12] D. W. Matolak and R. Sun, "Unmanned aircraft systems: Air-ground channel characterization for future applications," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 10, no. 2, pp. 79-85, Jun. 2015.
- [13] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons Inc., 3rd Ed., 2005.
- [14] Y. J. Ryu, J. H. Ryu, and U. Y. Pak, "Aeronautical link availability for the multi platform image & intelligence common data link," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 37, no. 10, pp. 965-976, Oct. 2012.

류 영 재 (Young-Jae Ryu)



2000년 2월 : 경북대학교 전
자전기공학부 졸업
2002년 2월 : 경북대학교 전
자공학과 석사
2002년~현재 : 국방과학연구
소 선임연구원
2013년~현재 : 충남대학교 전
파정보통신공학과 박사과정

<관심분야> 영상정보용 데이터링크, 통신신호처리

안 재 민 (Jae-Min Ahn)



1987년 2월 : 서울대학교 전
자 공학과 졸업
1989년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사
1994년 8월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 박사
1994년~1999년 : 삼성전자
선임연구원

2007년~2008년 : 정보통신연구진흥원 차세대이동통
신사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신 PM
1999년~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 교수
<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio
Resource Management