

장거리 공중-지상 채널환경에서 대용량 데이터링크의 수신성능 분석방법 연구

류 영 재*, 안 재 민^o

Research on Performance Analysis for the Long Distance Air-Ground Wideband Common Data Link

Young-Jae Ryu*, Jae Min Ahn^o

요 약

본 논문은 장거리 공중-지상 가시선 링크에서 대용량 영상정보용 데이터링크의 무선채널 특성을 분석하고 공중-지상 채널의 협대역 및 광대역 간섭이 대용량 데이터링크의 수신 신호에 미치는 영향을 수학적으로 분석하는 방법을 제안한다. 제안된 성능분석 방법을 이용하여 통신거리에 따른 수신성능을 분석하였고 지면 반사파의 협대역 및 광대역 간섭에 의해 통신거리가 제한됨을 확인하였다. 또한 수신 안테나를 상향으로 제어하는 방법의 성능분석 결과, 협대역뿐만 아니라 광대역 간섭도 효과적으로 제거함으로써 별도의 등화기를 포함하지 않은 기존 대용량 데이터링크 장비로도 통신거리를 증가시킬 수 있음을 확인하였다.

Key Words : Common Data Link, Unmanned Aerial Vehicle, Air-Ground Channel, 2-Ray Path Model

ABSTRACT

In this paper, we analyze the channel characteristics of the long distance air-ground wideband common data link and we propose a mathematical method to analyze the effect of narrowband and wideband interference of air-ground channel on the received signal of wideband data link. In this paper, we analyze the reception performance according to the communication distance using the proposed performance analysis method, and found out that the communication distance is limited by the narrowband and wideband interference of ground reflection wave.

As a result of the performance analysis of the method of controlling the receiving antenna upward, not only the narrow band but also the wideband interference is effectively reduced, so that the communication distance is increased even in the existing wideband data link not including the equalizer.

1. 서 론

영상정보용 데이터링크(CDL: Common Data Link)는 유인 또는 무인 감시정찰 항공기가 수집한 영상정보를 장거리에 이격된 지상국으로 실시간 전송하기 위한 무선통신 표준이다^{1,2}. 고 정밀 센서의 대용량

영상정보를 전송하고 무인기를 안전하게 조종할 수 있도록 영상정보용 데이터링크는 통신품질이 보장되어야 하며 이를 위해 장거리 공중-지상 채널에 대한 정확한 수신성능 분석이 선행되어야 한다³.

공중-지상 채널에 관한 연구는 1960년대 초반부터 진행되었으나 당시의 연구는 군용 및 민항기의 음성

* 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 : KICS2017-03-081, Received March 22, 2017; Revised April 4, 2017; Accepted April 5, 2017

통신과 비행체의 상태정보를 송신하는 수십 kbps 이하의 텔레메트리와 같은 협대역 신호에 관한 연구로 한정되었다.

대용량 영상정보용 데이터링크는 운용 주파수 대역, 전송 대역폭, 안테나 특성에서 기존 협대역 공중-지상 통신과 운용환경이 다르기 때문에 기존의 협대역 공중-지상 채널 분석방법으로는 대용량 데이터링크의 정확한 성능을 예측할 수 없으나 이에 대한 연구는 전 세계적으로도 부족한 실정이다⁴⁾.

본 논문은 장거리 공중-지상 채널에서 대용량 데이터링크 무선채널의 특성을 분석하고 공중-지상 채널에서 지면 반사파의 협대역 및 광대역 간섭이 대용량 데이터링크의 수신성능에 미치는 영향을 수학적으로 분석하는 방법을 제안하고 통신거리 증가 및 안테나 상향제어에 따른 수신성능을 분석한다.

본 논문은 II장에서 대용량 데이터링크 운용조건과 공중-지상 무선채널의 특성을 기술한다. III장에서는 협대역 및 광대역 2-Ray 채널에서 대용량 데이터링크의 간섭 영향과 심볼 오류 확률을 수학적으로 분석하는 방법을 제시한다. IV장에서 제안된 수신성능 분석 방법을 이용하여 통신거리에 따른 수신성능을 분석하고 수신 안테나를 상향으로 제어하여 지면 반사파의 영향을 감소시킨 경우의 성능 개선을 분석한 후 V장에서 결론을 맺는다.

II. 대용량 영상정보용 데이터링크 채널환경

2.1 대용량 영상정보용 데이터링크

대용량 영상정보용 데이터링크는 유인 또는 무인 감시정찰 비행체의 센서가 수집한 영상을 지상국에 송신하기 위한 무선통신 표준으로 탑재 비행체나 센서의 종류에 관계없이 상호운용이 가능하며 전 이중통신과 항재밍 능력을 보유한 무선통신 웨이브폼과 인터페이스를 정의한다¹⁾.

표 1은 미국의 대용량 영상정보용 데이터링크 기술 표준인 CDL(Common Data Link)과 이스라엘의 대용량 영상정보용 데이터링크 장비인 DLV-53의 주요 기능을 나타낸다. 지상국에서 비행체를 제어하는 상향링크와 비행체의 센서가 수집한 최대 274Mbps급의 대용량 영상정보를 전송하는 하향링크가 비대칭으로 구성되며 넓은 주파수 대역폭을 확보할 수 있는 C대역 이상 주파수 대역에서 운용된다.

대용량 데이터링크는 지상국과 비행체를 1:1 구조로 연결하는 기본 구조와 함께 중계(Relay) 비행체를 이용한 중계링크를 함께 지원한다. 통신방식으로는 비

표 1. 영상정보용 데이터링크 주요 성능지표
Table 1. Key Parameters for Common Data Link

Parameters		CDL [5]	DLV-53 [6]
Data Rate	up	200k, 2Mbps	200k ~ 45Mbps
	Down	10.71 ~ 274Mbps	up to 137/274Mbps
Freq. Band		C, X, Ku	C, Ku
Max Range		-	250km@25Kft, 370km@46Kft
Topology		1:1, Relay	1:1, Relay
Modulation		OQPSK	QPSK, 8PSK
Ch. Equalizer		None	Unknown

행체의 탑재 무게와 소모 전력을 고려하여 평균 대비 최대 전력비가 낮으면서도 수신성능이 양호한 PSK 계열의 변조방식을 적용한다.

대용량 데이터링크는 지향성이 높은 지상국 수신 안테나를 사용하고 다중경로 채널의 영향을 받지 않도록 충분히 높은 비행고도에서 운용하기 때문에 별도의 채널보상 회로 없이도 신호 수신이 가능하였다. 대용량 데이터링크의 통신거리는 비행체의 고도에 비례하는데 현재 운용 중인 여러 정찰 무인기의 정보를 기반으로 약 4.5km의 고도에서는 125 ~ 150km의 통신거리, 약 7.5km의 고도에서는 200 ~ 250km의 통신거리가 가능하며 최대 370km의 통신거리를 위해서는 약 12km 이상의 고도가 필요하다⁷⁻¹⁰⁾.

2.2 공중-지상 채널환경

공중-지상 채널에 대한 연구는 1960년대 초반부터 지상 관제국과 비행체 간의 VHF 대역의 음성통신에 대한 연구로부터 시작되었다. 당시의 공중-지상 간의 아날로그 음성 통신은 통신성능의 기준이 엄격하지 않았고 지상 관제국이 개활지의 높은 타워에 위치한 비교적 통신이 원활한 환경이었다. 이로 인해 공중-지상의 채널환경에 대한 활발한 연구가 이루어지지 않아 공중-지상 채널에 관련된 연구는 이동통신 뿐만 아니라 2000년도 초반에 시작된 차량 간 통신에 비해서도 연구결과가 부족한 실정이다¹¹⁾.

1960년대 이후 공중-지상 채널에 관한 연구는 항공기 마이크로웨이브 착륙 유도 시스템, 항공기 텔레메트리와 같은 사용자의 필요에 따른 산발적인 연구만이 수행되었으나 2000년대 이후 군용 무인기의 효용성이 부각되고 인간의 드론 기술이 기상 관측, 인명 수색, 격오지 사진 촬영과 같은 다양한 분야에 활용되면서 공중-지상 채널에 대한 연구 필요성이 부각되고 있다. 특히 무인기의 안정적 제어를 위한 기술 표준은

로 CNPC(Control and Non Payload Communication) 통신에 대한 연구가 활발해지고 있다¹²⁾.

CNPC 채널환경 연구를 포함하여 기존 공중-지상 채널에 대한 연구 결과를 종합한 결과 비행체 운용조건, 지상국 설치환경 및 안테나 특성에 따라 다중경로 수량 및 크기가 다르게 측정되었다¹³⁾. 그러나 세부적인 다중경로 특성에서는 차이가 있음에도 불구하고 공중-지상 채널은 직접파와 지면 반사파가 결합된 2-Ray 모델을 기반으로 비행체 이동경로에 위치하는 산, 언덕에 의해 생성, 소멸되는 3번째 이후의 다중경로가 결합된 형태로 분석되고 있다¹⁴⁾.

특히 대용량 영상정보용 데이터링크의 지상국 수신 안테나와 같은 지향성이 높은 안테나를 이용한 채널 측정에서는 지면 또는 해수면 반사파의 영향이 크게 나타났다. 반면에 안테나의 주 빔의 영역에서 벗어난 3번째 이후의 다중경로는 비행체가 이동함에 따라 생성, 소멸되며 측정 조건에 따라 일부 상이하지만 약 2 ~ 5% 수준의 낮은 확률로만 존재하였다^{15,16)}. 또한 다중경로의 크기 측면에서도 지면 반사파가 직접파의 70 ~ 96%의 크기로 수신되는 환경에서도 3번째 다중경로는 직접파의 2 ~ 6% 크기로 수신되는 결과를 보였다¹⁴⁾.

2.3 곡면지구 2-Ray(CE2R) 채널모델

2-Ray 채널모델은 송신기와 수신기의 1:1 링크에서 직접파와 지면 반사파의 크기와 위상 차이로부터 수신 신호전력의 변화를 예측하는 전파 모델로 널리 알려진 채널모델이며¹⁷⁾, 본 논문에서는 2-Ray 채널모델을 이용하여 지면 반사파의 크기와 전파지연을 계산한다. 2-Ray 모델은 통신거리가 30km 이내의 단거리에서는 평면지구 모델로 근사화할 수 있으나 수십 km 이상 장거리 통신에서는 지구 곡률과 대기 굴절률을 고려한 곡면지구 2-Ray 모델을 적용해야 한다¹⁸⁾.

그림 1은 직접파(s1)와 지면 반사파(s2)로 구성되는 곡면지구 2-Ray 채널모델의 개념도를 나타낸다. 곡면지구 2-Ray 채널모델에서 직접파와 비교한 지면 반사파의 크기와 시간지연은 기하학적인 특성(지구곡률, 통신거리, 송신기 고도, 수신기 고도)과 통신기 특성(안테나 이득패턴)에 따라 결정된다¹⁹⁾.

2-Ray 채널모델에서 지면 반사파는 직접파와 동일한 방향에서 송, 수신되어 지연시간이 수십ns 이하로 매우 짧아서 기존 통신시스템에서는 협대역 수신 신호전력 분석에 이용되었다. 국제전기통신연합(ITU)는 1:1 구조의 지상파, 위성-지상국, 공중-지상국 환경에서 2-Ray 채널모델 기반으로 수신 전력을 예측할 수

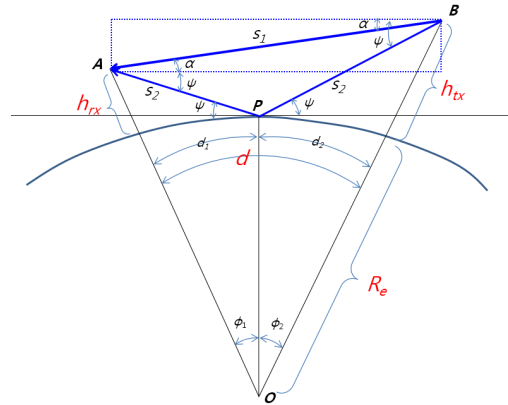


그림. 1. 곡면지구 2-Ray 채널모델의 기하학적 개념도
Fig. 1. Geometry of the Curved Earth 2-Ray model

있는 근사화 수식을 제공하며 최근에는 차량 간 통신에도 2-Ray 채널을 적용하여 수신 전력변화를 분석하기도 한다²⁰⁻²³⁾.

영상정보용 데이터링크는 높은 고도의 비행체와 개활지의 지상국 간에 clear LOS가 확보되고 높은 이득의 지향성이 강한 지상국 안테나를 사용하기 때문에 채널환경이 매우 양호하여 별도 채널보상 회로가 필요하지 않았다. 단, 그림 2와 같이 공중과 지상 간 무선링크에서 통신거리가 증가함에 따라 전파가 지면에 매우 근접할 때 지면 반사파가 지상국 안테나의 주 빔으로 입사되어 수신 신호에 큰 영향을 준다¹⁴⁾.

협대역 2-Ray 채널에서 결합신호는 직접파와 지면 반사파의 시간지연에 따른 위상 차이에 따라 수신 신호전력이 변하며 직접파와 지면 반사파가 역 위상으로 결합될 때 최저전력으로 수신된다¹⁷⁾. 협대역 2-Ray 채널에서 지면 반사파의 크기에 따라 수신 신호전력이 변하는 특성 및 확률 분포는 기존 연구를 통해 제시되었다²⁴⁾.

장거리 공중-지상 간 협대역 2-Ray 채널모델은 수 Mbps급 이하의 전송속도에서는 여전히 유용한 분석 방법이 될 수 있다. 그러나 심볼 길이가 40ns인 45Mbps급과 심볼 길이가 7ns인 274Mbps급의 대용

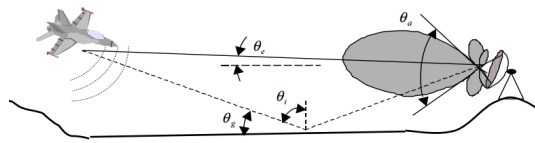


그림 2. 공중-지상 2-Ray 채널의 기하학적인 개념도¹⁴⁾
Fig. 2. Geometry of air-ground 2-Ray Channel¹⁴⁾

량 데이터링크의 수신 신호성능 분석에는 부적합하며 채널환경에 맞는 광대역 신호분석이 필요하다.

III. 공중-지상 채널모델 분석

3.1 2-Ray 채널모델

그림 3은 대용량 데이터링크의 간략화된 블록 다이어그램을 나타낸 것이다. M-PSK 송신기는 수식 (1)과 같이 M개의 위상 중 하나를 1/M의 확률로 발생시켜 임펄스 응답이 root raised cosine인 송신필터를 거쳐 f_c 의 중심주파수로 변조하여 수식 (2)의 형태로 무선채널로 송신한다.

$$a_n = e^{-j \frac{2\pi \cdot l}{M}}, \text{ where } l = 0 \sim M-1 \quad (1)$$

$$s(t) = \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \delta(t - nT_s) \right\} * h_s(t) \times e^{-j2\pi f_c t} \quad (2)$$

그림 4는 광대역 2-Ray 채널모델을 나타낸 것으로 본 논문에서는 직접파의 신호감쇠(L_{FSL})를 기준으로 크기를 정규화하고 직접파의 지연시간(τ_{LOS})을 기준으로 심볼동기를 수행함으로써 $ch(t) = ch_{LOS}(t) * ch_{2ray}(t)$ 대신 $ch_{2ray}(t)$ 를 이용하여 성능분석을 수행한다.

$$ch_{2ray}(t) = 1 + \rho \cdot \delta(t - \tau_{2nd}) \quad (3)$$

수식 (3)에서 ρ 는 직접파의 크기로 정규화된 지면 반사파의 크기, τ_{2nd} 는 직접파 대비하여 지면 반사파의 지연시간을 나타낸다.

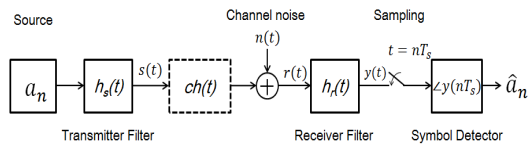


그림 3. 통신 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 3. Block diagram of digital communication system

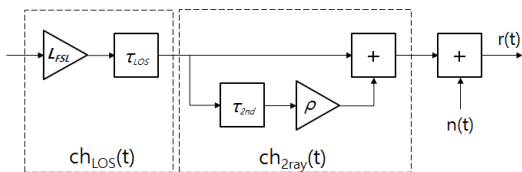


그림 4. 광대역 2-Ray 채널모델
Fig. 4. Wideband 2-Ray channel model

$$y(t) = \left[\left\{ (s(t) * ch_{2ray}(t)) + n(t) \right\} * h_r(t) \right] \times e^{-j2\pi f_c t} \quad (4)$$

2-Ray 채널을 통과하고 잡음이 더해진 수신신호는 수식 (4)와 같이 f_c 의 중심주파수로 기저대역으로 복조된 후 정합필터를 거쳐 수신된다. 수식 (4)에서 $s(t)$ 에 포함된 송신필터 $h_s(t)$ 와 수신기의 $h_r(t)$ 가 하나의 raised cosine 필터로 결합되므로 수신 신호 $y(t)$ 는 수식 (5)와 같이 직접파, 지면 반사파 및 잡음 성분의 합으로 표현할 수 있다.

$$y(t) \cong \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot h_{RC}(t - nT_s) \right\} + \rho \times e^{j2\pi f_c \tau_{2nd}} \times \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot h_{RC}(t - nT_s - \tau_{2ray}) \right\} + n(t) \quad (5)$$

3.2 지면 반사파의 간섭 영향

정합필터 출력의 수신신호 $y(t)$ 를 심볼길이(T_s) 주기로 샘플링한 m 번째 수신 심볼은 수식 (6)과 같이 원심볼(a_m)에 잡음과 지면 반사파에 의한 간섭성분이 더해진 형태로 수신된다. 수식 (6)에서 k 는 지면 반사파의 심볼길이(T_s)의 정수배 지연시간을 τ'_{2nd} 는 소수배 지연시간, L 은 raised cosine 필터의 탭 길이($2L+1$)를 각각 나타낸다.

$$y(mT_s) = a_m + n(mT_s) + \rho e^{j2\pi f_c \tau_{2nd}} \times \sum_{n=m-k-L+1}^{m-k+L-1} a_n h_{RC}\{mT_s - (nT_s + kT_s + \tau'_{2nd})\} \quad (6)$$

그림 5는 지면 반사파가 직접파에 대비해 크기가 0.3, 시간지연이 $3.25T_s$ 인 경우를 예시로 하여 수식 (5)의 신호를 $t = mT_s$ 시간에 샘플링했을 때 송신된 원심볼(a_m)과 지면 반사파에 의한 인접심볼 간섭 영향을

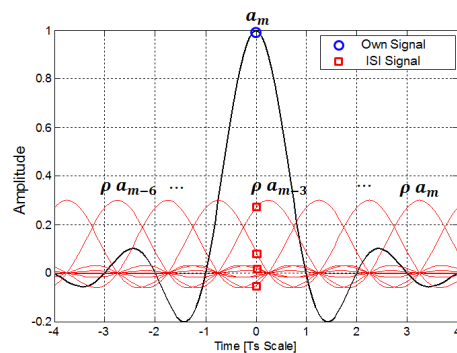


그림 5. 지면 반사파에 의한 원 심볼의 인접심볼 간섭 영향
Fig. 5. Inter Symbol Interference caused by 2nd Ray

개념적으로 나타낸 것이다.

심볼 길이(T_s)에 비해 지면 반사파 시간지연(τ_{2nd})이 매우 짧은(통상적으로 $1/10T_s$ 이하) 협대역 채널에서는 지면 반사파의 크기와 위상 차이에 따라 직접파의 크기가 변한다^[17].

협대역($k=0, \tau'_{2nd} \ll T_s$) 2-Ray 채널에서 mT_s 시간에 샘플링된 수신 신호는 raised cosine 필터 특성에 따라 $h_{RC}(-\tau'_{2nd}) \cong 1, h_{RC}\{(m-n)T_s - \tau'_{2nd}\} \cong 0$ 으로 근사화되므로 수식 (7)과 같이 인접심볼 간섭 없이 자기 심볼(a_m)에 의한 영향만을 받는다.

$$y(mT_s) \cong a_m (1 + \rho e^{j2\pi f_c \tau'_{2nd}}) + n(mT_s) \quad (7)$$

협대역 2-Ray 채널에서 수신 신호전력은 $1 + \rho^2 + 2\rho \cos(2\pi f_c \tau_{2nd})$ 으로 직접파와 지면 반사파의 위상 차이에 따라 변동되며 기존 연구를 통해 수식 (8)과 같은 누적확률분포를 가지는 것을 확인하였다^[24].

$$F_Y(y) = \frac{1}{2} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{y-1-\rho^2}{2\rho}\right)}{\pi}, \quad \text{where} \quad (8)$$

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

수식 (8)에서 y 는 협대역 2-Ray 채널에서 수신 신호전력을 $F_Y(y)$ 는 수신 신호전력의 누적밀도함수를 각각 나타낸다. 직접파가 1의 전력으로 수신되는 자유공간 채널환경을 기준으로 협대역 2-Ray 채널에서는 수신 신호전력이 $1 + \rho^2 - 2\rho$ 까지 감쇄되므로 이를 고려하여 $1/(1 + \rho^2 - 2\rho)$ 만큼 전력을 추가하여 통신 시스템을 설계해야 한다.

협대역 2-Ray 채널에서 원 심볼(a_m)은 수식 (9)와 같이 심볼의 위상이 회전하지만 이는 수신기 주파수 동기회로와 위상 보상회로에서 보상되므로 협대역 2-Ray 채널의 크기 왜곡만을 고려하여 수신성능 분석을 수행한다.

$$\angle y(mT_s) = \angle a_m + \tan^{-1}\left(\frac{\rho \sin(2\pi f_c \tau_{2nd})}{1 + \rho \cos(2\pi f_c \tau_{2nd})}\right) \quad (9)$$

심볼 길이(T_s)에 비해 지면 반사파 시간지연(τ_{2nd})이 매우 짧은 경우를 제외하면 지면 반사파는 직접파의 수신 신호전력을 변화시키는 협대역 간섭과 인접심볼 간섭을 일으키는 광대역 간섭을 함께 발생시킨다.

수식 (6)에서 지면 반사파의 간섭신호 중 원 심볼(a_m)에 의한 협대역 간섭은 수식(10)과 같이 직접파의

크기와 위상을 변화시킨다. Raised cosine 필터의 탭 길이에 따라 지면 반사파의 시간지연이 $k \leq L$ 인 조건에서 협대역 간섭이 발생하고 raised cosine 필터 특성에 따라 시간지연이 길수록 간섭의 크기가 감소한다.

$$y_{narrow} = \rho e^{j2\pi f_c \tau_{2nd}} \cdot a_m h_{RC}(-kT_s - \tau'_{2nd}) \quad (10)$$

수식 (6)에서 지면 반사파의 간섭신호 중 원 심볼(a_m)을 제외한 나머지 인접심볼에 의한 간섭은 수식 (11)과 같으며 인접심볼(a_n)이 M 개의 위상 중에서 임의의 값을 가지기 때문에 인접한 심볼의 경우의 수에 따라 원 심볼(a_m)에 다른 간섭을 일으킨다.

$$y_{wide} = \rho e^{j2\pi f_c \tau_{2nd}} \cdot \sum_{n \neq m} a_n h_{RC}\{(m-n-k)T_s - \tau'_{2nd}\} \quad (11)$$

3.3 M-PSK 심볼오류 분석(AWGN 채널)

공중-지상 2-Ray 채널에서 대용량 데이터링크의 M-PSK 변조방식의 심볼오류를 분석한다. 심볼오류 분석 방법을 설명하기 위해 AWGN 채널에서 M-PSK 변조방식의 심볼오류를 분석하고 이 방법을 2-Ray 채널로 확장한다.

그림 6은 M-PSK에서 심볼오류 판정 개념도를 나타내며 인접심볼 간섭, 잡음에 의해 원 심볼(a_m)의 위상이 판정경계를 넘을 때 심볼오류가 발생한다.

수식 (12)는 위상이 0도인 a_0 심볼이 잡음전력이 σ^2 인 AWGN 채널에서 심볼오류가 발생하지 않을 조건을 나타내며, 참조문헌 [26]에서는 심볼의 크기와 위상 변화로부터 심볼오류를 계산하는 반면에 본 논문은 위상 변화부분만을 고려하여 수식 (12)와 같이 간략하게 수정하였으며, 이를 응용하여 본 논문에서 분석한 2-Ray 채널 간섭에서의 심볼오류확률을 계산한다.

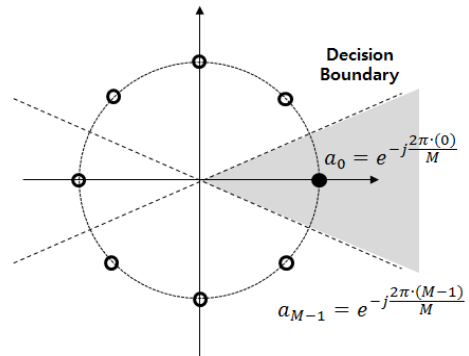


그림 6. M-PSK의 심볼오류 판정 개념도
Fig. 6. Symbol Error Concept for M-PSK

수식 (12)에서 탄젠트 함수는 $\pi \pm (\pi/M)$ 의 심볼오류 발생영역도 심볼 오류가 발생하지 않는다고 판정하지만 M-PSK가 동작하는 신호 대 잡음비가 높은 AWGN 채널에서는 해당 영역의 심볼오류는 무시할 수 있는 수준이다^[26].

$$\frac{-\pi}{M} \leq \tan^{-1} \left\{ \frac{N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)}{1 + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)} \right\} \leq \frac{\pi}{M} \quad (12)$$

$$\tan^{-1} \left(\frac{-\pi}{M} \right) \leq \frac{N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)}{1 + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)} \leq \tan^{-1} \left(\frac{\pi}{M} \right) \quad (13)$$

$$-\beta - \beta N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right) \leq N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right) \leq \beta + \beta N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right) \quad (14)$$

$$\left| N\left(0, \frac{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}{2}\right) \right| \leq \beta, \text{ where } \beta = \tan\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (15)$$

수식 (12)를 순차적으로 전개하면 AWGN 채널의 M-PSK의 심볼오류 확률(P_{SER})은 평균이 0, 분산이 $(\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2)/2$ 인 가우시안 분포에서 크기의 절대 값이 $\beta = \tan(\pi/M)$ 보다 큰 영역의 누적확률이며 수식 (16)과 같이 error function을 이용하여 표현할 수 있다.

$$P_{SER} = 1 - P\left\{ \left| N\left(0, \frac{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}{2}\right) \right| \leq \beta \right\} \\ = 1 - \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta}{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}} \right), \text{ where } \beta = \tan\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (16)$$

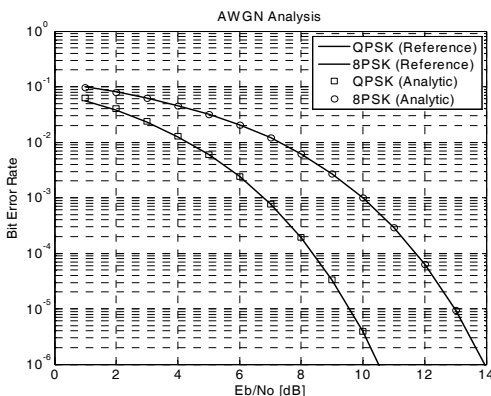


그림 7. AWGN 채널의 M-PSK 비트 오류확률
Fig. 7. Bit Error Rate of M-PSK for AWGN channel

그림 7은 수식 (16)의 심볼오류 확률로부터 비트오류 확률을 $P_{BER} \cong P_{SER} / M$ 으로 계산한 결과를 참조문헌 [26]에서 제시한 결과(Reference)와 비교한 것으로 심볼오류 분석방법(Analytic)이 타당함을 알 수 있다.

3.4 M-PSK 심볼오류 분석(2-Ray 채널)

협대역 간섭에서는 인접심볼 간섭 없이 직접파와 지면 반사파의 위상 차이에 따라 원 심볼(a_m)의 크기가 변경된다. 수식 (17)은 협대역 2-Ray 채널에서 M-PSK의 심볼오류가 발생하지 않을 조건을 나타낸다. 수식 (17)에서 R은 협대역 2-Ray 채널에서 원 심볼(a_m)의 변경된 크기를 나타내며 직접파와 지면 반사파의 위상 차이($\theta = 2\pi f_c \tau_{2nd}$)에 따라 분포를 가진다.

$$\frac{-\pi}{M} \leq \tan^{-1} \left\{ \frac{N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)}{R + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)} \right\} \leq \frac{\pi}{M}, \text{ where} \quad (17) \\ R = \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos(\theta)}$$

수식 (17)에서 위상차이(θ)는 $[-\pi \sim \pi]$ 에서 균등한 분포를 가지므로 각 위상 차이에 따른 변경된 크기 R을 구하고 각 R에서 분산이 $(\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2)/2$ 인 가우시안 함수가 판정경계를 넘어가지 않을 확률을 수식 (18)과 같이 구한다.

$$P_{SER} \cong \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 - P\left\{ \left| N\left(0, \frac{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}{2}\right) \right| \leq R\beta \right\} d\theta \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 - \text{erf}\left(\sqrt{\frac{R\beta}{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}} \right) d\theta \quad (18)$$

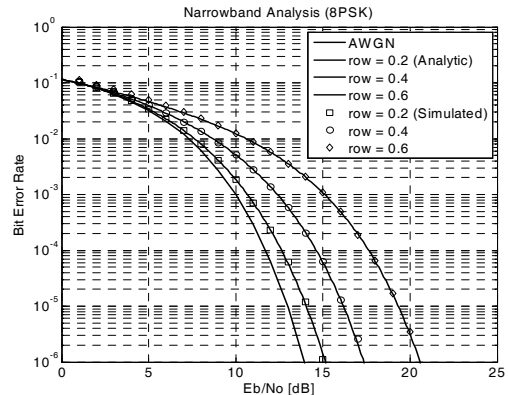


그림 8. 협대역 2-Ray 채널의 비트오류확률(8PSK)
Fig. 8. Bit Error Rate of narrowband 2-Ray channel (8PSK)

그림 8은 협대역 2-Ray 채널에서 지면 반사파의 크기에 따른 수식 (18)의 심볼오류 확률 계산식의 결과 (Analytic)와 그림 3의 M-PSK 송, 수신 시스템을 구현하고 임의의 심볼을 송, 수신하여 모의 시험한 결과 (Simulated)를 나타내며 동일한 결과를 보였다.

지면 반사파의 지연시간이 raised cosine 필터 길이 (2L+1)의 절반인 LT_s 보다 긴 경우에는 지면 반사파에 원 심볼(a_m)의 성분이 포함되지 않으므로 직접파의 크기를 변하지 않는다. 이 경우 지면 반사파는 원 심볼(a_m)보다 k 심볼 이상 이전에 송신된 raised cosine 필터의 영향을 받은 임의의 심볼들이 결합된 인접심볼 간섭을 수식 (19)와 같이 일으킨다.

$$a_m - y(mT_s) = A \times \rho e^{2\pi f \tau_{2nd}}, \quad \text{where} \quad (19)$$

$$A = \sum_{n=m-k-L+1}^{m-k+L-1} a_n h_{RC} \{mT_s - (nT_s + kTs + \tau'_{2nd})\}$$

수식 (19)에서 각 심볼(a_n)의 크기에 영향을 미치는 raised cosine 필터의 크기는 지면 반사파의 소수배 지연시간(τ'_{2nd})에 따라 결정되는 상수 값이지만 각 심볼(a_n)의 위상이 임의의 값을 가지므로 결합된 인접심볼 간섭의 크기(A)는 특정한 값을 가지지 않고 크기의 분포를 가진다. 단, 지면 반사파 지연시간이 심볼길이의 정수배인 경우에는 raised cosine 필터의 특성에 의해 A=1인 특수한 형태가 되며 이 경우에는 수식 (20)과 같은 조건에서 심볼오류가 발생하지 않는다.

$$\frac{-\pi}{M} \leq \tan^{-1} \left\{ \frac{\rho \sin(\theta) + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)}{1 + \rho \cos(\theta) + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)} \right\} \leq \frac{\pi}{M} \quad (20)$$

수식 (20)을 전개하여 수식 (21)과 같이 가우시안 분포를 좌변으로 나머지 항을 우변으로 정리한다.

$$\begin{aligned} \left| N\left(0, \frac{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}{2}\right) \right| &\leq \beta + \beta \rho \cos(\theta) - \rho \sin(\theta) \\ &\leq \beta + \sqrt{(\beta \rho)^2 + \rho^2} \cos\left(\theta + \tan^{-1}\left(\frac{-\rho}{\beta \rho}\right)\right) \\ &\leq \beta + R' \cos(\theta - \pi/M) \end{aligned} \quad (21)$$

수식 (21)에서 π/M 위상이 회전된 위상차이(θ')는 $[-\pi \sim \pi]$ 에서 균등한 분포를 가지므로 각 위상 차이에 따른 $R' \cos(\theta')$ 를 구하고 각 $R' \cos(\theta')$ 의 조건에서 분산이 $(\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2)/2$ 인 가우시안 함수가 판정경계를 넘

어가는 확률을 수식 (22)와 같이 구한다.

$$\begin{aligned} P_{SER} &\cong \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 - P\left\{N\left(0, \frac{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}{2}\right) \leq \beta + R' \cos(\theta')\right\} d\theta' \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 - \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + R' \cos(\theta')}{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}}\right) d\theta' \end{aligned} \quad (22)$$

지면 반사파 지연시간이 심볼길이의 정수배가 아닌 일반적인 경우에는 인접심볼 간섭의 크기(A) 분포는 수식 (19)처럼 raised cosine 필터 길이만큼 계산해야 하지만 raised cosine 필터의 Sync 함수의 특성에 의해 필터의 중심에서 멀어질수록 크기가 급감하므로 원 심볼(a_m)에 영향을 줄 수 있는 크기가 큰 6개 이상의 필터 탭을 선택하여 수식 (23)과 같이 인접심볼 간섭의 크기(A)와 경우의 수를 계산한다²⁵.

$$\begin{aligned} A &\cong \sum_{x=1}^6 a_x h_{RC} \{(x-2)T_s - \tau'_{2nd}\}, \quad \text{where} \\ a_x &\in \{e^{-j2\pi l/M}\}, \quad \text{where } l = [0 \sim M-1] \end{aligned} \quad (23)$$

$$\frac{-\pi}{M} \leq \tan^{-1} \left\{ \frac{|A| \rho \sin(\theta) + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)}{1 + |A| \rho \cos(\theta) + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)} \right\} \leq \frac{\pi}{M} \quad (24)$$

$$\left| N\left(0, \frac{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}{2}\right) \right| \leq \beta + |A| R' \cos(\theta - \pi/M) \quad (25)$$

광대역 2-Ray 채널에서 지면 반사파의 인접심볼 간섭에 의한 심볼 오류율은 수식 (23)과 같이 지면 반사파에 의한 인접심볼 간섭의 크기(|A|)와 발생확률($P_R(|A|)$)을 계산하고, 해당 크기(|A|)에서 $(\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2)/2$ 인 가우시안 함수가 판정경계를 넘어갈 확률을 수식 (26)의 조건부 확률로 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{SER} &\cong \int_{|A|_{\min}}^{|A|_{\max}} P(|A|=a) \\ &\times \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 - \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + |A| R' \cos(\theta')}{\sigma^2 + \beta^2 \sigma^2}}\right) d\theta' da \end{aligned} \quad (26)$$

그림 9의 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.2배일 때 분석을 통한 8PSK의 수신 성능이 모의 시험결과보다 미세하게 우수한 것은 수식 (23)에서 raised cosine 필터 탭 길이를 제한한 결과 인접심볼 간섭이 일부 미 반영되었기 때문이다. 더불어 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.2인 경우가 인접심볼 간섭의 영향

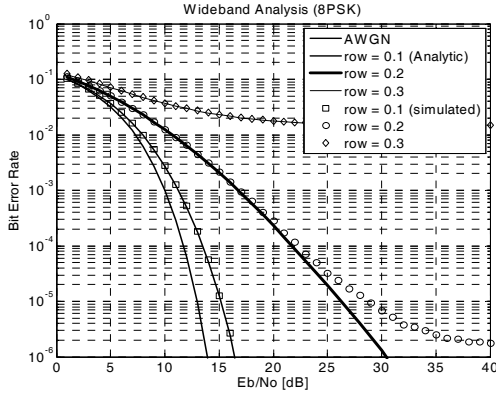


그림 9. 광대역 2-Ray 채널의 비트오류 확률(8PSK)
Fig. 9. Bit Error Rate of wideband 2-Ray channel(8PSK)

이 급증하는 문턱 값이기 때문에 일부 미 반영된 필터 탭이 영향으로 인해 성능 차이가 발생하였다.

지면 반사파의 시간지연(τ_{2nd})이 raised cosine 필터 길이($2L+1$)의 절반인 LT_s 보다 짧은 경우 지면 반사파는 수식 (27)과 같이 직접파의 수신 신호크기를 변화시키는 협대역 간섭과 인접심볼 간섭을 일으키는 광대역 간섭을 함께 발생시킨다.

$$a_m - y(mT_s) = \rho e^{j2\pi f_c \tau_{2nd}} \times (R_N + R_W) \quad (27)$$

$$R_N = a_m h_{RC}(-\tau^{2nd}) \quad (28)$$

$$|R_N| = \sqrt{1 + (\rho R_N)^2 + 2\rho R_N \cos(\theta)} \quad (29)$$

수식 (27)에서 R_N 은 지면 반사파에 의한 협대역 간섭의 크기를 나타내며 수식 (28)과 같이 지면 반사파의 지연시간에 따라 크기가 감소하며 시간지연이 LT_s 보다 클 경우에는 발생하지 않는다. 지면 반사파의 협대역 간섭 크기(R_N)에 따라 원 심볼(a_m)의 크기는 수식 (29)와 같은 분포를 가진다.

$$R_W = \sum_{n \neq m} a_n h_{RC}\{(m-n-k)T_s - \tau^{2nd}\} \quad (30)$$

$$R_W \cong \sum_{x=1}^6 a_x h_{RC}\{(x-2)T_s - \tau^{2nd}\} - R_N$$

수식 (27)에서 R_W 는 지면 반사파의 인접심볼에 의한 광대역 간섭을 나타내며 raised cosine 필터의 길이 동안 간섭을 계산하되 원 심볼(a_m)에 의한 협대역 간섭을 계산에서 제외한다.

$$\frac{-\pi}{M} \leq \tan^{-1} \left\{ \frac{|R_W| \rho \sin(\theta') + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)}{|R_N| + |R_W| \rho \cos(\theta') + N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right)} \right\} \leq \frac{\pi}{M} \quad (31)$$

$$\theta' = 2\pi f_c \tau_{2nd} + \angle R_W \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \left| N\left(0, \frac{\beta^2 \sigma^2 + \sigma^2}{2}\right) \right| &\leq |R_N| \beta + |R_W| \rho (\beta \cos(\theta') - \sin(\theta')) \\ &\leq |R_N| \beta + |R_W| \rho' \cos(\theta' - \pi/M) \end{aligned} \quad (33)$$

수식 (33)은 수식 (34)와 같이 3개의 변수(θ' , R_N , R_W)에 대하여 각각 발생확률과 발생 값을 계산하고 해당 조건에서 분산이 $(\beta^2 \sigma^2 + \sigma^2 / 2)$ 인 가우시안 함수가 판정경계를 넘어갈 확률을 조건부 확률로 계산하여 심볼오류 확률을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{SER} &= \int_{|R_N|_{min}}^{|R_N|_{max}} \int_{|R_W|_{min}}^{|R_W|_{max}} P(|R_N|=b) P(|R_W|=a) \\ &\times \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 - e^{-c \sqrt{\frac{b\beta + a \cos(\theta' - \pi/M)}{\beta^2 \sigma^2 + \sigma^2}}} d\theta' da db \end{aligned} \quad (34)$$

그림 10은 지면 반사파의 크기가 직접파의 0.2배, 지연시간이 $0.5T_s$ 인 경우에 8PSK의 비트오류 확률을 나타낸 것으로 협대역과 광대역 2-Ray 채널에서의 성능의 차이 값을 가지는 것을 알 수 있다.

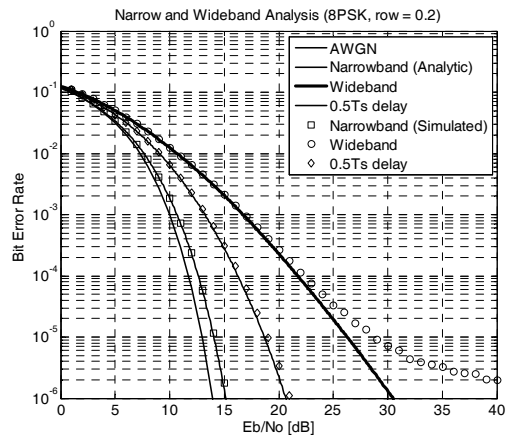


그림 10. 결합 2-Ray 채널의 비트오류 확률(8PSK)
Fig. 10. Bit Error Rate of narrow and wideband 2-Ray channel(8PSK)

IV. 수신성능 분석

4.1 필요 신호전력 분석

3.4장의 2-Ray 채널에서 M-PSK의 심볼오류 분석 방법을 이용하여 협대역 및 광대역 2-Ray 채널에서

지면 반사파의 크기에 따른 비트오류 확률과 목표 비트오류 확률을 위해 필요한 E_b/N_0 를 분석한다.

그림 11과 12는 각각 협대역과 광대역 2-Ray 채널에서 지면 반사파의 크기에 따른 8PSK의 수신성능을 나타낸다. 인접심볼 간섭이 없는 협대역 2-Ray 채널이 오류마루 현상이 없는 것과는 달리 광대역 2-Ray 채널에서는 인접심볼 간섭으로 인해 오류마루 현상이 발생함을 알 수 있다.

그림 13은 협대역, 광대역 2-Ray 채널에서 지면 반사파의 크기에 따른 M-PSK의 목표 비트오류 확률 (10^{-6})을 위한 필요 E_b/N_0 를 나타낸다. 협대역 2-Ray 채널에서는 직접파의 크기가 감소하는 만큼 더 큰 전력을 송신하면 목표 비트오류 확률을 만족할 수 있다. 반면에 광대역 2-Ray 채널에서는 지면 반사파가 커져 일정 이상의 인접심볼 간섭이 발생하면 신호전력을

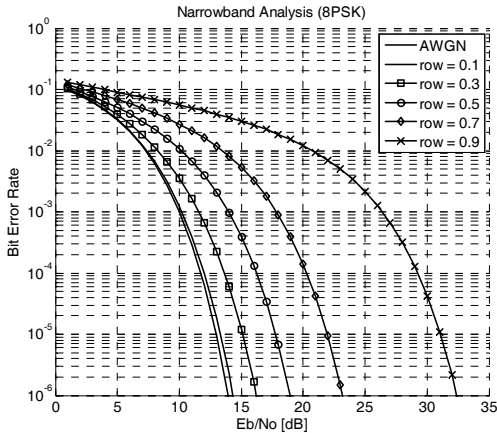


그림 11. 협대역 2-Ray 채널의 비트오류 확률(8PSK)
Fig. 11. Bit error rate of narrowband 2-Ray channel(8PSK)

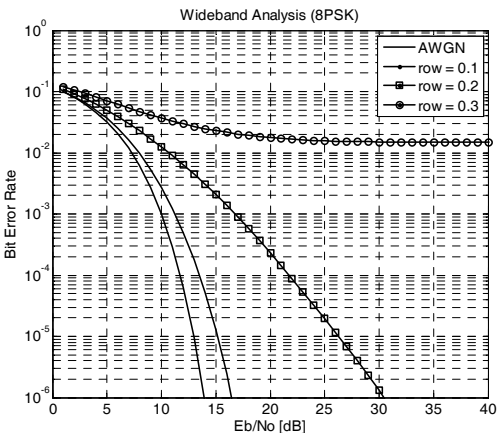


그림 12. 광대역 2-Ray 채널의 비트오류 확률(8PSK)
Fig. 12. Bit error rate of wideband 2-Ray channel(8PSK)

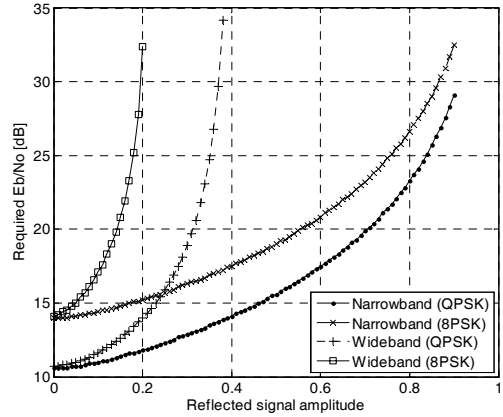


그림 13. 지면 반사파 크기에 따른 필요 E_b/N_0
Fig. 13. Required E_b/N_0 according to reflect signal amplitude

증가시켜도 목표 비트오류 확률을 만족할 수 없다.

4.2 통신거리에 따른 필요 수신전력

대용량 데이터링크가 장거리에서 운용되면 지면 반사파가 수신 안테나의 이득이 높은 주 빔으로 입사되기 때문에 지면 반사파의 크기가 커진다. 반면에 수신 안테나로 입사하는 직접파와 지면 반사파의 입사각도 차이가 좁아지기 때문에 통신거리가 증가할수록 지면 반사파의 지연시간은 감소한다. 따라서 곡면지구 2-Ray 채널의 근거리에서는 미약한 광대역 2-Ray 특성을 보이다가 통신거리가 증가함에 따라 점차 강한 협대역 2-Ray 채널의 특성으로 바뀌게 된다.

표 2의 대용량 데이터링크의 주요 운용 파라미터를 이용하여 통신거리에 따른 지면반사파의 영향과 심볼 길이에 따른 수신성능을 비교 분석한다.

그림 14는 통신거리, 심볼길이에 따른 지면 반사파의 간섭 영향을 나타낸 것이다. 그림 14의 가장 위의 그림에서 지면 반사파의 통신거리에 따른 절대적인 지연시간은 동일하지만 심볼길이가 200ns인 신호는 대부분 구간에서 협대역 특성을 가지지만 심볼길이가

표 2. 성능분석 파라미터
Table 2. Simulation Parameters

Parameters	Value
Symbol rate (Ts)	200ns, 7ns (8, 274Mbps)
Distance (D)	10 ~ 300km
Aircraft Altitude(htx)	4.5km, 7.5km
Ground Altitude(hrx)	0.1km
RX beam width(ϕ_{3dB})	2 deg
Antenna Polarization	Vertical Pol.

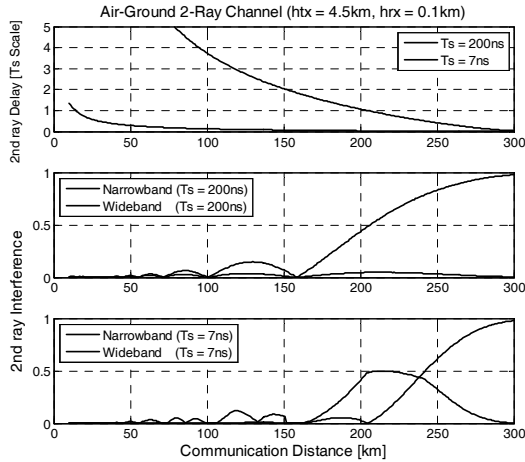


그림 14. 통신거리, 심볼길이에 따른 협대역, 광대역 간섭영향
Fig. 14. Narrow and wideband interference related to communication distance and symbol duration

7ns인 신호는 광대역 특성이 강하게 발생한다. 그림 14의 두 번째와 세 번째 그림은 각 신호의 심볼길이에 따라 협대역 간섭과 광대역 간섭의 정도를 나타낸다.

그림 15는 심볼길이에 따라 각 통신거리에서 목표 비트오류 확률(10^{-6})에 필요한 E_b/N_0 를 나타낸다. 비행체에 탑재할 수 있는 통신장비 무게와 소모 전력에 한계로 대용량 데이터링크가 추가로 확보할 수 있는 링크마진이 약 10 ~ 15dB임을 감안할 때 비행체 고도가 4.5km인 경우에는 약 150 ~ 180km, 비행체 고도가 7.5km인 경우에는 약 200 ~ 250km의 거리에서 통신이 가능할 것으로 판단된다.

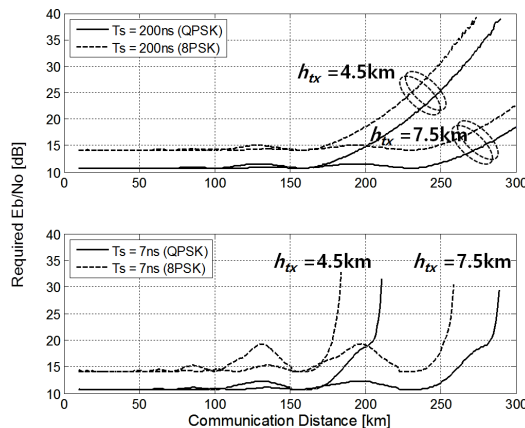


그림 15. 통신거리, 심볼길이에 따른 필요 Eb/No
Fig. 15. Required Eb/No related to communication distance and symbol duration

4.3 수신 안테나 상향제어

기존 연구에서 통신거리가 증가하여 직접파와 지면 반사파가 지상국 수신 안테나의 주 빔의 영역으로 함께 수신될 때 지면 반사파의 영향을 감소시키기 위해 안테나의 고각을 상향으로 제어하는 방법을 제안했다. 협대역 2-Ray 채널에서는 수식 (35)와 같이 직접파와 지면 반사파의 입사 각도차이($\Delta\phi$)에 따라 수신 신호전력이 최대가 되도록 고각을 ϕ_t 만큼 추가로 올려 수신 신호전력이 향상됨을 확인하였다^[24].

$$\phi_t = \max\{P'_{r_{\min}}(\Delta\phi, \phi_t)\} \quad (35)$$

협대역 2-Ray 채널과는 달리 광대역 채널의 수신 평균전력은 다중경로 신호의 전력 합으로 계산되며 인접심볼 간섭으로 인해 평균 신호전력이 일정하게 유지된다^[17]. 또한 인접심볼 간섭으로 인하여 높은 수신 신호전력이 좋은 수신성능을 의미하지 않기 때문에 본 논문에서는 광대역 2-Ray 채널의 경우에는 수식 (36)과 같이 목표 비트오류 확률을 만족하는 필요 E_b/N_0 가 최저가 되도록 지상국 수신 안테나의 고각을 제어한다.

$$\phi_t = \min\{E_b/N_0(\Delta\phi, \phi_t)\} \quad (36)$$

그림 16은 협대역, 광대역 2-Ray 채널에서 지상국 수신 안테나로 직접파와 지면 반사파가 입사하는 각도차이에 따라 목표 비트오류 확률을 만족하는 필요 E_b/N_0 가 최저가 되는 수신 안테나의 상향제어 각도를 나타낸다.

그림 17과 18은 비행체 송신고도가 4.5km와 7.5km

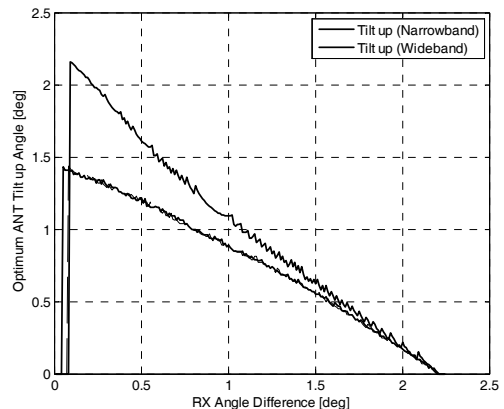


그림 16. 협대역, 광대역에 따른 최적 수신 안테나 상향 제어
Fig. 16. Optimum antenna elevation control according to 2-Ray channel condition

일 때 협대역 및 광대역 2-Ray 채널에 맞는 최적의 조건으로 안테나를 상향 제어했을 때와 하지 않았을 때 필요 E_b/N_0 를 비교한 것이다. 협대역 신호의 경우에는 기존 연구결과^[24]의 수신 신호전력이 최대가 되도록 수신 안테나의 고각을 제어하는 것이 성능이 우수하나, 광대역 신호는 지면 반사파의 크기를 억제하도록 수신 안테나의 고각을 제어하는 것이 보다 성능이 우수하였다.

또한 제안된 수신 안테나의 고각 제어방법은 안테나를 제어하지 않았을 때와 비교하여 협대역 신호는 약 30km 이상, 광대역 신호는 약 50km 이상 통신거리를 증가시킬 수 있다.

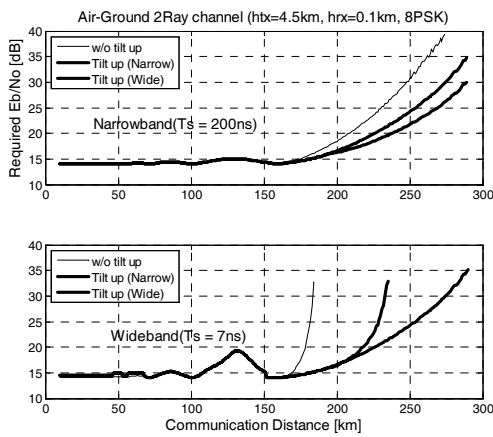


그림 17. 안테나 상향제어에 따른 필요 E_b/N_0 (송신고도 4.5km)
Fig. 17. Required E_b/N_0 according to antenna tilt up control(Tx altitude 4.5km)

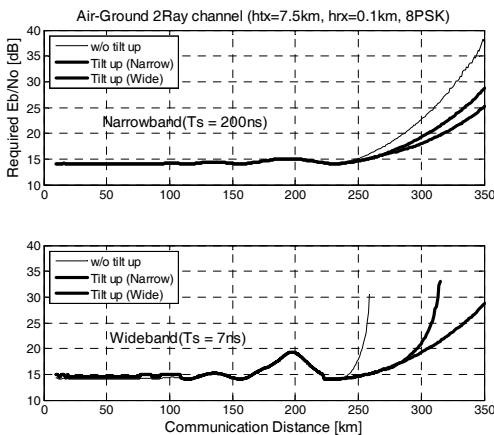


그림 18. 안테나 상향제어에 따른 필요 E_b/N_0 (송신고도 7.5km)
Fig. 18. Required E_b/N_0 according to antenna tilt up control(Tx altitude 7.5km)

V. 결론

본 논문은 장거리 공중-지상 채널환경에서 대용량 영상정보용 데이터링크의 수신성능을 분석하고 운용 조건에 따라 수신성능을 향상시킬 수 있는 방법을 기술한다. 장거리 공중-지상 채널의 곡면지구 2-Ray 채널모델을 이용하여 신호의 심볼길이에 따라 지면 반사파가 수신 신호에 미치는 협대역 및 광대역 간섭영향을 수학적으로 분석하였다.

본 논문은 대용량 데이터링크의 통신거리가 증가하여 지면 반사파가 지상국 수신 안테나의 주 빔으로 입사할 때 협대역 및 광대역 간섭을 감소시킬 수 있는 안테나 고각제어 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안한 방법은 통신거리를 증가시키기 위해 비행고도가 더 높은 비행체나 기존의 대용량 데이터링크 장비의 개량 없이도 지면 반사파에 의한 영향을 효과적으로 감소시킴으로써 기존 방법에 비해 통신거리를 크게 향상시킬 수 있다.

References

- [1] J. M. Chung, K. C. Park, T. Y. Won, U. H. Oh, D. C. Ko, S. J. Hong, C. B. Yoon, H. Kim, and U. Y. Pak, "Standardization strategy for the image and intelligence common datalink," *J. KICS*, vol. 28, no. 4, pp. 41-50, Apr. 2011.
- [2] W. P. Kang, J. H. Song, K. H. Lee, D. H. Lee, S. J. Jung, and H. J. Choi, "Standardization strategy for the image and intelligence common datalink," *J. KICS*, vol. 39C, no. 3, pp. 209-222, Mar. 2014.
- [3] S. Baiotti, G. L. Scazzola, G. Battaini, and E. Crovari, "Advances in UAV data links: analysis of requirement evolution and implications on future equipment," *Defence Technol. I Center*, Apr. 2000.
- [4] D. W. Matolak, "Air-Ground channels & models: Comprehensive review and considerations for unmanned aircraft systems," *IEEE Aerospace Conf.*, pp. 1-17, 2012.
- [5] D. C. Osterheld "Common Data Link (CDL) Overview," *Int. Data Links Symp.*, Washington DC, Oct. 2007.
- [6] Rafael Advanced Defense Systems, *LDV-53*

- MF ISTAR Wideband Data Link* [Brochure], Israel: Rafael Advanced Defense Systems.
- [7] Textron Systems (2016), *Shadow TUAS* [Brochure], Maryland: Textron Systems.
- [8] Northrop Grumman (TRW/IAI) BQM-155/RQ-5/MQ-5 Hunter
- [9] Israel Aerospace Industries (2014), *Searcher Mk III* [Brochure], Israel: Israel Aerospace Industries.
- [10] Israel Aerospace Industries (2016), *Super Heron HF* [Brochure], Israel: Israel Aerospace Industries.
- [11] D. W. Matolak, "Air-ground channels and models: Comprehensive review and considerations for unmanned aircraft systems," in *Proc. IEEE Aerospace Conf.*, pp. 1-17, Big Sky, MT, Mar. 2012.
- [12] H. W. Kim, K. S. Kang, D. I. Chang, and J. Y. Ahn, "Technical and standardization trends on control and non-payload communications for unmanned aircraft systems," *Electron. and Telecommun. Trends*, vol. 30, no. 3, pp. 74-83, Jun. 2015.
- [13] J. A. Kakar, "UAV communications: Spectral requirements, MAV and SUAV channel modeling, OFDM waveform parameters, performance and spectrum management," M. S. Thesis in Electrical Eng., Virginia Polytechnic Inst. and State Univ., May 2015.
- [14] M. Rice, A. Davis, and C. Bettweiser, "Wideband channel model for aeronautical telemetry," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 40, no. 1, pp. 57-68, Jan. 2004.
- [15] Y. S. Meng and Y. H. Lee, "Measurements and characterizations of air-to-ground channel over sea surface at C-band with low airborne altitudes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 4, pp. 1943-1948, May 2011.
- [16] D. W. Matolak, "Unmanned aerial vehicles: Communications challenges and future aerial networking," *Int. Conf. Comput., Netw. and Commun.* 2015, Garden Grove, CA, Feb. 2015.
- [17] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, 1996
- [18] 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.
- [19] R. E. Collin, *Antennas and radiowave propagation*, McGraw-Hill, 1985
- [20] *Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*, ITU Recommendation, pp. 530-13, Oct. 2009.
- [21] *Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunication systems*, ITU Recommendation, pp. 618-619, Aug. 2007.
- [22] *Propagation curves for aeronautical mobile and radio navigation services using the VHF, UHF and SHF bands*, ITU Recommendation pp. 528-3, Feb. 2012.
- [23] J. Karedal, N. Czink, A. Paier, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, "Path loss modelling for vehicle-to-vehicle communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 1, pp. 323-328, Jan. 2011.
- [24] Y. J. Ryu and J. M. Ahn, "Optimum elevation angle control of the Receiving antenna for the long distance air-ground common data link," *J. KICS*, vol. 41, no. 11, pp. 1528-1538, Nov. 2016.
- [25] S. K. Park, H. C. Chung, and S. S. Na, "Intersymbol Interference due to mismatched roll-off factors and sampling jitter over a Gaussian channel," *IEEE Electronic Lett.*, vol. 33, no. 24, pp. 2016-2017, Nov. 1997.
- [26] J. G. Proakis, *Communication systems engineering*, Prentice Hall, 2nd Ed., 2002.

류 영 재 (Young-Jae Ryu)



2000년 2월 : 경북대학교 전자
전기공학부 졸업
2002년 2월 : 경북대학교 전자
공학과 석사
2002년~현재 : 국방과학연구소
선임연구원
2013년~현재 : 충남대학교 전파
정보통신공학과 박사과정

<관심분야> 영상정보용 데이터링크, 디지털 통신신호처리

안 재 민 (Jae Min Ahn)



1987년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 졸업
1989년 2월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 석사
1994년 8월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 박사
1994년~1999년 : 삼성전자 네트
워크 사업부

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