

# 무인기 조종통제 링크를 위한 채널추정 및 주파수영역 채널등화 성능

황 찬 호\*, 김 재 신°, 류 영 재\*

## Performance of Channel Estimation and Frequency-Domain Equalization for UAV Command and Control Links

Chan-Ho Hwang\*, Jaesin Kim°, Young-Jae Ryu\*

### 요 약

본 논문은 이동하는 무인기와 지상 간의 조종통제 데이터링크를 위한 채널추정과 등화기법에 관한 연구를 제시한다. 이를 위해 공중과 지상 간의 다중경로 채널모델을 소개하고 단일 반송파 기반의 주파수영역 등화 기법을 적용한다. 또한, 고속으로 이동하는 무인기로 인해 발생하는 채널의 시간적인 변화를 극복하기 위해서 추정 구간에서 추정된 채널정보를 활용해서 데이터 구간에서 보간하는 방법을 제안한다. 본 기법 유무에 따른 오류성능을 비교하기 위한 모의실험을 공지 다중경로 채널모델과 Jake's 모델 환경에서 진행하였다. 추정된 채널응답과 이상적인 채널응답을 주파수 영역에서 비교하여 제안한 방법을 통해 시간에 따라 변하는 채널을 추적할 수 있음을 확인하였다. 최종적으로 부호화 되지 않은 비트오류율(uncoded Bit Error Rate, uncoded BER) 관점에서 제안하는 보간법을 활용한 채널추정 및 등화 기법이 보간법을 사용하지 않을 경우에 비해 BER이 월등하게 향상됨을 알 수 있다.

**Key Words** : UAV, Air-Ground Channel, Channel estimation, Equalization, Interpolation, SC-FDE

### ABSTRACT

This paper presents a study of the channel estimation and equalization for the command and control data link between a moving UAV(Unmanned Aerial Vehicle) and ground control station. To do this, we introduce a air-ground channel model and apply a frequency domain equalization based on a single carrier. And we propose a method to interpolate channel response from data interval using estimated channel information in estimation interval to overcome the temporal variations of the channels that occur by high speed moving of the UAV. The simulation was conducted on air-ground multipath channel with Jake's model to compare the error performance according to use of this method. We checked that changed channel is tracked when proposed method is used by comparing the estimated channel response and real channel in the frequency domain. Finally, we can know that the channel estimation and equalization method using the proposed method has a better BER(Bit Error Rate) than the case where the interpolation is not used from the uncoded BER perspective.

◆ First Author : The 2nd R&D Institute, Agency for Defense Development, hwangchanho@add.re.kr, 정회원

° Corresponding Author : The 2nd R&D Institute, Agency for Defense Development, jaesin@add.re.kr, 정회원

\* The 2nd R&D Institute, Agency for Defense Development, yjryu@add.re.kr, 정회원

논문번호 : KICS2017-04-111, Received April 15, 2017; Revised June 14, 2017; Accepted July 20, 2017

## I. 서 론

최근 무인항공기(Unmanned Aerial Vehicle, UAV) 시장이 주목을 받고 있다. 2015년 미국 의회조사국에 따르면 한 해 동안 약 30만대의 민간 무인항공기가 세계적으로 거래되며, 군사용 무인항공기 시스템을 포함한 미국 무인항공기 시장에서만 약 33억 달러의 이익이 창출될 것이라 예측했다. 그리고 그 수요는 해마다 증가하는 추세이다<sup>1,2</sup>. 세계적인 추세에 따라 국내에서도 군사용 무인항공기의 필요성이 대두되면서 감시정찰 무인항공기가 수집한 영상과 제어신호를 지상국으로 실시간 전송하는 데이터링크 기술에 관한 요구와 연구가 증가하고 있다<sup>1,3,4</sup>.

무인항공기는 주 링크와 보조링크로 통신채널이 이중화 되어있으며, 그 중 보조링크는 무인기의 생존성을 높이기 위해 조종통제 신호를 주고받는다. 지상 통제국과의 상호 안테나 추적이 불필요한 무지향성 안테나를 보조링크에 사용할 경우에는 가시선(Line of Sight, LOS)의 확보가 중요하다<sup>5</sup>. 하지만 가시선이 확보되어도 주변 환경에 따라서 다중경로 전파가 생길 수 있으며, 지연된 신호로 인하여 인접 심볼간 간섭이 발생해 통신성능의 열화를 일으킨다.

다중경로 페이딩에 강한 통신기법으로는 디지털 영상 방송(Digital Video Broadcast, DVB), LTE(Long Term Evolution), 그리고 와이맥스(Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMax) 통신표준으로 사용되는 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)가 대표적이다<sup>6</sup>. OFDM은 다중경로로 인한 채널왜곡을 보상하는 등화기가 주파수 영역에서 동작하기 때문에 연산량이 간편한 장점이 있다<sup>7</sup>. 하지만 높은 첨두 전력 대 평균전력비(Peak to Average Power Ratio, PAPR)로 인하여 소모전력이 크고, 선형성이 높은 전력증폭기를 사용해야하는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 고안된 것이 단일반송파 주파수영역 등화(Single Carrier block transmissions with Frequency Domain Equalization, SC-FDE)이다<sup>7,8</sup>.

SC-FDE에 관한 연구는 수년 전부터 활발히 진행되었다<sup>9</sup>. 선형등화기와 결정채귀등화기에 관한 연구 그리고 채널을 추정해서 데이터 구간에서 동일한 보상을 진행하는 방법이 선행되었다<sup>7,10,11</sup>. 하지만 이러한 연구들은 채널을 완벽하게 알고 있거나, 페이딩이 일정하게 유지된다는 가정이 있었다. 페이딩이 일정치 않은 환경에서 UW(Unique word)기반 적응형 등화기

에 관한 연구도 있었지만 도플러 확산이 큰 환경에서는 성능열화가 크게 발생하였다<sup>12</sup>. 이러한 문제를 해결하기 위해 두 개의 추정구간 사이에 위치한 데이터 구간에서의 채널응답을 추정치의 최소평균제곱오차(Minimum Mean Square Error, MMSE)기반 보간법으로 구하는 연구가 진행되어 있다<sup>9</sup>. 그러나 제시한 방법은 추가적으로 도플러 주파수를 추정해야 보간계수를 구할 수 있다.

본 논문은 이동하는 무인기와의 데이터링크를 구성하기 위해 공중-지상 간 채널모델을 소개하고, 채널추정의 오차가 통신성능에 미치는 영향을 살펴보기 위해 두 가지 채널추정 기법을 조사한다. 그리고 SC-FDE를 기반으로 추정구간의 채널추정 값만을 이용하고 추가 추정 값이 필요하지 않은 간단한 연산의 선형보간법을 활용하는 기법을 제안한다. 주파수영역 채널 등화기법 조건에서 본 보간법을 사용한 채널추정기법의 사용여부에 따른 성능비교를 위해 모사된 채널모델을 바탕으로 모의실험을 실시하고 결과를 분석한다.

본 논문은 II장에서 7개의 다중경로를 가지는 공중-지상 채널모델을 소개하고, III장에서는 두 가지 채널추정방법을 소개하고, 보간법을 이용하는 채널등화기법을 제시한다. IV장에서는 이동성을 고려한 공중-지상 모사 채널 상에서의 모의실험 결과를 분석하고, V장에서 결론을 맺는다.

## II. 공중-지상 모사 채널

공중-지상 채널에 관한 연구는 과거 60년간 진행되었지만, 지상 이동통신 채널에 관한 연구에 비하면 미비한 실정이다<sup>13,14</sup>. 초기의 공중-지상 채널에 관한 연구는 VHF(Very High Frequency)대역에서 비행고도에 따른 실현가능한 링크 거리를 측정한 것과 L밴드를 기반으로 해수면 반사파에 따른 다중경로 전파를 위성-항공기 간의 고도각에 따라 측정한 연구 등이 있다<sup>15,16</sup>. 이후 2-ray 모델로 알려진 전파환경에 관한 연구들이 수행되었다<sup>17-19</sup>. 이러한 연구들은 실제 측정을 통한 분석이 주를 이루었다. 그러나 실제 측정뿐만 아니라 전파 추적(Ray tracing)을 통한 경로손실 계산이 분석적인 모델로써 제시되면서 지연확산을 예측할 수 있는 공중-지상 채널 모델이 개발되었다<sup>20,21</sup>.

공중-지상 채널은 주로 가시선이 확보되어 있지만, 지상의 건물과 지형에 따라 가시선 그늘(Shadowing)과 반사파가 생길 수 있다<sup>22</sup>. 다중경로 전파는 주로 지상 반사에 의해 생기지만 간혹 항공기 기동, 형상에

따라 자체적으로 생기기도 한다. 하지만 그 영향은 지상 반사파에 비하면 매우 작다. 공중-지상 채널모델의 대표적인 예로 자주 거론되는 것은 위성-지상간의 채널이며, 높은 고각과 빠른 이동속도, 그리고 개방된 지역을 감안한 채널환경이라는 점에서 지상채널 모델과는 차이가 있다<sup>[14]</sup>.

채널의 특징을 나타내는 대표적인 요소인 채널응답 특성(Channel Impulse Response)은 채널을 시간영역에서 해석하고 이산적인 임펄스의 합으로 표현이 가능하다<sup>[23]</sup>. 채널응답특성은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$h(\tau;t) = \sum_{k=0}^{N-1} (b_k(t) a_k(t) \delta[\tau - \tau_k(t)] e^{j[w_{D,k}(t)(t - \tau_k(t)) - w_c(t)\tau_k(t)]}) \quad (1)$$

$$w_{D,k}(t) = 2\pi v(t) f_c \cos(\theta_k(t)) / c \quad (2)$$

식(1)은 기저대역 복소수 형태로써 시간  $t$ 에서 지연 시간  $\tau$ 에 해당하는 임펄스로 표현이 된다.  $\tau_k(t)$ ,  $N$ ,  $b_k(t)$ ,  $a_k(t)$ ,  $w_c(t)$ 는 각각  $k$ 번째 경로의 지연시간, 다중경로의 수, 다중경로 지속변수(0 or 1),  $k$ 번째 경로의 진폭, 신호 주파수에 해당한다. 식(2)는  $k$ 번째 경로의 도플러 주파수를 뜻한다.  $v(t)$ ,  $\theta_k(t)$ ,  $c$ 는 송수신기 간의 상대속도,  $k$ 번째 지연시간에 도달하는 모든 경로들에 대한 위상의 합, 그리고 빛의 속도를 나타낸다. 채널응답 특성의 분해능은 신호 대역폭의 역수와 대응한다.

본 논문에서는 공중-지상 채널모델에 관한 연구들 중에서 보조링크의 사용주파수 대역과 산악지형 상공의 무인기 운용을 고려하여 하나의 연구결과를 참고한 채널을 모사하였다. 선택된 채널모델은 [21]에서 제시된 전파추적을 통한 분석 및 측정된 결과를 바탕으로 7개의 다중경로를 가지는 채널이다<sup>[14]</sup>. 이 모델은 L밴드를 기반으로 미국의 로키산맥 상공을 배경으로 하고 있으며, 거리는 약 64 km이다. 본 모델을 선택한 가장 큰 이유는 다른 연구들과 달리 다중경로지연 시간과 각 경로의 전력이 제시되어 있기 때문이다. 모사된 채널의 각 파라미터 값은 아래의 표 1과 같다.

본 채널은 하나의 직접경로와 지상반사와 산란에 의한 6개 지연경로를 가지며, 최대 지연 시간은 9.6 us이다. 7개의 다중경로 중에서 직접경로는 Rician 페이딩 모델이 적용되었으며, k factor는 14dB로 [14]에서 제시한 값보다 2dB 낮다고 가정하였다. 플랫폼의 이동을 고려하여 상대속도는 200km/h로 적용하여 공중-

표 1. 채널모델 파라미터  
Table 1. Channel model parameter

Tap #	Delay(us)	Power(lin)	Fading process	Doppler category
1	0	0.73	Rician	Jakes
2	1.6	0.031	Rayleigh	
3	3.2	0.034		
4	4.8	0.051		
5	6.4	0.061		
6	8.0	0.042		
7	9.6	0.051		

지상 채널을 모사하였다. 그림 1은 모사된 채널의 일부를 3차원으로 표현한 것이다. 그림 1, (a)를 보면 직접경로에 비해 지연된 경로들이 시간에 따른 채널변화가 크다는 것을 직관적으로 알 수 있다. 모사된 채널을 주파수 영역의 채널전달함수로 변환하기 위해 푸리에변환(Fourier Transform)을 한 결과, 그림 1, (b)와 같은 특성이 나타났다. 주파수 영역의 채널특성은 해당하는 전 주파수대역에서 채널변화가 관측되었다. 따라서 주파수영역에서의 채널등화를 할 경우, 파일럿(Pilot)과 같은 훈련신호의 할당횟수를 늘리거나 채널의 변화를 추적할 수 있는 방법이 적용되어야 함을 알 수 있다.

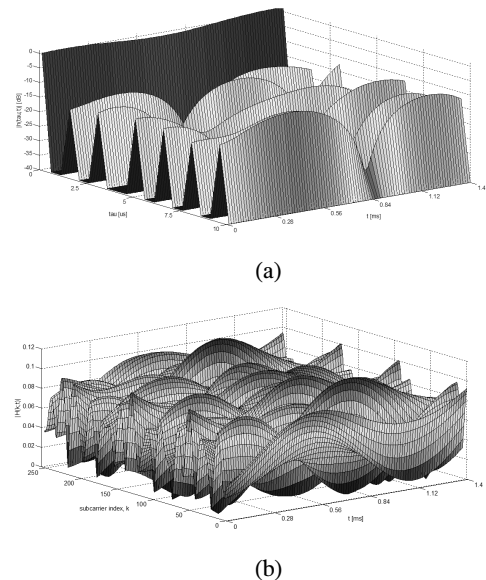


그림 1. 공중-지상 채널의 예, (a) 시간영역, (b) 주파수 영역  
Fig. 1. Example of Air-Ground channel, (a) Time domain, (b) Frequency domain

### III. SC-FDE기반 등화 및 채널추정

#### 3.1 시스템 구조

SC-FDE 시스템의 기본적인 구조는 그림 2와 같다. 송신부는 다중경로 지연확산을 방지하기 위한 주기적 전치 부호(Cyclic Prefix, CP)삽입을 제외하면 기본적인 단일반송파 시스템과 동일하다. 완벽한 시간동기를 가정하여 CP가 제거된 수신신호는 아래와 같다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{T}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (3)$$

$\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{s}$ ,  $\mathbf{w}$ 은 각각 N-by-N 정방 채널 행렬, 송신 심볼, 백색가우시안 잡음을 뜻하며 다음과 같이 표현이 된다.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & h_2 \\ \vdots & h_1 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_L \\ h_L & h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & h_L & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & h_L & h_{L-1} & \dots & h_1 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r(1) \ r(2) \ \dots \ r(L) \ \dots \ r(N)]^T \\ \mathbf{x} &= [x(1) \ x(2) \ \dots \ x(L) \ \dots \ x(N)]^T \\ \mathbf{w} &= [w(1) \ w(2) \ \dots \ w(L) \ \dots \ w(N)]^T \end{aligned} \quad (4)$$

수신부는 주파수 영역에서의 등화를 위해 푸리에변환을 수행하게 된다.  $F$ 를 식(5)와 같이 정규화된 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, FFT)연산을 위한 N-by-N 정방행렬이라면  $I = F^H F$ 를 만족한다.

$$F(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{N}} \quad (5)$$

따라서 주파수 영역으로 변환된 수신신호는 식(6)과 같다.

$$\begin{aligned} R &= FTF^H F\mathbf{s} + F\mathbf{w} \\ &= H\mathbf{S} + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (6)$$

#### 3.2 선형보간 채널추정을 활용한 주파수영역 등화

OFDM의 경우, 채널등화는 주파수영역에서 이루어지더라도 채널추정은 시간영역과 주파수영역에서 이루어질 수 있으며 추정방법에 따라 통신성능이 달라진다<sup>[24]</sup>. OFDM의 주파수영역 등화 개념을 이용하는 SC-FDE도 채널추정의 정확성에 따라 영향을 받을 수 있다. 따라서 채널추정 오차에 따른 성능차이를 확인하기 위해 다음과 같은 두 가지 채널추정방법을 이용한다.

첫 번째, 주파수영역 최소자승(Least Square : LS) 추정방식이다. LS추정을 바탕으로 주파수 영역상에서의 채널특성은 채널을 통과한 신호와 파일럿신호간의 식으로 간략하게 표현될 수 있다<sup>[25]</sup>. 식(6)을 바탕으로 주파수 인덱스(index)  $k$ 에 해당하는 채널의 추정치는 다음과 같다.

$$\hat{H}(k) = R(k)/S(k) = H(k) + W(k)/S(k), \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (7)$$

두 번째, 시간영역 재귀최소자승(Recursive Least Square, RLS) 추정 방식이다. 채널을 통과한 수신신호와 파일럿 간의 오차 분산 값을 반복적으로 감소시키도록 동작하기 때문에 연산의 복잡도는 첫 번째 방법에 비해 증가한다. RLS는 추정오차 값과 시간적으로 변화하는 이득에 따라 채널의 추정 탭 계수가 갱신된다. RLS의 추정 탭 갱신 알고리즘을 정리하면 다음과 같다<sup>[26]</sup>.

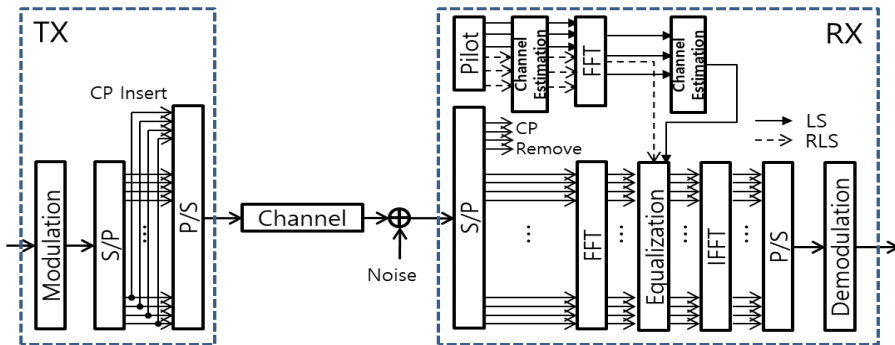


그림 2. SC-FDE 시스템 구조  
Fig. 2. SC-FDE system structure

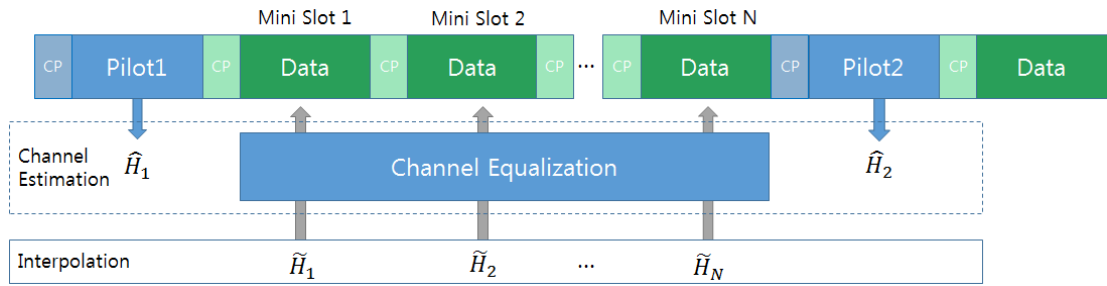


그림 3. 보간법 기반 채널등화  
Fig. 3. Channel equalization based on Interpolation

$$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) \tag{8}$$

$$\mathbf{k} = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^H(n)\boldsymbol{\pi}(n)}, \quad 0 < \lambda < 1 \tag{9}$$

$$e(n) = r(n) - \hat{\mathbf{h}}^H(n-1)\mathbf{u}(n) \tag{10}$$

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = \hat{\mathbf{h}}(n-1) + \hat{\mathbf{k}}(n)e^*(n) \tag{11}$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \tag{12}$$

$$\hat{\mathbf{h}}(0) = \mathbf{0}, \quad \mathbf{P}(0) = \delta^{-1}\mathbf{I} \tag{13}$$

$n$ 은 탭의 갱신횟수를 나타내며,  $\mathbf{k}$ 는 이득벡터,  $e$ 는 추정오차,  $\mathbf{P}$ 은 역상관 행렬,  $\mathbf{u}$ 는 탭 입력벡터로 파일럿 신호가 입력된다.  $r$ 은 수신신호,  $\hat{\mathbf{h}}$ 은 추정 탭 계수를 나타낸다. (13)식은 역상관 행렬과 추정 탭의 초기 값을 표현하며,  $\delta$ 는 임의의 상수,  $\mathbf{0}$ 과  $\mathbf{I}$ 는 각각  $\mathbf{0}$ 벡터와 단위행렬을 나타낸다. (11)식과 같은 최종 갱신이 완료된 채널 추정 탭은 아래와 같은 주파수 영역으로 변환된 후에 채널등화에 이용된다.

$$\hat{H}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{h}(m) e^{-\frac{2\pi i}{M} km}, \quad k = 0, \dots, M-1 \tag{14}$$

추정된 채널을 기반으로 MMSE를 통한 채널등화를 수행한다. 주파수영역에서 MMSE 등화기의 형태는 아래와 같은 수식으로 정리된다.

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k) \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + \sigma^2} \tag{15}$$

$Y$ 는 수신된 신호의 주파수 형태,  $\sigma$ 는 잡음,  $\hat{X}$ 는

등화기 출력을 뜻한다. 따라서  $\hat{X}$ 는 푸리에 역변환 (Inverse Fourier Transform)의 연산을 통해 시간영역의 수신신호로 변환되어 채널이 보상된 심볼이 된다.

일반적인 채널추정과 보상은 데이터구간의 앞단에 위치한 파일럿에서 채널특성을 선행적으로 추정하고, 그 동일한 추정치를 바탕으로 데이터구간에서 채널등화가 이루어진다. 하지만 통신플랫폼의 움직임으로 인한 도플러 효과는 채널의 시간적인 변화를 유발하며, 채널추정치와 데이터구간에서의 실제 채널 간에 생기는 오차로 채널등화가 제대로 이루어지지 못한다. 특히, 하나의 파일럿 슬롯(Pilot slot) 뒤에 연달아 정보 데이터가 존재할 경우엔 데이터 슬롯(Data slot)이 차지하는 시간이 길수록 오차 값이 커지기 때문에 통신 성능 열화도 심해진다.

그림 3은 데이터 구간에서의 채널특성을 보간법을 활용하여 추정하고, 서로 다른 추정치로 채널등화를 수행하는 방법을 나타낸 것이다. FFT 블록(Block)단위로 연산을 수행하기 위해 블록 크기만큼 파일럿과 데이터를 나누고, 데이터의 기본할당 단위로서 미니슬롯(Mini slot)이라 표현하였다. 미니슬롯이 연달아 존재할 경우, 데이터구간의 앞과 뒤에 각각 존재하는 파일럿 슬롯에서 위에서 언급한 LS 또는 RLS 방식 등을 이용해 각각의 채널특성  $\hat{H}_1$ 과  $\hat{H}_2$ 를 추정할 수 있다. 양쪽 추정치를 바탕으로 각 미니슬롯에 해당하는 채널추정 및 보상은 다음과 같은 수식으로 정리된다.

$$\tilde{H}_n(k) = \frac{(N-n+1)\hat{H}_1(k) + n\hat{H}_2(k)}{N+1}, \quad n = 1, \dots, N \tag{16}$$

$$\tilde{X}_n(k) = \frac{Y_n(k) \tilde{H}^*(k)}{|\tilde{H}_n(k)|^2 + \sigma_n^2} \tag{17}$$

(16)식은 n번째 미니슬롯의 채널추정치이며, (17)식은 채널등화기의 출력을 뜻한다. 잡음항  $\tilde{\sigma}_n^2$  또한 각 파일럿의 추정치를 (16)식에 동일하게 적용하여 구할 수 있다. 본 방법은 슬롯당 연산이 수행되므로 파일럿 사이에 할당되는 데이터 슬롯의 수가 작을수록 연산량이 줄어들고, 추정치가 정확해진다. 또한 도플러 확산과 반비례하는 채널의 상관시간보다 데이터 구간의 길이가 작아야 효과적인 채널추정이 가능하다.

#### IV. 모의실험 결과

채널추정방식에 따른 정확도가 통신성능에 미치는 영향과 채널의 변동성을 극복하기 위한 보간법 기반 채널등화기법의 성능 및 성능향상 요인을 알아보기 위해 모사한 공중-지상 채널을 바탕으로 모의실험을 진행하였다. 모의실험을 위한 시스템 파라미터는 표 2와 같다. UHF대역의 2MHz의 전송대역폭을 가정하여 8PSK로 변조를 하였다. 변조된 데이터 심볼은 FFT 블록 단위의 연산을 위한 미니슬롯당 256개가 할당되고, 파일럿도 동일한 길이를 갖도록 하였다. 파일럿 사이에 존재하는 데이터 구간은 채널의 변화에 영향을 받을 수 있도록 총 9개의 미니슬롯으로 구성(N=9)되었다. CP는 채널의 최대지연시간을 충분히 고려하여 각 미니슬롯당 마지막 24개의 심볼이 사용되도록 하였다.

먼저 채널추정방식에 따른 추정오차를 그림 4와 같이 확인해 보았다. 점선은 파일럿 구간에서의 실제 채널응답특성과 추정치와의 오차분산을 나타내는 것이며, 마름모 실선은 아홉 번째 미니슬롯의 채널응답특성과 파일럿을 통해 획득한 추정 값과의 오차분산을 표현한다. 파일럿 구간에서의 추정오차는 주파수 영역의 LS에 비해 시간영역 RLS가 더 작다는 것을 알 수

표 2. 시스템 파라미터  
Table 2. System parameter

Parameters	Value
Center Frequency Band	UHF
Bandwidth	2 MHz
Modulation	8 PSK
Data symbols per Slot	256
Pilot size per Slot	256
CP	24
FFT size	256
No. of Mini Slot	9

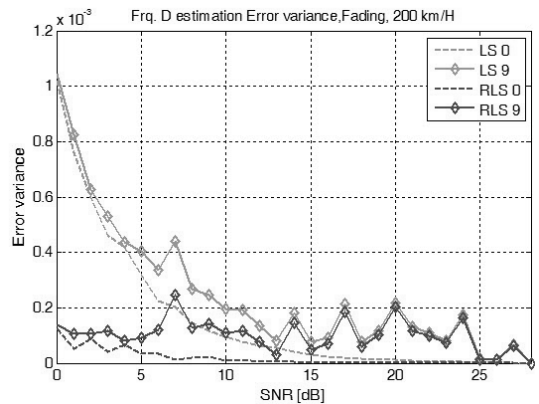


그림 4. 채널추정 오차분산  
Fig. 4. Channel Estimation error variance

있다. 시간영역 추정에는 채널의 최대 지연시간을 고려한 추정 탭이 이용되기 때문에 오직 추정 탭에 해당하는 잡음의 영향만 받게 된다. 반면에 주파수영역 추정은 FFT 크기만큼 파일럿 전반에 분포된 잡음의 영향을 받기 때문에 상대적으로 추정오차가 커지게 된다<sup>[24]</sup>. 이러한 추정오차는 신호 대 잡음비(Signal to Noise Ratio, SNR)가 커질수록 줄어드는 양상을 보인다. 하지만 아홉 번째 슬롯과의 추정오차는 SNR에 따라 감소되지 않으며 오히려 커지는 경우도 발생했다. 이것은 파일럿 구간과 데이터 구간과의 채널특성이 상이하여 더 이상 파일럿 구간의 추정치만을 이용한 채널등화가 어렵다는 사실을 반증한다. 하지만 전반적으로 RLS방식이 LS방식에 비해 추정오차 분산 값이 적었다.

다음은 보간법을 활용해 채널변화를 추적할 수 있는지 알아보고자 각 미니슬롯에 해당하는 주파수 영역에서의 채널응답을 그림 5와 같이 확인해 보았다. 그 결과, RLS추정을 기반으로 하면 9개 미니슬롯의 평균오차 분산 값이  $1.54 \times 10^{-7}$ 으로 LS추정의  $3.86 \times 10^{-7}$ 보다 작아 실제 채널과 더 유사한 추정이 가능했다. 비록 두 추정방식 간의 평균오차 분산 값이 다를지라도, 보간법을 활용함으로써 채널의 변화를 전반적으로 추적할 수 있음을 알 수 있다. 곧, 보간법을 활용하면 채널의 변화를 추적할 수 있고 올바른 채널등화와 함께 통신성능의 향상 가능성이 있다는 것이다.

채널추정방식 및 보간법 활용 유무에 따른 통신성능을 비교하기 위해서 SNR에 따른 채널부호화가 적용되지 않은 Uncoded BER로 확인한 결과, 그림 6과 같은 BER 성능을 보였다. 채널에 의한 성능변화를 관측하기 위해서 총 길이 9개의 미니슬롯 수신 데이터

를 바탕으로 첫 번째 미니슬롯에서 세 번째까지, 첫 번째에서 여섯 번째까지, 첫 번째에서 아홉 번째까지의 누적 BER 성능을 표현하였다. 마커(Marker)가 없는 실선은 첫 번째 미니슬롯까지의 BER을 나타내며, 원, 점, 마름모 마커는 각각 세 번째, 여섯 번째, 아홉 번째 미니슬롯까지의 누적 BER 성능을 나타낸 것이다. 본 결과를 분석하기 위해 BER  $10^{-4}$ 을 시스템 성능기준치로 가정한다.

파란 선들은 모든 슬롯에서의 이상적인 채널을 이용한 것으로 성능 비교의 기준이 되며 슬롯의 수와 상관없이 동일한 BER 성능을 보인다. 그림 6의 (a)는 통상적인 채널보상기법의 성능이며, (b)는 보간법을 이용한 채널보상기법의 성능이다. 통상적인 채널보상기법을 이용할 경우, 채널의 변화가 적은 첫 번째 슬

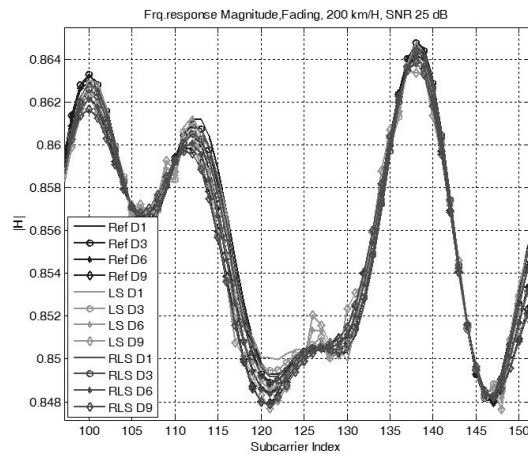
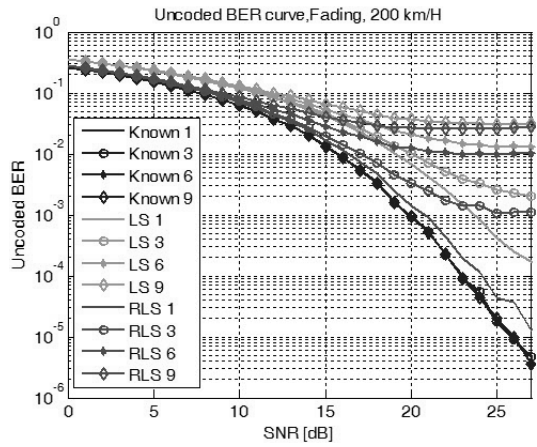
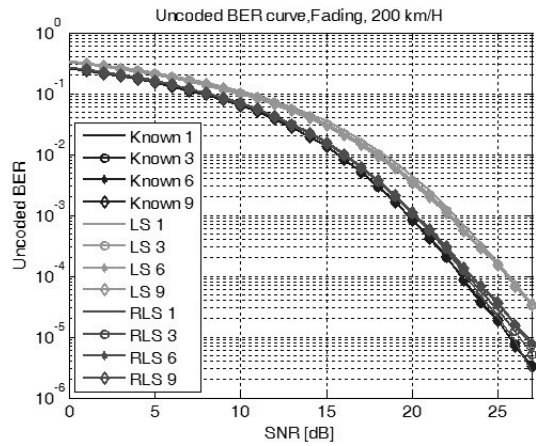


그림 5. 주파수영역 채널응답 비교  
Fig. 5. Frequency domain channel response comparison

롯까지의 성능을 제외하고 BER  $10^{-4}$ 이하의 성능을 보이지 못했다. 미니슬롯의 수에 비례하여 성능열화가 커졌으며, SNR과 상관없이 일정 BER로 유지되는 오류 플로어(Error Floor)가 관측되었다. 반면에 보간법을 이용한 채널등화를 이용하면 고려한 모든 경우에 대하여 BER  $10^{-4}$ 이하의 성능을 보였다. 첫 번째 슬롯만을 고려하면 RLS추정 경우에는 기존의 선형등화 방법보다 성능기준치에서 약 1dB 성능향상을 보였다. 그리고 성능열화가 가장 심했던 아홉 번째 슬롯까지 고려하면 LS추정의 경우, 보간법을 적용하지 않으면 기준치 이하의 성능을 보여주지 못하지만, 보간법을 적용한 경우에는 SNR 24dB 이상부터 성능기준을 만족하였다. LS와 RLS 추정방식에 따른 성능차이는 성능기준치에서 RLS추정이 2dB 이득으로 앞섰다.



(a)



(b)

그림 6. Uncoded BER 성능, (a) 기존방법, (b) 보간법을 활용한 방법  
Fig. 6. Uncoded BER performance, (a) Conventional method, (b) Interpolation method

## V. 결 론

본 논문은 이동하는 무인기와와의 통신링크를 유지하고 통신의 신뢰성을 확보하는 방안을 모색하기 위해서 보간법을 이용한 채널등화방법을 제안하였다. 이동하는 무인기를 가정하기 위해 다양한 공중-지상 채널 모델 중에서 L대역기반, 로키산맥 상공의 채널모델 연구를 바탕으로 7개의 다중경로를 가지는 채널을 모사하였다. 채널의 추정기법에 따른 추정오차, 보간법을 이용한 채널등화 기법에 따른 성능비교를 위해 모사된 공중-지상 채널 상에서 모의실험을 진행하였다. LS, RLS 추정기법에 따른 추정오차분산을 비교하였고, 각 미니슬롯에 해당하는 채널응답을 확인함으로써 제안한 방법을 이용하면 시간에 따라 변화하는 채널

특성을 적절하게 추적할 수 있음을 알 수 있었다. 그리고 SNR에 따른 Uncoded BER로 통신 성능을 비교한 결과, 기존의 등화방법을 이용할 경우에는 시스템 성능 기준인 BER  $10^{-4}$ 을 만족시키지 못하지만 보간법이 적용된 채널등화를 이용하면 성능 기준치를 만족하였다.

## References

- [1] Y. J. Ryu and J. M. Ahn, "Optimum elevation angle control of the receiving antenna for the long distance air-ground common data link," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 41, no. 11, pp. 1528-1538, Nov. 2016.
- [2] B. Canis, *Unmanned Aircraft System(UAS): Commercial Outlook for a New Industry*, Congressional Research Service, Washington, 2015.
- [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] 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.
- [5] B. S. Song, H. C. Lee, and S. B. Kim, "Mount location simulation of UHF-band Omni-Directional antenna for smart UAV," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 38C, no. 11, pp. 982-989, Nov. 2013.
- [6] N. Souto, R. Dinis, and J. C. Silva, "Impact of channel estimation errors on SC-FDE systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 5, pp. 1530-1540, May 2014.
- [7] A. Czylik, "Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 865-869, Phoenix, Arizona, USA, May 1997.
- [8] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [9] Y. R. Zheng and C. Xiao, "Channel estimation for frequency-domain equalization of single carrier broadband wireless communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 2, pp. 815-823, Feb. 2009.
- [10] N. Al-Dhahir, "Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, pp. 304-306, Jul. 2001.
- [11] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 1867-1875, Nov. 2005.
- [12] J. Coon, M. Sandell, M. Beach, and J. McGeehan, "Channel and noise variance estimation and tracking algorithms for unique-word based single carrier systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 1488-1496, Jun. 2006.
- [13] 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.
- [14] D. W. Matolak, "Air-ground channels and models: Comprehensive review and considerations for unmanned aircraft systems," in *Proc. IEEE Aerospace Conf.*, pp. 1-17, Montana, USA, Mar. 2012.
- [15] W. C. Vergara, J. L. Levatich, and W. C. Carroll, "VHF Air-Ground propagation far beyond the horizon and tropospheric stability," *IRE Trans. Antennas & Prop.*, pp. 608-621, Sept. 1962.
- [16] R. W. Sutton, E. H. Schroeder, A. D. Thompson, and S. G. Wilson, "Satellite-Aircraft multipath and ranging experiment results at L-band," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 21, no. 5, pp. 639-647, May 1973.
- [17] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, New



York, 2000.

[18] J. R. Child, "Air to Ground Propagation at 900 MHz," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, pp. 73-80, Boulder, Colorado, USA, May 1985.

[19] P. Hoehner and E. Haas, "Aeronautical channel modeling at VHF band," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, pp. 1961-1966, Amsterdam, Netherlands, Sept. 1999.

[20] Q. Feng, J. McGeehan, E. K. Tameh, and R. R. Nix, "Path loss models for air-to-ground radio channels in urban environments," in *Proc. IEEE Spring Veh. Tech. Conf.*, pp. 2901-2905, Melbourne, Australia, May 2006.

[21] J. Berger, "L-Band Channel Modeling," in *Proc. IEEE/AIAA Integrated Commun., Navig., & Surveillance Conf.*, Baltimore, MD, May 2006.

[22] J. Kunisch, I. de la Torre, A. Winkelman, M. Eube, and T. Fuss, "Wideband time-variant air-to-ground radio channel measurements at 5 GHz," in *Proc. 5th Eur. Conf. Ant. Propag.*, pp. 1386-1390, Rome, Italy, Apr. 2011.

[23] J. Proakis, *Digital Communications*, 4th Ed., McGraw-Hill, Boston, MA, 2010.

[24] Z. Cheng and D. Dahlhaus, "Time versus frequency domain channel estimation for OFDM systems with antenna arrays," in *Proc. Int. Conf. Sign. Proc.*, pp. 1340-1343, Beijing, China, Aug. 2002.

[25] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM system," in *Proc. IEEE 45th Veh. Tech Conf.*, pp. 815-819, Chicago, USA, Jul. 1995.

[26] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, 4th Ed., Prentice hall, New Jersey, 2001.

**황 찬 호 (Chan-Ho Hwang)**



2013년 8월 : 한국해양대학교  
전파공학과 졸업  
2015년 8월 : 한국해양대학교  
전파공학과 석사  
2016년~현재 : 국방과학연구소  
연구원  
<관심분야> 디지털 통신, 신호  
처리

**김 재 신 (Jaesin Kim)**



2008년 2월 : 고려대학교 전기  
전자전파공학부 졸업  
2010년 2월 : 고려대학교 전자  
전기공학과 석사  
2010년~현재 : 국방과학연구소  
선임연구원  
<관심분야> 디지털 통신, 신호  
처리

**류 영 재 (Young-Jae Ryu)**



2000년 2월 : 경북대학교 전자  
전기공학부 졸업  
2002년 2월 : 경북대학교 전자  
공학과 석사  
2002년~현재 : 국방과학연구소  
선임연구원  
<관심분야> 영상정보용 데이터  
링크, 디지털 신호처리