

OFDM 시스템을 위한 낮은 복잡도를 갖는 2-D MMSE 채널 추정 기법

준희원 김정인*, 정희원 장준희*, 종신회원 최형진*

A Low-Complexity 2-D MMSE Channel Estimation for OFDM Systems

Jung-In Kim* Associate Member, Jun-Hee Jang* Regular Member, Hyung-Jin Choi* Lifelong Member

요 약

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 2-D MMSE (2-Dimensional Minimum Mean Square Error) 채널 추정 기법은 주파수/시간 선택적 특성을 가지는 채널에서 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다. 하지만 2-D MMSE 채널 추정 방식은 주파수 축 뿐만 아니라 시간 축 까지 고려하기 때문에 행렬 크기가 커지고, 이로 인해 인해 복잡도가 크게 증가한다는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 1-D MMSE 채널 추정 구조를 기반으로 가중치 합을 이용하여 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식보다 낮은 복잡도를 갖는 방식을 제안한다. 뿐만 아니라 2-D MMSE 채널 추정을 적용하기 위해 필요한 파라미터인 RMS 지연 확산과 도플러 주파수를 추정하는 기법을 고려한다. 성능 검증 결과 제안하는 방식은 기존의 2-D MMSE 방식에 비해서 복잡도를 크게 줄일 수 있을 뿐만 아니라, 2-D MMSE 채널 추정 방법과 유사한 성능을 나타내는 것을 확인하였다.

Key Words : OFDM, 2-D MMSE channel estimation, RMS delay spread estimation, Doppler frequency estimation, low-complexity

ABSTRACT

For OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems, 2-D MMSE (2-Dimensional Minimum Mean Square Error) channel estimation provides optimal performance in frequency/time selective fading channel environment. However, the 2-D MMSE channel estimation has high computational complexity due to the large matrix size, because the 2-D MMSE channel estimation considers time as well as frequency axis for channel estimation. To reduce the computational complexity, we propose a modified 2-D MMSE channel estimator which is based on 1-D MMSE channel estimation with weighted sum. Furthermore, we consider RMS delay spread and Doppler frequency estimation for 2-D MMSE channel estimation. We show that the proposed method can significantly reduce computational complexity as well as that it can perform close to 2-D MMSE channel estimation.

I. 서 론

OFDM 전송방식은 전체 전송대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 전송하는 방식으로, 보호

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-(C1090-1011-0005))

* 성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템 연구실 ({kji511, hellojih, hjchoi}@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-12-626, 접수일자 : 2010년 12월 24일, 최종논문접수일자 : 2011년 4월 25일

구간을 연속된 두 OFDM 심볼 사이에 삽입하여 ISI (Inter Symbol Interference) 및 채널간 간섭을 제거할 수 있기 때문에 등화기의 구조가 매우 간단해지는 장점이 있다. 따라서 OFDM은 DVB (Digital Video Broadcasting), IEEE 802.11 a/g WLAN (Wireless Local Area Network), IEEE 802.16 a/e WMAN (Wireless Metropolitan Area Network), 그리고 3GPP LTE (Long Term Evolution) 시스템의 하향링크 전송 방식과 같이 고속의 전송시스템의 표준안으로 채택되었다^[1,2].

OFDM 시스템에서 채널 추정용은 시스템의 성능 향상을 위한 coherent 복조를 위해 사용되어 왔고, PSA (Pilot-Symbol-Aided) 채널 추정 방식이 널리 사용되고 있다^[3]. PSA 채널 추정 방식은 송수신단이 모두 알고 있는 파일럿 신호를 사용하며, 이 파일럿 심볼의 선형 조합을 통해 채널을 추정하는 기법이다. PSA 채널 추정 기법 중 2-D MMSE (2-Dimensional Minimum Mean Square Error) 채널 추정은 주파수/시간 선택적 페이딩 특성을 가지는 채널에서 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다^[4-7].

하지만 2-D MMSE 채널 추정 방법은 채널 상관 함수를 구하기 위해서 PDP (Power Delay Profile), 도플러 주파수 등의 채널 정보가 요구되고, 수신기는 이러한 채널 정보를 정확히 얻기가 어렵다는 문제점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 RMS 지연 확산으로 채널의 PDP를 근사화한 채널 상관 함수와 RMS 지연 확산을 추정하는 방법이 제안되었다^[9]. 그러나 이 방식은 1-D MMSE 채널 추정을 위한 주파수 도메인 상관 함수만을 고려하였기 때문에 본 논문에서는 RMS 지연 확산뿐만 아니라 도플러 주파수 추정을 포함한 2-D MMSE 채널 추정 구조를 고려한다. 2-D MMSE 채널 추정 기법의 경우 최적의 성능을 나타내지만, 주파수 축 뿐만 아니라 시간 축 까지 고려하기 때문에 연산량 및 요구되는 메모리의 크기가 크게 증가한다는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 1-D MMSE 채널 추정 구조를 기반으로 가중치 합을 이용하여 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식보다 낮은 복잡도를 갖는 방식을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II 장에서는 무선 채널 모델과 파일럿 심볼 기반의 OFDM 시스템을 간략히 설명하였으며, III 장과 IV 장에서는 각각 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식과 이를 위한 RMS 지연 확산 및 도플러 주파수 추정 방식을 기술한다. V 장에서는 제안하는 채널 추정 기법을 소개하

며, VI 장에서는 다양한 환경에서 성능 비교 분석을 통해 제안된 방식의 우수성을 입증한다. 마지막으로 VII 장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

2.1 채널 모델

기저대역 채널 임펄스 응답은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t, \tau) = \sum_l \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

여기서 π , $\alpha_l(t)$ 는 각각 l 번째 패스의 지연과 그에 따른 복소 진폭을 의미한다. 또한 이동체 속도에 의해 $\alpha_l(t)$ 는 wide-sense stationary 협대역 Gaussian 프로세스이며, 각각의 패스는 서로 독립적이고 $E[|\alpha_l(t)|^2] = \sigma_l^2$ 이다. 본 논문에서는 모든 패스 전력의 합은 1로 가정한다($\sum_l \sigma_l^2 = 1$).

채널 주파수 응답은 식 (1)의 푸리에 변환을 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H(t, f) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l} \quad (2)$$

OFDM 심볼 길이가 T_{sym} 이고 부반송파 간격이 Δf 일 때, m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파의 채널 주파수 응답은 다음과 같다.

$$H[m, k] \triangleq H(mT_{sym}, k\Delta f) = \sum_l \alpha_l(mT_{sym}) e^{-j2\pi k \Delta f \tau_l} \quad (3)$$

서로 다른 OFDM 심볼과 부반송파 간에 채널 주파수 응답의 상관 함수는 다음과 같이 시간 영역 상관 함수 $R_t(\Delta m)$ 와 주파수 영역 상관 함수 $R_f(\Delta k)$ 의 곱으로 나타낼 수 있다^[8].

$$\begin{aligned} R_H(\Delta m, \Delta k) &\triangleq E[H[m + \Delta m, k + \Delta k] H^*[m, k]] \\ &= R_t(\Delta m) R_f(\Delta k) \end{aligned} \quad (4)$$

도플러 주파수에 의존적인 $R_t(\Delta m)$ 와 다중경로 지연 확산에 의존적인 $R_f(\Delta k)$ 는 다음과 같다.

$$R_t(\Delta m) = J_0(2\pi f_d T_{sym} \Delta m) \quad (5)$$

$$R_f(\Delta k) = \sum_l \sigma_l^2 e^{-j2\pi\Delta k\Delta f\tau_l} \quad (6)$$

여기서 $J_0(\cdot)$ 는 1종 0차 Bessel 함수를 의미하고, f_d 는 최대 도플러 주파수를 나타낸다.

2.2 파일럿 심볼 기반의 OFDM 시스템

그림 1은 파일럿 심볼 기반의 OFDM 시스템 블록도를 나타낸다. 송신단에서는 데이터와 파일럿을 주파수 영역에서 멀티플렉싱하여 IDFT를 수행하고, 보호구간을 삽입하여 시간영역 신호를 송신한다. 시변 다중경로 페이딩 채널과 AWGN에 의해 왜곡된 OFDM 수신 신호는 보호구간 제거 및 DFT를 거쳐서 주파수 영역 신호로 변환되며, 파일럿 심볼 기반의 채널 추정 및 보상 과정 후에 송신 신호를 검출한다^[3].

OFDM 시스템은 데이터와 파일럿 심볼의 병렬 전송을 위해 K 개의 부반송파를 이용한다. 전송 신호의 m 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파를 $X[m,k]$ 라 할 때, 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$Y[m,k] = H[m,k]X[m,k] + W[m,k] \quad (7)$$

여기서 $W[m,k]$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 의미한다.

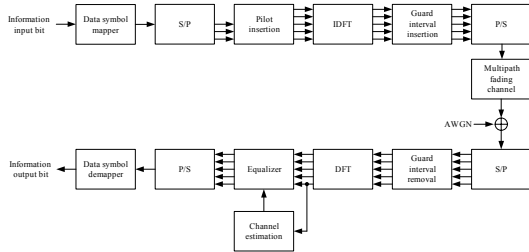


그림 1. 파일럿 심볼 기반의 OFDM 시스템

III. 2-D MMSE 채널 추정

채널 추정을 위해 사용되는 파일럿 신호는 그 배치에 따라 comb, block, lattice 구조가 있으며, 본 논문에서는 그림 2와 같이 lattice 구조를 갖는 파일럿 패턴을 기반으로 2-D MMSE 채널 추정 기법을 분석한다. 그림 2는 3GPP LTE (Long Term Evolution) 시스템의 cell-specific reference signal (CRS) 파일럿 패턴이다. 2-D MMSE 채널 추정기는 N_p 개의 파일럿 심볼을 이용하여 $B_t \times B_f$ 개의 채널 주파수 응답을 추정

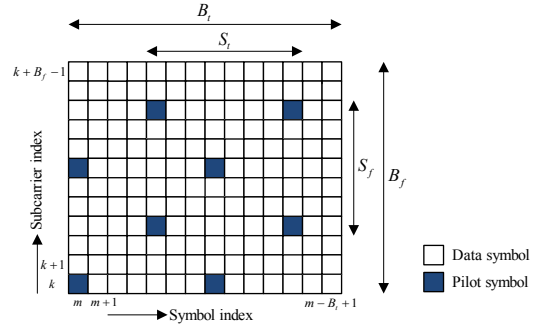


그림 2. 2-D MMSE 채널 추정을 위한 파일럿 패턴 ($B_t=14, B_f=12, S_t=7, S_f=6, N_p=8$)

한다. 그림 2에서 B_t 와 B_f 는 각각 하나의 추정 블록을 구성하는 OFDM 심볼 수와 부반송파 수를 의미하고, S_t 와 S_f 는 각각 시간축, 주파수축에서의 파일럿 간격을 나타낸다. 2-D MMSE 채널 추정기로부터 추정된 채널은 $(B_t B_f) \times 1$ 크기의 열벡터 \mathbf{H} 로 나타낼 수 있다^[6].

$$\mathbf{H} = [H[m,k], \dots, H[m+B_t-1, k+B_f-1]]^T \quad (8)$$

$N_p \times 1$ 크기의 열 벡터 $\hat{\mathbf{p}}$ 은 파일럿 심볼에 LS (Least Square) 알고리즘을 적용하여 추정된 채널 벡터를 의미하며 다음과 같이 나타낸다.

$$\hat{\mathbf{p}} = [\hat{H}_{LS}^1[m,k], \hat{H}_{LS}^2[m,k], \dots, \hat{H}_{LS}^{N_p}[m,k]]^T, \quad (9)$$

$m, k \in S_p$: set of pilot symbol

$$\hat{H}_{LS}^i[m,k] = \frac{Y[m,k]}{X[m,k]}, \quad m, k \in S_p : \text{set of pilot symbol} \quad (10)$$

파일럿 심볼을 이용하는 2-D MMSE 채널 추정은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{HP} (\mathbf{R}_{PP} + \sigma_w^2 \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (11)$$

여기서 $\mathbf{R}_{HP} = E[\mathbf{H}\mathbf{P}^H]$ 는 \mathbf{H} 와 파일럿 심볼 추정값 $\hat{\mathbf{p}}$ 의 상호상관행렬 (cross-correlation matrix) 이고, $\mathbf{R}_{PP} = E[\mathbf{P}\mathbf{P}^H]$ 는 파일럿 심볼 추정값 $\hat{\mathbf{p}}$ 의 자기상관행렬 (auto-correlation matrix) 를 의미한다. 채널 주파수 응답의 상관행렬 \mathbf{R}_{HP} 와 \mathbf{R}_{PP} 는 각각 $(B_t B_f) \times N_p, N_p \times N_p$ 크기의 행렬이며, 식 (4)와 같이 표현되는 채널의 상관 함수로부터 계산될 수 있다. 또한 \mathbf{I} 는 $N_p \times N_p$ 크기의 단위행렬을 의미한다.

2-D MMSE 채널 추정기가 안정적으로 동작 하기 위해서는 R_{HP} , R_{PP} , 그리고 σ_w^2 등의 채널 정보가 필요하다. 일반적으로 σ_w^2 의 추정은 보호대역의 부반송파를 이용하기 때문에 문제가 되지 않지만, R_{HP} 와 R_{PP} 의 추정은 시변 채널에서 이용 가능한 파일럿의 수가 작기 때문에 문제가 된다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해서 exponential PDP (Power Delay Profile)를 가정한 mismatched MMSE 채널 추정 방식을 사용하며, 채널 상관 함수는 다음과 같다^[9].

$$\tilde{R}_H(\Delta m, \Delta k) = \frac{J_0(2\pi f_d T_{sym} \Delta m)}{1 + j2\pi\tau_{rms} \Delta k / N}, \text{ where } \tau_{rms} = \frac{\tilde{\tau}_{rms}}{T_s} \quad (12)$$

여기서 τ_{rms} 는 시스템의 샘플링 주기 $T_s(=1/f_s)$ 로 정규화한 RMS 지연 확산을 의미하고, $\tilde{\tau}_{rms}$ 는 채널의 절대적인 RMS 지연 확산을 의미한다.

IV. 채널 변수 추정을 고려한 2-D MMSE 채널 추정

2-D MMSE 채널 추정 기법은 채널 상관 함수를 구하기 위해서 PDP, 도플러 주파수 등의 채널 정보가 요구되고, 수신기는 이러한 채널 정보를 정확히 얻기가 어렵다는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 RMS지연 확산으로 채널의 PDP를 근사화한 채널 상관 함수를 사용하며, 파일럿 심볼을 이용하여 주파수 도메인에서 수행할 수 있는 RMS 지연 확산과 도플러 주파수 추정을 포함한 2-D MMSE 채널 추정 구조를 고려한다. 그림 3의 2-D MMSE 채널 추정 기법은 먼저 파일럿 심볼을 이용하여 LS 채널 추정을 수행하고, 파일럿으로부터 추정된 채널 주파수 응답을 이용하여 RMS 지연 확산 추정과 도플러 주파수 추정을 수행하는 방식이다.

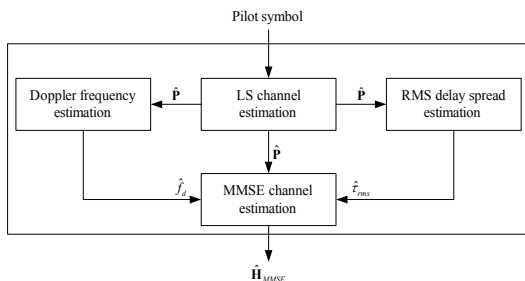


그림 3. 채널 변수 추정을 고려한 2-D MMSE 채널 추정 구조

4.1 RMS 지연 확산 추정

그림 4는 RMS 지연 확산 추정 과정을 나타내며, 이 방식은 주파수 도메인에서 파일럿 심볼을 이용하여 RMS 지연 확산을 추정하며 비교적 복잡도가 낮은 방식이다.

잡음 전력을 고려한 파일럿 심볼로부터 추정된 채널 주파수 응답의 평균 전력 R_0 와 파일럿 심볼로부터 추정된 채널 주파수 응답간의 상관값의 평균인 R_1 을 다음과 같이 정의한다.

$$R_0 = \left\langle \left| \hat{H}_{LS}[m, k] \right|^2 \right\rangle_p - \sigma_w^2 \quad (13)$$

$$R_1 = \left\langle \hat{H}_{LS}[m, k + S_f] \hat{H}_{LS}^*[m, k] \right\rangle_p \quad (14)$$

여기서 $\langle \cdot \rangle_p$ 은 하나의 추정 블록 내에서 파일럿 심볼의 전력값 또는 상관값에 대한 평균을 의미하고, R_1 의 경우 그림 4와 같이 주파수 축으로 상관을 취하여 계산한다. 식 (15), (16)은 추정 블록 간의 평균을 의미한다.

$$\bar{R}_0 = \frac{1}{N_{avg}} \sum_{i=0}^{N_{avg}-1} R_0 \quad (15)$$

$$\bar{R}_1 = \frac{1}{N_{avg}} \sum_{i=0}^{N_{avg}-1} R_1 \quad (16)$$

여기서 N_{avg} 는 RMS 지연 확산을 추정하는데 이용된 추정 블록의 개수를 의미한다. 최종적으로 RMS 지연 확산 추정은 다음과 같다^[9].

$$\hat{\tau}_{rms} = \frac{N}{2\pi S_f} \sqrt{2 \left[1 - \frac{|\bar{R}_1|}{\bar{R}_0} \right]} \quad (17)$$

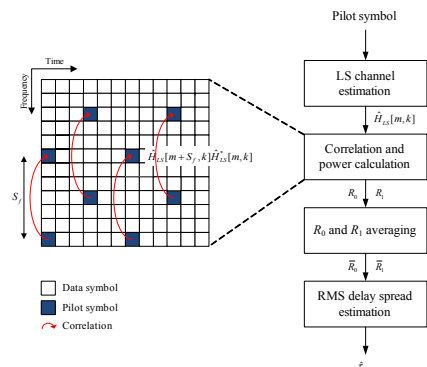


그림 4. RMS 지연 확산 추정 블록도

4.2 도플러 주파수 추정

도플러 주파수 추정 방법은 Bessel 함수의 근사화를 기반으로 하며, 잡음이 포함된 채널 주파수 응답으로부터 간단하게 도플러 주파수를 추정할 수 있는 방식이다.

그림 5는 도플러 주파수 추정 과정을 나타내며, 잡음 전력을 고려한 파일럿 심볼로부터 추정된 채널 주파수 응답의 평균 전력 R_0 와 파일럿 심볼로부터 추정된 채널 주파수 응답간의 상관값의 평균인 R_2 는 각각 식 (13), (18)과 같이 정의한다.

$$R_2 = \left\langle \hat{H}_{LS}[m+S_t, k] \hat{H}_{LS}^*[m, k] \right\rangle_p \quad (18)$$

여기서 R_2 는 그림 5와 같이 시간 축으로 상관을 취하여 계산하며, 식 (19), (20)은 추정 블록 간의 평균을 의미한다.

$$\bar{R}_0 = \frac{1}{N'_{avg}} \sum_{i=0}^{N'_{avg}-1} R_0 \quad (19)$$

$$\bar{R}_2 = \frac{1}{N'_{avg}} \sum_{i=0}^{N'_{avg}-1} R_2 \quad (20)$$

여기서 N'_{avg} 는 도플러 주파수를 추정하는 이용된 추정 블록의 개수를 의미한다. 또한 R_2 의 통계적인 특성은 1종 0차 Bessel 함수로 표현되며, 식 (21)과 같이 근사화가 가능하다^[7].

$$\begin{aligned} E[H[m+S_t, k]H^*[m, k]] \\ = J_0(2\pi f_d T_{sym} S_t) \\ \approx 1 - \frac{(2\pi f_d T_{sym} S_t)^2}{4}, \text{ if } 2\pi f_d T_{sym} S_t \ll 1 \end{aligned} \quad (21)$$

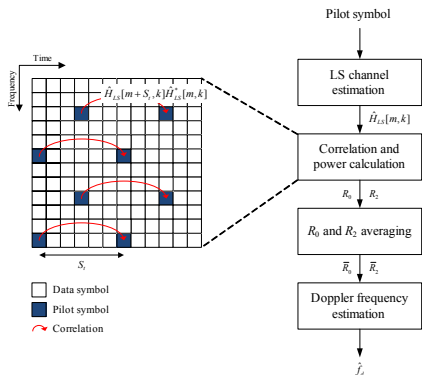


그림 5. 도플러 주파수 추정 블록도

식 (21)의 역함수를 이용하면 다음과 같이 도플러 주파수를 추정할 수 있다.

$$\hat{f}_d = \frac{1}{\pi T_{sym} S_t} \sqrt{\left| 1 - \frac{\bar{R}_2}{\bar{R}_0} \right|} \quad (22)$$

V. 제안하는 MMSE 채널 추정 기법

2-D MMSE 채널 추정 기법은 주파수/시간 선택적 특성을 가지는 채널에서 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있지만 복잡도가 매우 크다는 문제점이 있다. 본 장에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 1-D MMSE 채널 추정 구조를 기반으로 가중치 합을 이용하여 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식보다 낮은 복잡도를 갖는 방식을 제안한다.

그림 6은 제안하는 MMSE 채널 추정 과정을 나타낸다. 먼저 파일럿 심볼에 LS 알고리즘을 적용하여 $(N_p/N_{ID}) \times 1$ 크기의 열 벡터 $\hat{\mathbf{p}}'$ 을 추정한다. 여기서 N_{ID} 는 추정 블록 내에서 1-D MMSE 채널 추정을 수행하는 횟수이다. 그리고 나서 i 번째 1-D MMSE 채널 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{1D}^i = \mathbf{R}'_{HP} (\mathbf{R}'_{PP} + \sigma_w^2 \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{p}}' \quad (23)$$

여기서 \mathbf{R}'_{HP} 와 \mathbf{R}'_{PP} 는 주파수 영역 상관함수 $R(\Delta k)$ 로부터 구할 수 있으며, \mathbf{I} 는 $(N_p/N_{ID}) \times (N_p/N_{ID})$ 크기의 단위행렬을 의미한다. 1-D MMSE 채널 추정으로부터 추정된 채널 주파수 응답은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{1D} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{1D}^1 & \hat{\mathbf{H}}_{1D}^2 & \cdots & \hat{\mathbf{H}}_{1D}^{N_{ID}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{H}_{1D}^1[k+B_f-1] & \cdots & \hat{H}_{1D}^{N_{ID}}[k+B_f-1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{H}_{1D}^1[k] & \cdots & \hat{H}_{1D}^{N_{ID}}[k] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

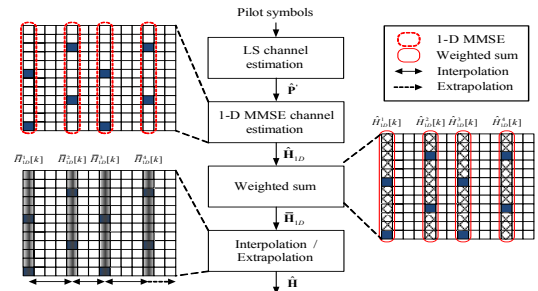


그림 6. 제안하는 MMSE 채널 추정 블록도

1-D MMSE 채널 추정 이후 수행되는 가중치 합은 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{H}}_{1D} = \hat{\mathbf{H}}_{1D} \mathbf{W}, \text{ where } \mathbf{W} = \mathbf{R}_t (\mathbf{R}_t + \sigma^2 \mathbf{I}^{-1})^{-1} \quad (25)$$

여기서 \mathbf{I}^{-1} 는 $N_{1D} \times N_{1D}$ 크기의 단위행렬을 의미한다. \mathbf{W} 는 MMSE 채널 추정 이론식을 기반으로 하며, 시간 영역 상관함수 $R_t(\Delta m)$ 를 이용하여 가중치 벡터를 구할 수 있다. 식 (26)은 그림 2의 파일럿 패턴에 대한 \mathbf{R}_t 의 예를 보여준다.

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} R_t(0) & R_t(-4) & R_t(-7) & R_t(-11) \\ R_t(4) & R_t(0) & R_t(-3) & R_t(-7) \\ R_t(7) & R_t(3) & R_t(0) & R_t(-4) \\ R_t(11) & R_t(7) & R_t(4) & R_t(0) \end{bmatrix} \quad (26)$$

마지막으로 추정 블록의 채널 주파수 응답 $\hat{\mathbf{H}}$ 은 그림 6에서와 같이 시간축으로 linear interpolation 및 extrapolation을 수행하여 얻을 수 있다.

표 1은 제안된 방식과 기존 방식의 복잡도를 비교한 것이다. 본 논문에서는 각 알고리즘에 대하여 채널 추정을 위해 요구되는 복소 곱 연산수를 복잡도 비교 척도로 이용하였다. 표 1로부터 알 수 있듯이 제안하는 방식은 1-D MMSE 채널 추정 구조를 기반으로 하기 때문에 기존의 2-D MMSE 방식보다 복잡도를 크게 줄일 수 있다는 장점이 있다.

표 1. 복소 곱 연산 수 비교

Method / Operation	2-D MMSE	Proposed	1-D MMSE
MMSE filtering	$B_f B_f (N_p)^2 + B_f B_f N_p + (N_p)^3$	$\begin{pmatrix} B_f (N_p / N_{1D})^2 \\ N_{1D} + B_f (N_p / N_{1D}) \\ + (N_p / N_{1D})^3 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} B_f (N_p / N_{1D})^2 \\ N_{1D} + B_f (N_p / N_{1D}) \\ + (N_p / N_{1D})^3 \end{pmatrix}$
Weighted sum	-	$2(N_{1D})^3 + B_f (N_{1D})^2$	-
Linear interpolation	-	$2(B_f - N_{1D})B_f$	$2(B_f - N_{1D})B_f$
Total	12608	880	560

*Total denotes the number of complex multiplication that is calculated by $B_f=14$, $B_f=12$, $N_p=8$, and $N_{1D}=4$.

VI. 컴퓨터 모의실험 및 결과

본 장에서는 앞서 제시한 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식과 제안된 방식에 대한 성능 분석을 수행한다. 컴퓨터 모의실험은 3GPP LTE 시스템을 기반으로 수행되었으며, 이를 위한 모의실험 파라미터는 표 2에

표 2. 컴퓨터 모의실험 파라미터

Parameters	Value
Center frequency (f_c)	2.6 GHz
Sampling frequency (f_s)	7.68 MHz
Bandwidth	5 MHz
FFT size (N)	512
Used subcarrier	301
Subcarrier spacing (Δ)	15 kHz
Guard interval	Normal cyclic-prefix
Channel model	Extended Vehicular A Extended Typical Urban
Pilot symbol	Random sequence modulated by QPSK
Pilot pattern	Cell-specific reference signal (CRS)

나타내었다^[10,11].

그림 7, 8은 각각 N_{avg} 에 따른 RMS 지연 확산 추정과 N'_{avg} 에 따른 도플러 주파수 추정 RMSE (Root Mean Square Error) 성능을 나타낸다. 일반적인 수신 SNR인 10~20dB 환경을 고려하였으며, EVA 70Hz 채널 환경에서 성능 평가를 수행하였다. EVA 채널 모델의 경우 샘플링 주기 T_s 로 정규화한 RMS 지연 확산은 2.7 샘플이다. 그림에서 보듯이 RMS 지연 확산과 도플러 주파수 추정 모두 $N_{avg}=N'_{avg}=20$ 이상에서 error floor가 발생하는 것을 확인 할 수 있다. 따라서

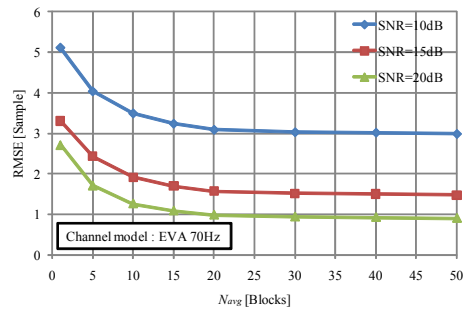


그림 7. N_{avg} 에 따른 RMS 지연 확산 추정 RMSE 성능

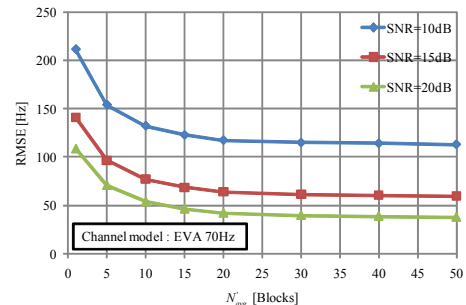


그림 8. N'_{avg} 에 따른 도플러 주파수 추정 RMSE 성능

본 논문에서는 제안된 방식의 채널 추정 성능 평가를 위해서 $N_{avg}=N'_{avg}=20$ 으로 설정한다.

그림 9, 10은 각각 SNR에 따른 RMS 지연 확산 추정과 도플러 주파수 추정 mean 성능을 나타낸다. 여기서 $N_{avg}=N'_{avg}=20$ 이며, ETU 채널 모델의 경우 T_s 로 정규화한 RMS 지연 확산은 7.54 샘플이다. SNR이 증가함에 따라서 RMS 지연 확산 추정과 도플러 주파수 추정의 mean은 'Ideal'에 근접하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 ETU 채널 모델의 경우 SNR=20dB 이상에서도 RMS 지연 확산 추정값의 mean이 'Ideal'과 1 샘플 오차가 발생하는데, 그 이유는 ETU 채널 모델의 최대 지연 확산이 normal CP 길이보다 길기 때문에 발생하는 ISI (Inter Symbol Interference)의 영향으로 분석된다. 또한 도플러 주파수 추정의 경우 300Hz인 경우가 70Hz인 경우보다 잡음에 덜 민감한 경향을 보이는데, 이는 Bessel함수의 비선형 특성 때문이다.

그림 11~12는 채널 변수 추정을 고려한 2-D MMSE 채널 추정 MSE (Mean Square Error) 성능을 나타낸다. 각 그림에서 'Known parameters'는 채널의 PDP와 도플러 주파수를 이상적으로 알고 있는 경우를 나타낸다. 채널 변수 추정을 고려한 2-D MMSE 채널 추정은 $N_{avg}=N'_{avg}=1$ 인 경우에는 채널 변수 추정 오류로 인한 채널 추정 성능 열화가 크게 나타나지만,

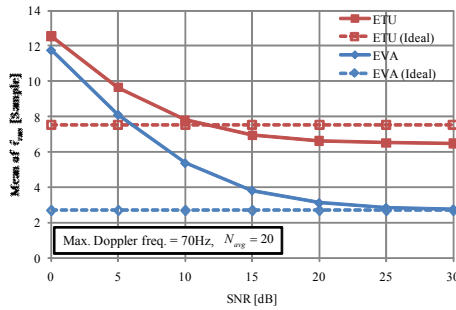


그림 9. RMS delay spread 추정 mean 성능

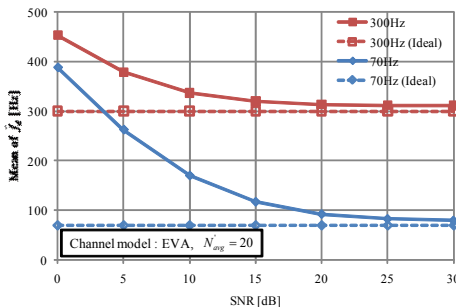


그림 10. 도플러 주파수 추정 mean 성능

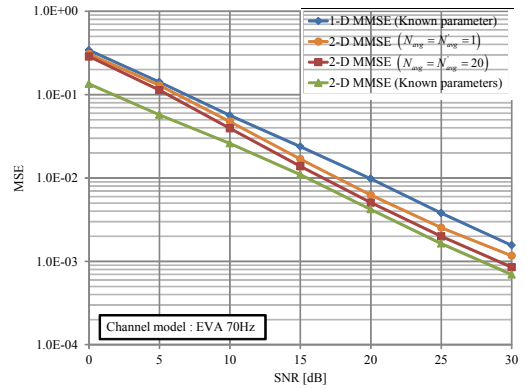


그림 11. 채널 변수 추정을 고려한 2-D MMSE 채널 추정 MSE 성능 (EVA 70Hz)

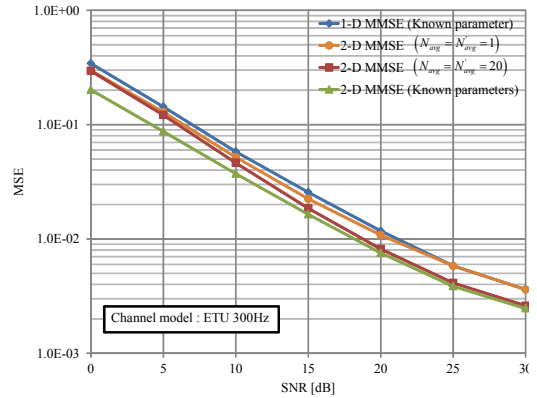


그림 12. 채널 변수 추정을 고려한 2-D MMSE 채널 추정 MSE 성능 (EVA 300Hz)

$N_{avg}=N'_{avg}=20$ 인 경우에는 비교적 안정적인 채널 추정 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

그림 13~14는 제안된 방식의 채널 추정 MSE 성능을 나타낸다. 각 그림에서 'Est. parameters'는 4장의

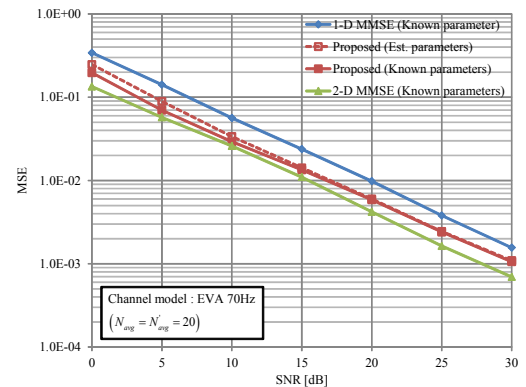


그림 13. 제안된 방식의 채널 추정 MSE 성능 (EVA 70Hz)

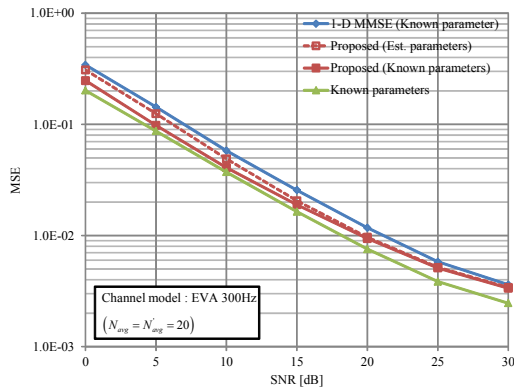


그림 14. 제안된 방식의 채널 추정 MSE 성능 (EVA 300Hz)

RMS delay spread 와 도플러 주파수 추정 알고리즘을 적용한 것을 의미한다. 여기서 채널 변수 추정을 위한 N_{avg} 와 N'_{avg} 는 20으로 설정하였다. 제안된 방식은 SNR 5~15dB 사이에서 2-D MMSE 채널 추정 방식과 1dB 이내로 근접하는 성능을 나타낸다. 즉 제안된 방식은 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식에 비해 낮은 복잡도를 가지면서 이에 근접한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 또한 채널 변수 추정을 고려하더라도 SNR=10dB 이상에서는 ‘Known parameters’와 근접한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

VII. 결 론

본 논문에서는 2-D MMSE 채널 추정을 적용하기 위해 필요한 파라미터인 RMS 지연 확산과 도플러 주파수를 추정하는 기법을 고려하였다. 뿐만 아니라 기존의 2-D MMSE 채널 추정 방식이 갖는 높은 복잡도 문제를 개선하기 위해, 1-D MMSE 채널 추정구조를 기반으로 가중치 합을 이용하는 방식을 제안하였다. 다양한 환경에서의 성능 비교 분석을 통해 제안된 방식이 기존의 2-D MMSE 채널 추정 기법보다 낮은 복잡도를 가지면서 우수한 성능을 나타내는 것을 입증하였다

참 고 문 헌

[1] R. van Nee, R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000.
 [2] M. Engels, Wireless OFDM Systems: How to Make Them Work, Kluwer Academic

Publishers, Dordrecht, 2002.
 [3] T. D. Chiueh, P. Y. Tsai, OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications, John Wiley & Sons, 2007.
 [4] P. Hoeher, S. Kaiser, and P. Robertson, “Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering,” IEEE ICASSP, Vol.3, pp.1845-1848, Apr. 1997.
 [5] R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, and P. O. Borjesson, “An analysis of two-dimensional pilot-symbol assisted modulation for OFDM,” in Proc. IEEE. ICPWC’97, pp.71-74, Dec. 1997.
 [6] W. G. Jeon, K. H. Paik, and Y. S. Cho, “Two-dimensional MMSE channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity,” IEEE VTC Fall, Vol.3, pp.1682-1685, Oct. 2001.
 [7] L. Hanzo, M. Munster, B.J. Choi, T. Keller, OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting, John-Wiley and IEEE Press, 2003.
 [8] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, “Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels,” IEEE Trans. Commun., Vol.46, pp.902-915, July 1998.
 [9] K. C. Hung and D. W. Lin, “Pilot-based LMMSE channel estimation for OFDM systems with power-delay profile approximation,” IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.59, pp.150-159, Jan. 2010.
 [10] 3GPP TS 36.211 v9.1.0, “3rd generation partnership project; Technique specification group radio access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channel and Modulation,” Tech. spec., Mar. 2010.
 [11] 3GPP TS 36.101 v9.2.0, “3rd generation partnership project; Technique specification group radio access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception,” Tech. spec., Dec. 2009.

김 정 인 (Jung-In Kim)

준회원



2009년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2011년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
<관심분야> 무선 및 이동 통신, 모뎀 동기 기술, OFDM, LTE

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
1976년 3월~1979년 7월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
1979년 9월~1982년 12월 미국 Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)
1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술

장 준 희 (Jun-Hee Jang)

정회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사 과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, 모뎀 동기 기술