

MIMO-OFDM에서 효율적인 채널 추적 방식

종신회원 전 형 구*, 정회원 김 경 수**, 안 지 환**, Erchin Serpedin**

An Efficient Channel Tracking Method in MIMO-OFDM Systems

Hyoung-Goo Jeon* *Lifelong Member*,
KyoungSoo Kim**, JiWhan Ahn**, Erchin Serpedin** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 다중 경로 레이리 페이딩 시변 채널 환경의 Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) 시스템에서 효율적으로 채널 변화를 추적할 수 있는 채널 추적 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 시변 채널에 대응할 수 있도록 블라인드 채널 예측기를 설계하였다. 또한 주파수 영역 채널 추정이 Minimum Mean Square Error (MMSE) 시간영역 채널 추정과 결합되어 있으며 이 방식은 매 OFDM 심벌마다 역행렬을 계산할 필요가 없다는 장점이 있다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안된 방식은 기존의 Li방식[4] 보다 성능이 우수함을 보였다. 도플러 주파수 100Hz 및 10-4 BER에서 E_b/N_0 이득이 약 2.5 dB 정도 되었다. 도플러 주파수가 200Hz일 때 그 성능의 차이는 더욱 커졌다.

Key Words : MIMO, OFDM, 채널추정, 채널 추적, 채널예측

ABSTRACT

This paper proposes an efficient scheme to track the time variant channel induced by multi-path Rayleigh fading in mobile wireless Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) systems with null sub-carriers. In the proposed method, a blind channel response predictor is designed to cope with the time variant channel. The proposed channel tracking scheme consists of a frequency domain estimation approach that is coupled with a Minimum Mean Square Error (MMSE) time domain estimation method, and does not require any matrix inverse calculation during each OFDM symbol. The main attributes of the proposed scheme are its reduced computational complexity and good tracking performance of channel variations. The simulation results show that the proposed method exhibits superior performance than the conventional channel tracking method [4] in time varying channel environments. At a Doppler frequency of 100Hz and bit error rates (BER) of 10^{-4} , signal-to-noise power ratio (E_b/N_0) gains of about 2.5dB are achieved relative to the conventional channel tracking method [4]. At a Doppler frequency of 200Hz, the performance difference between the proposed method and conventional one becomes much larger.

I. 서 론

Multiple Input Multiple Output (MIMO)는 송수

신단에서 다수의 안테나를 사용하여 각 안테나에서 별도의 데이터를 전송하므로 대역폭의 증가 없이 전송 속도를 높일 수 있는 기술이다. 최근에

※ 본 연구 결과는 2007년도 한국전자통신연구원 이동통신연구단 연구비 지원(과제번호 101-2007-003)으로 이루어졌습니다.

* 동의대학교정보통신과(hgjeon@deu.ac.kr), ** 한국전자통신연구원 이동통신연구단(kksu@etri.re.kr, jhahn@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2007-11-519, 접수일자 : 2007년 11월 19일, 최종논문접수일자 : 2008년 1월 21일

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)은 다중경로 채널 환경에서 고속 데이터 전송에 효과적으로 사용되고 있다. OFDM에서 고속의 데이터는 N개의 부 반송파를 사용하여 병렬로 전송된다. 따라서 OFDM은 다중 경로 페이딩 채널 환경에 강하며 이로 인하여 digital audio broadcasting (DAB) 및 wireless local area networks (WLAN)등에 사용된다. 이 두 가지 기술을 결합한 MIMO-OFDM 기술이 새로운 고속 전송 방식으로 관심을 끌고 있다. MIMO-OFDM 방식에서 추정된 채널 계수는 수신된 신호로부터 각 송신 안테나의 송신 신호를 분리하는데 사용된다. 만약 추정된 채널 계수에 추정 오차가 있다면, 수신 신호에서 각 송신 안테나의 송신 신호를 정확하게 분리하지 못하고 다른 송신 안테나에서 송신하는 신호들이 잡음 형태로 남아있어 시스템의 성능 저하가 발생하게 된다. 따라서 MIMO-OFDM 방식의 성능을 향상시키기 위해서는 무엇보다도 다중 경로 페이딩 환경에서 정확하게 채널을 추정할 수 있는 기술이 필요하다. 이러한 필요성 때문에 MIMO-OFDM을 위한 다양한 채널추정 방식이 연구되었다^[6-11]. Li는 minimum mean square error (MMSE) 방식을 사용하여 MIMO-OFDM에서 채널을 추정할 수 있는 방식을 제안하였다^[4]. 그러나 이 방식은 역행렬 계산으로 인하여 계산량이 많은 단점이 있다. 이러한 단점을 개선하기 위하여 Li는 역행렬 계산이 필요 없는 간략화된 채널 추정 방식을 제안하였다^[5]. 그러나 Li의 단순화된 방법은 non-constant modulus 변조인 경우 사용하기 어렵고 null 부 반송파가 존재하는 경우에는 Kronecker 임펄스 함수를 만들 수 없기 때문에 null 부반송파 개수에 따라서 적지 않은 채널 추정 오차가 발생된다. Minn^[7]는 역행렬 계산의 행렬 크기를 Li 방식에 비해 반으로 줄인 간략화된 채널 추정방식을 제안하였다. 그러나 이 방식은 인접하는 부반송파 채널의 주파수 응답 특성이 동일하다고 가정하였기 때문에 지연 확산이 큰 채널에서 성능 저하를 일으킨다. 또한 Li^[4]와 Minn^[7] 방식은 채널 추적시 매 OFDM 심벌마다 역행렬을 계산해야 하기 때문에 계산량이 너무 많다.

본 논문에서는 이러한 문제점에 대한 해결책으로 매 심벌 채널 추적시 역행렬 계산이 필요 없고 비선형적인 채널 변화에 능동적으로 적응하여 채널을 추적할 수 있는 채널 예측 기반 적응 채널 추적 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 부분 선형 모델 (piecewise linear model)을 사용하여 비선형적으로

변화하는 채널 응답을 예측한다. 이 채널 예측 값을 이용하여 기준 신호를 복조하고 다른 안테나 간섭 신호를 보다 정확하게 제거함으로써 채널 추정의 정확도를 높인다. 또한 주파수 영역에서 먼저 간단한 예비 채널 추정을 수행함으로써 이후의 시간영역 MMSE 채널 추정에서 역행렬 계산의 필요성을 제거하였다.

본 논문에서는 서론에 이어 II장에서 MIMO-OFDM 시스템 모델에 대해서 기술하며, 제 III장에서는 제안된 적응 채널 추적 방식에 대해서 논한다. 제 IV장에서는 MSE 성능에 대한 수학적 해석이 이루어지고, 제 V장에서 성능 분석에 대해서 기술하였다. 끝으로 제 VI장에서 결론을 맺었다.

II. 장 채널 모델 및 MIMO-OFDM 시스템

이동 무선 채널에서 채널 임펄스 응답은 (1) 식과 같이 모델화 된다^{[4][11]}.

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (1)$$

여기서 $\alpha_k(t)$ 는 k-번째 경로의 복소 이득을 나타낸다. τ_k 는 k-번째 경로의 시간 지연을 나타낸다. L은 다중 경로의 수를 나타낸다. $\delta(t)$ 는 임펄스 함수를 나타낸다. 시간 t에서 주파수 응답은 (2) 식으로 나타낼 수 있다.

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k(t) e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (2)$$

단말기의 이동을 고려하여 $\alpha_k(t)$ 들은 독립적인 wide-sense stationary, 협대역 복소수 가우시안 프로세스이며 각각 다른 전력 σ_k^2 를 갖는 것으로 모델링 된다^[4]. 채널의 주파수 응답은 (3) 식으로 나타낼 수 있다.

$$H[l, n] = H(l(T_f + T_g), k\Delta f) = \sum_{n=0}^{L-1} h[l, n] W_N^{*kn} \quad (3)$$

여기서 $h[l, n] = h(l(T_f + T_g), nt_s)$, $W_N = \exp(-j2\pi / N)$ 및 L_0 는 채널 응답 길이를 나타낸다. N은 총 부반송파의 개수 및 FFT/IFFT의 크기를 나타낸다. T_f 는 OFDM 심벌의 시간 길이를 나타낸다. T_g 는 보호시간

$(T_g \square T_f/4)$ 를 나타낸다. Δf 는 OFDM에서 부반송파의 주파수 간격을 나타낸다. t_s 는 샘플링 간격을 나타내며 $t_s = 1/(N\Delta f)$ 이다.

MIMO-OFDM 시스템에서 각 안테나에 수신된 신호는 모든 송신 안테나로부터 송신된 신호의 합이다. 한 OFDM 심벌 동안 채널이 변하지 않으며 cyclic prefix가 채널 응답 보다 길다고 가정하면 j-번째 수신 안테나에서 수신된 신호는 주파수 영역에서 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$R_j[l, k] = \sum_{i=1}^{N_t} H_{ij}[l, k] X_i[l, k] + W_j[l, k], \quad j=1, 2, 3, \dots, N_r, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4)$$

여기서 $H_{ij}[l, k]$ 는 l-번째 심벌에서 i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안테나 사이의 k-번째 부반송파의 채널 주파수 응답을 나타낸다. k, N, N_t 및 N_r 는 각각 주파수 영역 인덱스, 전체 부반송파의 개수, 수신 안테나의 개수 및 송신 안테나의 개수를 나타낸다. $X_i[l, k]$ 는 i-번째 송신 안테나가 l-번째 심벌에서 k-번째 부 반송파를 통하여 전송한 데이터를 나타낸다. $W_j[l, k]$ 는 j-번째 수신 안테나에서 AWGN 잡음을 나타내며 평균이 0이며 분산이 σ_n^2 이다. $W_j[l, k]$ 는 l, k 및 j에 무관하다고 가정하였다. 기호 \hat{a} , \hat{a} 및 \bar{a} 는 각각 a의 임시 추정값, 추정값 및 예측값을 나타낸다. 본 논문의 시스템 모델에서 수신 데이터의 검파 방식으로 maximum likelihood (ML) 검파 방법이 사용되며 시간 동기화는 완벽하다

고 가정하였다. 페킷 프레임 구조는 WLAN^[2]이나 WiBro^[6] 처럼 2개 심벌 길이 동안 긴 프리앰블(long preamble)이 전송된다고 가정하였다. 채널 추적 알고리즘의 공정한 비교를 위해서 채널 코딩은 사용하지 않았다.

III. 제안된 채널 추정 방식

MIMO-OFDM에서 수신기 성능은 채널 추정의 정확도에 달려있고 무선 채널은 시간에 따라서 변화하기 때문에 채널 응답을 지속적으로 추적할 필요가 있다. 본 논문에서는 훈련신호에 의해서 채널 추정이 끝난 후 데이터 전송 모드에서 효율적인 채널 추적에 대해서 다룬다. MIMO-OFDM에서 수신 신호는 여러 안테나 신호가 혼합된 multiple input single output (MISO) 신호이므로 직접적인 시간 영역 채널 추정이 어렵다. 따라서 주파수 영역에서 다른 안테나의 간섭 신호를 제거한 후에 SISO 신호를 만들어 채널 추정을 수행하는 것이 효율적이다. SISO 신호를 만들 때 채널 변화에 대한 고려가 필요하며 본 논문에서는 블라인드 채널예측 기반 채널 추정 방식을 제안하였다. 그림 1에 제안된 채널 추적 방식의 개념적인 블록도를 나타내었다. 채널 추정 전에 주파수 영역에서 j번째 안테나의 MISO 수신 신호 $R_j[l, k]$ 는 다른 안테나 간섭신호를 제거함으로써 원하는 SISO로 변환된다. 그림 1에 나타내었듯이 각 안테나의 신호를 복조하고 간섭 신호를 제거할 때에 이전에 추정된 채널 값 $\hat{H}_{ij}[l-1, k]$ 대신에 예측된 채널 값 $\bar{H}_{ij}[l-1, k]$

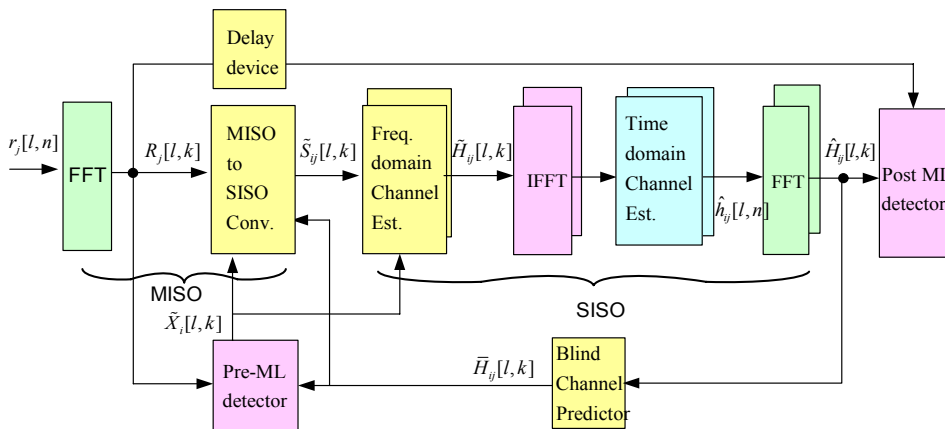


그림 1. 제안된 적응 채널 추적 방식의 기본 개념도

를 사용한다. 일단 SISO 신호가 언어지면 매 심벌마다 역행렬 계산을 피하기 위하여 주파수 영역에서 임시 채널 추정이 이루어진다. 시간영역 채널 추정에서는 null 반송파를 고려하면서 mean square error(MSE) 비용 함수가 최소가 되도록 채널 추정이 수행된다.

3.1 블라인드 채널 예측기 설계

본 논문에서는 채널 변화의 예측을 위하여 각 부반송파 채널 응답에 부분 선형 모델을 적용하여 간단한 블라인드 채널 예측기를 설계하였다. 그림 2는 k-번째 부 반송파에 대한 시변 채널 주파수 응답에 대한 예를 보여 주고 있다. 각 부반송파에 대한 채널 주파수 응답 $H_{ij}[l, k]$ 는 시간에 따라서 비 선형적으로 변한다. 그러나 두 심벌 동안의 짧은 구간 동안 채널 응답 $H_{ij}[l-1, k]$ 과 $H_{ij}[l, k]$ 는 서로 상관 관계가 존재하며 (5) 식으로 나타낼 수 있다.

$$H_{ij}[l, k] = H_{ij}[l-1, k] + D_{ij}[l, k] \quad (5)$$

여기서 $D_{ij}[l, k]$ 는 i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안테나 사이에서 k-번째 부 반송파의 l-번째 심벌과 (l-1)-번째 심벌 사이의 채널 주파수 응답의 차이를 나타낸다. 그림 2에 부분 선형 모델 (piecewise linear model)이 적용되면 비선형 시변 채널 주파수 응답 $H_{ij}[l, k]$ 가 짧은 구간 동안 선형 모델로 취급될 수 있다. k-번째 부 반송파의 채널 주파수 응답이 인접한 M개의 OFDM 심벌 구간 동안 선형적으로 변한다고 가정하자. M값은 채널 상태에 따라서 변할 수 있다. 채널이 천천히 변하면 M값은 커질 수 있고 채널이 빨리 변하는 환경에서는 작은 M 값을 설정하는 것이 좋다.

본 논문에서는 이러한 부분 선형 모델을 적용하

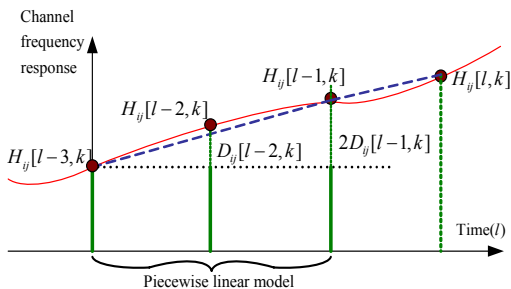


그림 2. 비선형 시변 채널에서 부분 선형 모델

면서 $D_{ij}[l, k] \approx D_{ij}[l-1, k]$ 라고 가정하였다. 따라서 (5) 식으로부터 $H_{ij}[l, k] - H_{ij}[l-1, k] \approx D_{ij}[l-1, k]$ 이다.

1-번째 심벌 시간에 $\hat{H}_{ij}[l-1, k]$ 와 $\hat{D}_{ij}[l-1, k]$ 를 알고 있다면 채널 예측 값은 (6) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\overline{H}_{ij}[l, k] \equiv \widehat{H}_{ij}[l-1, k] + \widehat{D}_{ij}[l-1, k] \quad (6)$$

그림 2의 부분 선형 모델을 참조하면, $2D_{ij}[l-1, k] \approx H_{ij}[l-1, k] - H_{ij}[l-3, k]$ 으로 나타낼 수 있고 $D_{ij}[l-1, k] \approx H_{ij}[l-2, k] - H_{ij}[l-3, k]$ 와 같이 표현할 수 있으므로 $\hat{D}_{ij}[l-1, k]$ 는 이전의 채널 추정 값들을 이용하여 구할 수 있다. 따라서 M개의 OFDM 심벌 동안 채널 변화가 선형적인 경우 (6) 식은 이전 (M-1) 개의 채널 추정 값의 선형 조합으로 나타낼 수 있으며 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\overline{H}_{ij}[l, k] = \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m \cdot \hat{H}_{ij}[l-m, k] = \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m \cdot (H_{ij}[l-m, k] + \eta_{ij}[l-m, k]) \quad (7)$$

여기서 ω_m 는 가중치를 나타낸다. $\eta_{ij}[l, k] \equiv \widehat{H}_{ij}[l, k] - H_{ij}[l, k]$ 이며 랜덤 채널 추정 에러를 나타내고 평균은 0이며 분산은 σ_e^2 이다(4.2절 참조). 채널 예측 에러를 $\Delta H_{ij}[l, k] \equiv H_{ij}[l, k] - \overline{H}_{ij}[l, k]$ 라고 정의하자. 가중치 ω_m 는 다음 MSE 예측 비용 함수가 최소가 되도록 정한다.

$$\xi[l, k] \equiv E[|\Delta H_{ij}[l, k]|^2] = E[|H_{ij}[l, k] - \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m \widehat{H}_{ij}[l-m, k]|^2] \quad (8)$$

M 심벌 동안 채널 응답이 선형임을 고려하면 $H_{ij}[l, k] \approx H_{ij}[l-m, k] + mD_{ij}[l, k]$ 이고 여기서 $1 \leq m < M$ 이다. 따라서

$$\begin{aligned} \xi[l, k] &\approx E[|H_{ij}[l-M+1, k] + (M-1)D_{ij}[l, k] \\ &- \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m (H_{ij}[l-M+1, k] + (M-1-m)D_{ij}[l, k] + \eta_{ij}[l-m, k])|^2] \\ &= \left\{ \left(1 - \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m \right) H_{ij}[l-M+1, k] + \left(M-1 - \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m (M-1-m) \right) D_{ij}[l, k] \right\}^2 \\ &\quad + \sigma_e^2 \left(\sum_{m=1}^{M-1} \omega_m^2 \right) \end{aligned} \quad (9)$$

$\xi[l, k]$ 이 최소값을 갖는 ω_m 를 구하기 위해서는 $\frac{\partial \xi[l, k]}{\partial \omega_m} = 0$ 인 방정식을 풀어야 한다. 그러나 블라인

드 채널 추정이므로 기본적으로 $H_y[l-M+1, k]$, $D_y[l, k]$ 및 σ_e^2 에 대한 정확한 정보가 없으며 따라서 정확한 해를 구할 수 없다. 그러나 식 (9)로부터 $1 - \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m = 0$, $0 = M - 1 - \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m \cdot (M-1-m)$ 인 조건에서 (9)식 오른쪽 항의 첫번째 식이 0이 되므로 비용함수 $\xi[l, k]$ 가 최소화 될 수 있음을 알 수 있다. 따라서 위 조건에서 $\xi[l, k] = \sigma_e^2 \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m^2$ 임을 알 수 있다. $\sum_{m=1}^{M-1} \omega_m = 1$, $\sum_{m=1}^{M-1} \omega_m (M-1-m) = M-1$ 의 2개의 조건을 만족하면서 예측 비용 $C(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{M-1}) = \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m^2$ 가 최소가 되는 가중치 ω_m 를 구하였다. 본 논문에서는 $M=4$, $M=5$, $M=6$ 인 경우에 대하여 수치해석을 이용하여 각 가중치 ω_m 를 구하였고 (10)식에 나타내었다. (10)식은 채널을 예측할 때 사용하는 가중치이며 일반적인 채널에서 사용 가능하다.

$$\begin{aligned}
 M=4, \omega_1 &= 4/3, \omega_2 = 1/3, \omega_3 = -2/3, \xi[l, k] \approx 2.3\sigma_e^2 \\
 M=5, \omega_1 &= 1, \omega_2 = 0.5, \omega_3 = 0, \omega_4 = -0.5, \xi[l, k] \approx 1.5\sigma_e^2 \\
 M=6, \omega_1 &= 0.8, \omega_2 = 0.5, \omega_3 = 0.25, \omega_4 = \\
 &-0.2, \omega_5 = -0.35, \xi[l, k] \approx 1.11\sigma_e^2 \quad (10)
 \end{aligned}$$

본 논문에서 $\hat{H}_y[-1, k]$ 와 $\hat{H}_y[-2, k]$ 는 초기 채널 추정을 위한 훈련신호(long 프리엠블)을 이용하여 구할 수 있다고 가정하였다. Long 프리엠블 이후 첫번째 채널 예측인 경우 수신기는 롱 프리엠블을 이용하여 $\hat{H}_y[-1, k]$ 와 $\hat{H}_y[-2, k]$ 의 정보를 가지고 있지만 아직 $\hat{H}_y[-3, k], \dots, \hat{H}_y[-M, k]$ 의 정보는 없다. 따라서 초기 조건으로 $\hat{H}_y[-2, k] = \hat{H}_y[-3, k], \dots, = \hat{H}_y[-M, k]$ 라고 놓는다. 이전의 논문[2]에서는 long 프리엠블 신호는 평균을 취하여 채널 추정 오차를 줄이는데 사용하였지만 본 논문에서는 채널 변화를 고려하여 채널 예측에 사용했다는 것에 주목할 필요가 있다. 본 논문에서 제한한 블라인드 채널 예측기는 부분 선형 모델을 사용하였기 때문에 비선형 변화에도 적응이 가능하다.

3.2 MISO 대 SISO 변환

앞에서 언급하였듯이 다른 송신 안테나의 간섭 신호를 제거하여 MISO 수신 신호에서 SISO 신호로 변환한 후에 채널 추정을 수행하는 것이 효율적이다. $S_y[l, k]$ 는 i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안

테나 사이의 SISO 신호라고 정의하자. 즉, $S_y[l, k] \equiv X_i[l, k]H_{ij}[l, k] = X_i[l, k](H_{ij}[l-1, k] + D_{ij}[l, k])$ 라고 정의된다. 임시적으로 추정된 SISO 신호는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{S}_y[l, k] &= R_j[l, k] - \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} \tilde{X}_m[l, k]H_{mj}[l-1, k] \\
 &= X_i[l, k]H_{ij}[l, k] + N_{ij}[l, k] \quad (11)
 \end{aligned}$$

여기서 오차항은 $N_{ij}[l, k] \equiv W_j[l, k] + \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} X_m[l, k]D_{mj}[l, k]$ 로 정의되며, $D_{ij}[l, k]$ 는 $D_{ij}[l, k] \equiv H_{ij}[l, k] - \hat{H}_{ij}[l-1, k]$ 로 정의되고, $\tilde{X}_i[l, k]$ 는 이전 채널 응답 $\hat{H}_y[l-1, k]$ 를 이용하여 임시 복조된 데이터를 나타낸다. (11)식에서 편의를 위하여 $X_i[l, k] = \tilde{X}_i[l, k]$ 라고 가정하였다. (11)식에서 알 수 있듯이 안테나 개수가 많을수록 채널 차가 클수록 오차 항이 더 커짐을 알 수 있다. 더욱이 채널 변화가 빠른 환경에서 이전의 채널 추정 값이 사용되면 더 이상 $X_i[l, k] = \tilde{X}_i[l, k]$ 를 가정하기 어렵다. 이 경우에 (11)식에서 잡음 항은 크게 증가할 수 있다. 본 논문에서는 (11)에서 잡음 항을 줄이기 위하여 그림 1의 블럭도에 보였듯이 다른 안테나 신호를 제거할 때 뿐만 아니라 예비 복조 시에도 예측 채널 값 $\tilde{H}_{ij}[l, k]$ 을 사용한다. $\tilde{H}_{ij}[l, k]$ 과 $\tilde{X}_{ij}[l, k]$ 을 사용할 때 (11)식은 (12)식으로 수정하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{S}_y[l, k] &= R_j[l, k] - \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} \tilde{X}_m[l, k]\tilde{H}_{mj}[l, k] \\
 &= X_i[l, k]H_{ij}[l, k] + N'_{ij}[l, k] \quad (12)
 \end{aligned}$$

여기서 오차항 $N'_{ij}[l, k] \equiv W_j[l, k] + \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} X_m[l, k]\Delta H_{mj}[l, k]$ 로 정의된다. (12)식에서 편의성을 위해 $X_i[l, k] = \tilde{X}_i[l, k]$ 를 가정하였다. 채널 예측 오차가 작을수록 임시 추정 SISO 신호의 정확도는 채널 변화나 안테나 수에 작게 영향을 받는다.

3.3 주파수 및 시간영역 결합 채널 추정

참고문헌 [4]과 [7]은 채널 추정을 위해서 매 OFDM 심벌마다 역행렬 계산을 필요로 한다. 참고

문헌 [7]에서 언급하였듯이 참고문헌 [5]에서 $\mathbf{Q}_i[n]$ 는 null 부 반송파가 존재하는 경우에 더 이상 단위 행렬이 아니다. 따라서 Li의 단순화된 방법[5]은 역행렬 계산을 필요로 하지 않지만 null 부반송파가 존재하는 실제적인 MIMO-OFDM에서 사용되기 어렵다. 본 논문에서는 null 부반송파를 고려하면서 매 OFDM 심벌마다 역행렬 계산이 필요 없는 주파수 및 시간영역 결합 MMSE 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 매 OFDM 심벌마다 채널 추적(tracking)시에 주파수 영역에서 간단한 채널 추정을 먼저 수행함으로써 역행렬 계산이 필요 없도록 하였다.

(12) 식을 참조하고, null 부 반송파를 고려하면서 주파수 영역에서 LS 방법에 의한 채널 추정은 (13) 식과 같다.

$$Y_{ij}[l, k] = (\tilde{S}_{ij}[l, k] / \bar{X}_i[l, k]) Z[k] = (H_{ij}[l, k] + V_{ij}[l, k]) Z[k] \quad (13)$$

여기서 $V_{ij}[l, k]$ 는 랜덤 채널 추정 오차를 나타내며 (14) 식으로 주어진다.

$$V_{ij}[l, k] = \left(\sum_{m=1, m \neq i}^N X_m[l, k] \Delta H_{ij}[l, k] + W_j[l, k] \right) / \bar{X}_i[l, k] \quad (14)$$

그리고 $Z[k]$ 는 보호 대역에서 사용되는 null 부 반송파의 패턴을 나타내기 위한 시변 함수이며 (15) 식과 같다.

$$Z[k] = \begin{cases} 1, & \text{if } 1 \leq k \leq N/2 - g \text{ or } N/2 + g < k \leq N - 1 \\ 0, & \text{if } k = 0 \text{ or } N/2 - g \leq k \leq N/2 + g, \end{cases} \quad (15)$$

여기서 $k=0$ 는 DC 성분을 나타내고 g 는 보호 대역에서 사용되는 null 반송파의 개수를 나타낸다. (14) 식과 같이 SISO 신호를 만든 후 주파수 영역에서 임시적으로 채널을 추정하는 것은 차후 시간 영역 MMSE 채널 추정에서 역행렬 계산의 필요성을 없애 준다는 것에 주목할 필요가 있다. 시간 영역 채널 추정은 (14) 식 이후에 이루어지며 제안된 방식은 (16) 식의 비용 함수를 최소화하는 채널 응답을 구하는 것이다. (16) 식은 null 부반송파를 고려하였음에 주목할 필요가 있다.

$$C(\hat{h}_{ij}[l, n], i = 1, \dots, N_t) \equiv \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{ij}[l, k] - \sum_{n=0}^{L_0} \hat{h}_{ij}[l, n] W_N^{nk} Z[k]|^2 \quad (16)$$

여기서 $\hat{h}_{ij}[l, n]$ 는 추정된 채널 임펄스 응답이며 (17) 식의 해를 구함으로써 구할 수 있다.

$$\frac{\partial C(\{\hat{h}_{ij}[l, n]\})}{\partial \hat{h}_{ij}[l, n_0]} \equiv \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial C(\{\hat{h}_{ij}[l, n]\})}{\partial \Phi(\hat{h}_{ij}[l, n_0])} - j \frac{\partial C(\{\hat{h}_{ij}[l, n]\})}{\partial \Im(\hat{h}_{ij}[l, n_0])} \right\} = 0 \quad (17)$$

여기서 $\Re(\cdot)$ 과 $\Im(\cdot)$ 는 실수부와 허수부를 나타내고 $n_0 = 0, 1, \dots, L_0$ 를 나타낸다. (17) 식을 풀면 (18) 식과 같다.

$$\sum_{k=0}^{N-1} \left(Y_{ij}[l, k] - \sum_{n=0}^{L_0} \hat{h}_{ij}[l, n] W_N^{kn} Z[k] \right) Z[k] W_N^{-kn_0} = 0 \quad (18)$$

다음 식을 정의하자.

$$q[n] \equiv \sum_{k=0}^{N-1} Z[k] W_N^{-nk} \quad (19)$$

$$y_{ij}[l, n] \equiv \sum_{k=0}^{N-1} Y_{ij}[l, k] Z[k] W_N^{-nk} \quad (20)$$

(18) 식은 (21) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\sum_{n=0}^{L_0-1} \hat{h}_{ij}[l, n] q[n_0 - n] = y_{ij}[l, n_0] \quad (21)$$

$i = 1, \dots, N_t$ 이고 $n_0 = 0, 1, \dots, L_0$ 이다. 식 (21)를 행렬 형태로 나타내면 (22) 식과 같다.

$$\mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] = \mathbf{y}_{ij}[l] \quad (22)$$

여기서 \mathbf{Q} 는 null 부반송파 정보 행렬이며 다음 식과 같다.

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} q[0], q[-1], \dots, q[1 - L_0] \\ q[1], q[0], \dots, q[2 - L_0] \\ \dots \\ q[L_0 - 1], q[L_0 - 2], \dots, q[0] \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] \equiv (\hat{h}_{ij}[l, 0], \hat{h}_{ij}[l, 1], \dots, \hat{h}_{ij}[l, L_0 - 1])^T \quad (24)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{ij}[l] \equiv (y_{ij}[l, 0], y_{ij}[l, 1], \dots, y_{ij}[l, L_0 - 1])^T \quad (25)$$

여기서 $(\cdot)^T$ 는 트랜스포즈 행렬을 나타낸다. (25)

식에서 최종적인 채널 추정 값은 (26) 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{y}_{ij}[l] \quad (26)$$

여기서 \mathbf{Q}^{-1} 은 부 반송파의 개수 및 유무 형태에 따라서 정해지는 시불변 행렬이므로 초기에 한번만 계산하면 되며 미리 계산이 가능하고 메모리에 저장 가능하다. 따라서 채널 추적시 매 심벌 마다 역행렬을 계산할 필요가 없다. 따라서 제안된 방식은 Li 방식[4]과 Minn 방식[7]에 비해서 계산량 감소가 매우 크다.

IV. MSE 분석 및 복잡도 비교

4.1 MSE 분석

본 절에서는 제안된 채널 추정 방식의 MSE를 유도하였다. (20) 식으로부터 (27) 식을 구할 수 있다.

$$y_{ij}[l, n] = \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{m=0}^{L_0-1} h_{ij}[l, m] W_N^{km} + V_{ij}[l, k] \right) Z[k] W_N^{-kn}$$

$$= \sum_{m=0}^{L_0-1} h_{ij}[l, m] q[n-m] + v_{ij}[l, n], \quad 0 \leq n \leq L_0 \quad (27)$$

여기서 $v_{ij}[l, n] = \sum_{k=0}^{N-1} V_{ij}[l, k] Z[k] W_N^{-kn}$ 이다. (27) 식을 행렬 형태로 쓰면 (28) 식과 같다.

$$\mathbf{y}_{ij}[l] = \mathbf{Q} \mathbf{h}_{ij}[l] + \mathbf{v}_{ij}[l] \quad (28)$$

여기서 $\mathbf{h}_{ij}[l] = (h_{ij}[l, 0], h_{ij}[l, 1], \dots, h_{ij}[l, L_0 - 1])^T$, (29)

$$\mathbf{v}_{ij}[l] = (v_{ij}[l, 0], v_{ij}[l, 1], \dots, v_{ij}[l, L_0 - 1])^T \quad (30)$$

이다. (28) 식으로부터 수신 안테나 j에서 송신 안테나 i에 대한 채널 임펄스 응답의 추정은 (31) 식과 같다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{y}_{ij}[l] = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{v}_{ij}[l] + \mathbf{h}_{ij}[l] \quad (31)$$

채널 임펄스 응답의 MSE는 (32) 식으로 나타낼 수 있다.

$$MSE \equiv E \left\{ \left\| \hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] - \mathbf{h}_{ij}[l] \right\|^2 \right\}$$

$$= E \left\{ \left[\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{v}_{ij}[l] \right]^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{v}_{ij}[l] \right\}$$

$$= \text{Trace} \left\{ \mathbf{Q}^{-1} E \left\{ \mathbf{v}_{ij}[l] \mathbf{v}_{ij}[l]^H \right\} (\mathbf{Q}^{-1})^H \right\} \quad (32)$$

$E \left\{ \mathbf{v}_{ij}[l] \mathbf{v}_{ij}[l]^H \right\}$ 의 각 요소 $E \left\{ v_{ij}[l, n_1] v_{ij}^*[l, n_2] \right\}$ 는 (33) 식으로 주어진다.

$$E \left\{ v_{ij}[l, n_1] v_{ij}^*[l, n_2] \right\} = E \left\{ \left(\sum_{k_1=0}^{N-1} V_{ij}[l, k_1] W_N^{-n_1 k_1} \right) \left(\sum_{k_2=0}^{N-1} V_{ij}^*[l, k_2] W_N^{+n_2 k_2} \right) \right\}$$

$$= \sum_{k_1, k_2=0}^{N-1} E \left\{ V_{ij}[l, k_1] V_{ij}^*[l, k_2] \right\} Z[k_1] Z[k_2] W_N^{-n_1 k_1 + n_2 k_2} \quad (33)$$

여기서 $n_1, n_2 = 1, 2, 3, \dots, L_0$ 이다. (14) 식을 (33) 식에 대입하면 (33)식은 (34) 식으로 나타낼 수 있다.

$$E \left\{ v_{ij}[l, n_1] v_{ij}^*[l, n_2] \right\} = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \frac{\sum_{m=1, m \neq l}^N |X_2[l, k]|^2}{|X_i[l, k]|^2} \sigma_p^2 + \frac{\sigma_n^2}{|X_i[l, k]|^2} \right\} Z[k] W_N^{-(n_1 - n_2)k} \quad (34)$$

여기서 $\sigma_p^2 \equiv E \left\{ |\Delta H_{ij}[l, k]|^2 \right\} = \sigma_e^2 \sum_{m=1}^{M-1} \omega_m^2$ 이다. 따라서 constant modulus 변조인 경우 (34) 식은 (35)식으로 나타낼 수 있다.

$$E \left\{ \mathbf{v}_{ij}[l] \mathbf{v}_{ij}[l]^H \right\} = \left\{ (N_i - 1) \sigma_p^2 + \frac{\sigma_n^2}{|X_i[l, k]|^2} \right\} \mathbf{Q} \quad (35)$$

Null 부반송파가 없는 경우 $\mathbf{Q} = \mathbf{M} \mathbf{I}$ 이므로 (36) 식과 같다.

$$MSE[l] = \frac{L_0}{N} \left\{ (N_i - 1) \sigma_p^2 + \frac{1}{SNR} \right\} \quad (36)$$

식 (36)으로부터 임의의 SNR에서 채널 추정 오차 MSE[l]은 채널 예측 오차, 채널 응답 길이 및 송신 안테나 수에 의존적 관계가 있다는 것을 알 수 있다.

4.2 랜덤 변수 $\eta_{ij}[l, k]$ 의 평균과 분산

논의를 간단하게 하기 위해 $X_i[l, k]$ 에 BPSK가

사용된다고 가정하면 $E[X_i[l,k]]=0$ 이다. $X_m[l,k]$, $\Delta H_{ij}[l,k]$, $W_j[l,k]$ 및 $\bar{X}_i[l,k]$ 는 서로 독립이다. 또한 $E[X_m[l,k]]=0$, $E[\bar{X}_i[l,k]]=0$ 및 $E[W_j[l,k]]=0$ 이다. 따라서 $E[V_{ij}[l,k]] = 0$ 이며 $V_{ij}[l,k]$ 는 (14) 식으로 주어진다. (31) 식으로부터 시간 영역에서 채널 추정 에러는 $\hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] - \mathbf{h}_{ij}[l]$ 이고 평균은 $E[\hat{\mathbf{h}}_{ij}[l] - \mathbf{h}_{ij}[l]] = \mathbf{Q}^{-1}E[\mathbf{v}_{ij}[l]]$ 로 주어진다. $E[\mathbf{v}_{ij}[l,n]] = \sum_{k=0}^{N-1} E[V_{ij}[l,k]]Z[k] W_N^{-nk} = 0$ 이므로 $\mathbf{Q}^{-1}E[\mathbf{v}_{ij}[l]] = 0$ 이다. 따라서 시간 영역에서 채널 추정 에러의 평균은 0이다. 주파수 영역에서 채널 추정은 시간 영역의 푸리에 변환이므로 주파수 영역에서 채널 추정 에러의 평균 또한 0이다. 즉, $E[\eta_{ij}[l,k]] = E[\hat{H}_{ij}[l,k] - H_{ij}[l,k]] = 0$ 이다.

k-번째 부반송파에서 채널의 주파수 응답의 MSE는 $E[(\hat{H}_{ij}[l,k] - H_{ij}[l,k])^2] = \sigma_e^2$ 으로 정의된다. 시간 영역에서 임펄스 응답에 대한 총 MSE는 (36) 식으로 주어진 $MSE[l]$ 이다. 시간영역에서 총 MSE는 주파수 영역에서 총 MSE와 같다. 따라서 총 N개의 부반송파가 있는 OFDM 시스템의 경우 $\sigma_e^2 = MSE[l] / N$ 이다.

4.3 복잡도 비교

계산의 복잡도는 훈련 신호에 의한 기본 채널 추정 후 decision directed 모드에서 Li 방식, Minn 방식 및 제안된 방식을 비교하였다. 2개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나가 있고 N개의 반송파가 있는 경우 각 채널 추정 방식에서 채널 추정에 필요한 계산의 복잡도는 표1과 같다. Li의 단순화된 방식은 역행렬 계산을 하지 않는다는 것을 제외하면 Li의 원래 방법과 거의 동일하고 null 부반송파가 사용될 경우 채널 추정 오차가 많기 때문에 비교에서 제외하였다. \mathbf{Q}^{-1} 의 계산량은 \mathbf{Q}^{-1} 가 시불변 행렬이므로 미리 계산할 수 있기 때문에 계산량에 포함시키지 않았다. FFT 연산은 사용 알고리즘에 따라서 다르게 나타날 수 있다. 따라서 표1에서 FFT_N 은 크기가 N인 FFT 계산에 필요한 계산량을 의미한다. $Inv(L_0 \times L_0)$ 는 $L_0 \times L_0$ 행렬의 역행렬을 구하는데 필요한 곱셈의 수를 나타낸다. N_u 는 사용된 부반송파의 개수를 나타낸다. $N_u = N$ 이면 null 부

표 1. 각 채널 방식의 필요한 계산량

Condition	Method	Complex multiplication & division
Constant modulus with $N_u = N$	[1]	$3N + (2L_0)^2 + 5FFT_N + Inv(L_0 \times L_0)$
	[8]	$4.5N + 2(L_0)^2 + 3FFT_{N/2} + Inv(L_0 \times L_0)$
	Proposed	$3N + 2(L_0)^2 + 5FFT_N$
Constant modulus with $N_u \neq N$	[1]	$3N_u + (2L_0)^2 + 5FFT_N + Inv(2L_0 \times 2L_0)$
	[8]	$4.5N + 2(L_0)^2 + 3FFT_{N/2} + Inv(L_0 \times L_0)$
	Proposed	$3N_u + 2(L_0)^2 + 5FFT_N$
Non-constant modulus	[1]	$5N_u + (2L_0)^2 + 5FFT_N + Inv(2L_0 \times 2L_0)$
	[8]	$6N_u + 2(L_0)^2 + 4FFT_{N/2} + 2 \cdot Inv(L_0 \times L_0)$
	Proposed	$3N_u + 2(L_0)^2 + 5FFT_N$

반송파가 사용되지 않았다는 것을 나타낸다. Li 방식은 참고문헌 [4] 의 (15)식과 (16)식을 참조하면 채널 임펄스 응답을 구하는 데 필요한 곱셈의 수를 쉽게 구할 수 있다. Minn 방식은 참고 문헌 [7]을 참조하여 Li 방식과 유사한 방식으로 곱셈 계산량을 구하였다. $N_u = N$ 이며 constant modulation이 사용될 경우 참고 문헌[4]에서 $\mathbf{Q}_{ii}[l]$ 는 단위행렬이다. 따라서 이 경우에 Li 방식은 $Inv(2L_0 \times 2L_0)$ 계산량 대신에 $Inv(L_0 \times L_0)$ 의 계산량이 필요하다.

표 1에서 보였듯이 Minn과 Li의 원래 방법은 매 심벌마다 역행렬 계산을 수행해야 한다. 그러나 제안된 방법은 채널 추적 시행 전에 역행렬 \mathbf{Q}^{-1} 을 1 번만 계산하면 되기 때문에 매 OFDM 심벌마다 역행렬 계산이 필요 없다. 뿐만 아니라 Li 방식은 행렬 곱셈으로 인하여 곱셈의 계산량은 안테나 개수의 제곱에 비례하지만 제안된 방식은 단순 비례한다. 따라서 제안된 방법은 Minn이나 Li의 원래 방법보다 훨씬 간단함을 알 수 있고 Li 원래 방식보다 약 50% 이상 계산량을 줄일 수 있고 그 차이는 안테나 개수가 증가할 수록 더욱 커질 것이다.

V. 성능 분석

제안된 방식의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션이 수행되었다. MIMO-OFDM 시스템에서 시뮬레이션 복잡도를 고려하여 2개의 송신 안테

나와 2개의 수신 안테나를 선택하였다. FFT/IFFT 크기는 128이며 총 128개의 부반송파가 있다. D.C. 성분의 부 반송파는 사용되지 않으며 양쪽의 보호 대역중 각각 10개와 9개의 부 반송파는 사용되지 않는다. 즉, null 부 반송파는 20개이고 실제로 사용되는 부 반송파의 개수는 108개이다. OFDM 심벌 속도는 10 ksp/s이다. 1개 OFDM 심벌의 지속 시간은 20usec의 cyclic prefix 시간을 포함하여 100 usec이다. 채널의 길이는 $L_0=18$ (sample)이라고 가정하였다. 부 반송파의 변조 방법은 QPSK이다. 반송파 주파는 2.4 GHz를 사용한다. 무선 채널 환경은 동일한 이득을 가지고 있는 2-ray Rayleigh 페이딩 채널이며 각 ray는 6개의 다중 경로 tap을 가지고 있다고 가정하였다. 각 신호 경로는 독립적인 Rayleigh 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 이 채널의 rms 지연 확산은 1.82 usec이다. Rayleigh 페이딩에 대한 컴퓨터 시뮬레이션은 참고문헌 [13]에 공개된 프로그램을 이용하여 수행하였다. 본 시뮬레이션에서 여러 가지 다른 채널 환경을 나타내기 위하여 40Hz, 100 Hz 및 200Hz의 도플러 주파가 사용되었다. 훈련 신호를 통하여 초기 채널 추정이 완료되면 시스템은 데이터 전송모드로 들어간다. 데이터 전송 모드에서는 20개의 연속적인 OFDM 심벌이 전송되며 각 심벌마다 결정 귀환 방법을 사용하여 채널 추정 및 추적이 이루어진다. MIMO-OFDM 시스템의 성능은 100,000 OFDM 심벌 구간 동안에 구한 MSE와 BER 성능으로 나타내었다. 각 알고리즘의 공정한 비교를 위하여 채널 코딩은 사용하지 않았다. 채널 응답의 변화를 추적하기 위하여 Kominikakis가 제안한 칼만 필터 방법이 사용될 수도 있다^[14]. 그러나 칼만 필터 방식은 칼만 이득 행렬을 구하기 위하여 매 OFDM 심벌마다 역행렬을 구해야 하며 이로 인하여 계산량이 매우 증가한다. 따라서 본 논문에서는 각 부 반송파 별로 스칼라 칼만 필터 방식^[15]을 사용하는 채널 추정 방식과 성능을 비교하였다.

그림 3은 도플러 주파수 200 Hz이고 $E_b/N_0=15\text{dB}$ 인 경우에 $H_{11}^{[1,10]}$ 의 100개의 OFDM 심벌 동안 채널 주파수 응답의 변화와 채널 주파수 응답 추적을 나타내었다. 그림 3에서 실선은 실제 채널 응답이며 점선은 채널 응답의 추적을 나타내고 있다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 제안된 채널 추적 방식이 채널의 비선형 변화를 잘 추적하고 있음을 알 수 있다. 각 알고리즘에 대한 성능 결과는 그림 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10 및 11에 보였다. 그림 4는 $E_b/N_0=25\text{dB}$ 에 고정시키고

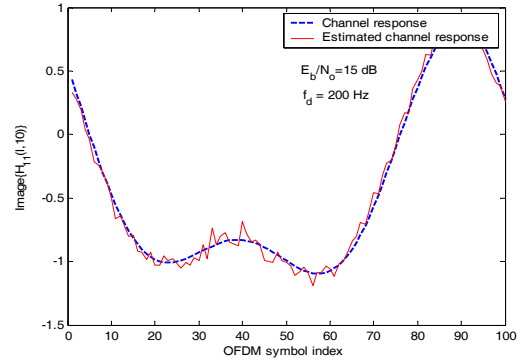


그림 3-1. 채널 주파수 응답(image)의 추적

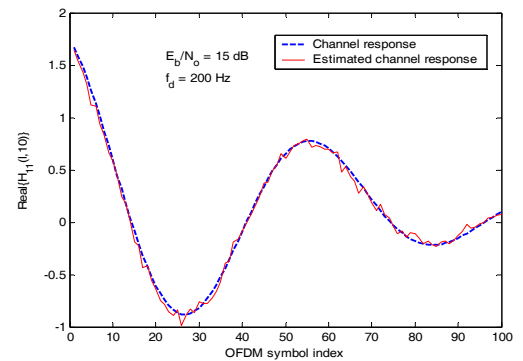


그림 3-2. 채널 주파수 응답(real)의 추적

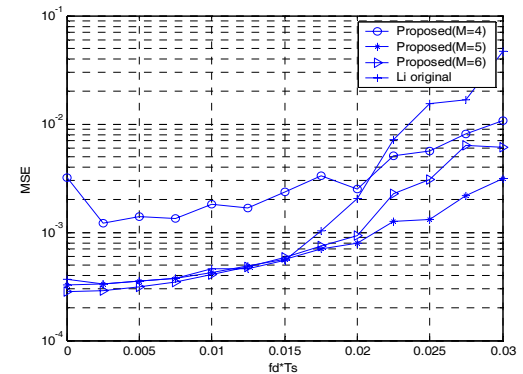


그림 4. M 값에 따른 MSE 성능 비교

$M = 4, M = 5, M = 6$ 으로 M 의 변수를 변화시켜가면서 채널 추정의 MSE를 구한 결과이다. 여기서 정규화된 도플러 주파수($f_d T_s$)는 0에서 0.03까지 변화시켰다. 그림 4에서 $f_d T_s < 0.02$ 인 경우에 $M = 4$ 일 때 MSE 성능이 가장 나쁘게 나타난다. 그 이유는 식 (10)으로부터 알 수 있듯이 $M = 4$ 일 때 채널 예측의 비용 함수 값이 가장 높기 때문에 $M=5$ 이나 $M=6$ 보

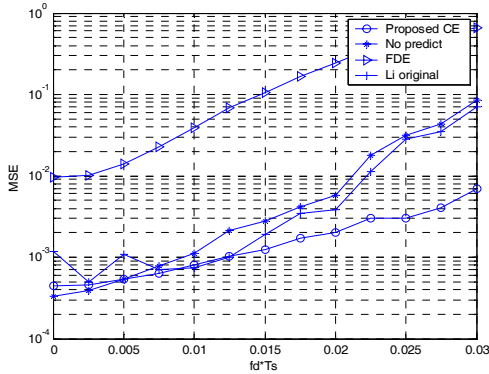


그림 5. 각 채널 추정 방식의 정규화된 도플러 주파수에 따른 MSE 성능

다 잡음 레벨에 영향을 가장 많이 받는다. 그리고 결정 귀환 방식의 채널 추적은 맨 처음 채널 추정이 채널 추정기의 성능에 가장 중요한 영향을 미친다. 앞 절에서 언급하였듯이 2 개의 혼련신호가 수신되었을 때 채널 추정기는 단지 2개의 채널 응답 정보 $H_{ij}[-1,k]$ 와 $H_{ij}[-2,k]$ 를 가지고 있을 뿐이고 $H_{ij}[-3,k], \dots, H_{ij}[-M,k]$ 은 $H_{ij}[-2,k]$ 과 같다고 놓았다. 따라서 데이터 전송 모드 맨 첫 번째 심벌 동안 채널 예측 오차는 $M=4$ 일 때 $\zeta[l,k] \propto 1.8\sigma_e^2$, $M=5$ 일 때 $\zeta[l,k] \propto \sigma_e^2$ 이고 $M=6$ 일 때 $\zeta[l,k] \propto 0.68\sigma_e^2$ 이다. 이러한 첫 번째 채널 예측 오차는 채널 추정 및 추측에 계속적인 영향을 주기 때문에 $M=4$ 일 때 성능이 가장 좋지 않다. $M=5$ 일 때와 $M=6$ 일 때의 채널 예측 오차의 성능 차이는 $M=4$ 일 때와 $M=5$ 일 때 채널 예측의 오차에 대한 성능차 보다 작다.

M 이 증가하면 채널 예측시 잡음 레벨에 대한 영향은 감소하지만 채널의 비선형적 변화에 둔감해서 성능이 저하될 수 있다. 그림 4에서 $f_d T_s > 0.015$ 조건일 때 $M=6$ 일 때 성능이 $M=5$ 일 때 성능보다 더 나쁘다. 따라서 이하의 연구에서는 $M=5$ 로 정하고 시뮬레이션을 수행하였다. $M=5$ 이고 OFDM 심벌의 주기가 100usec라면 채널 응답의 선형 구간은 500usec라고 가정된다. 그림 5는 $E_b/N_0=25$ dB이고 $M=5$ 일 때 $f_d T_s$ 의 함수로서 각 채널 추적 방식의 MSE 성능을 보여준다. 그림 5에서 보면 제안된 방식이 다른 방식에 비해서 $f_d T_s$ 가 증가할 때 MSE가 천천히 증가하는 것을 알 수 있다. 반면 Li 방식은 $f_d T_s > 0.015$ 조건에서 MSE가 급격히 증가하는 것을 알 수 있다.

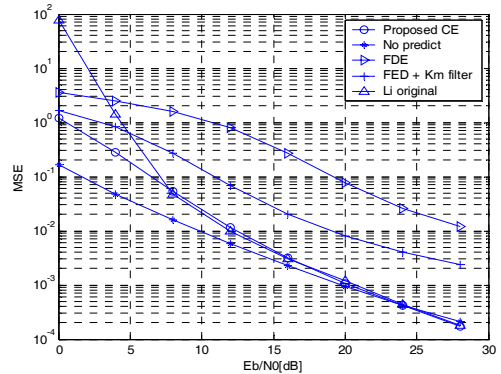


그림 6. 도플러 주파수 40 Hz에서 MSE

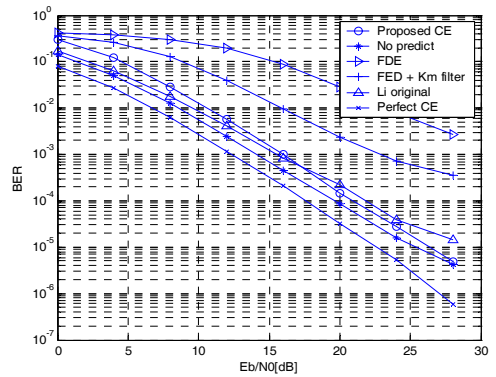


그림 7. 도플러 주파수 40 Hz에서 BER

그림 6, 8 및 10은 도플러 주파수 40Hz, 100Hz와 200 Hz에서 각 채널 추정 방식의 MSE를 나타낸다. 그림 7, 9와 11은 도플러 주파수 40Hz, 100Hz와 200 Hz에서 각 채널 추정 방식의 BER 성능 곡선을 나타낸다. BER 성능 곡선 그림에서 다른 채널 추정 방식과 상대적인 성능 비교가 가능하도록 이상적인 채널 추정인 경우의 BER 성능이 제시되었다. ‘FDE’는 단순한 주파수 영역에서 채널 추정을 나타낸다^[11]. 제안된 방식에서 채널을 예측하지 않을 때 효과를 알아보기 위하여 ‘no prediction’ 성능 곡선을 보였다. 즉, ‘no prediction’은 제안된 방식에서 채널 예측 부분만 제외한 것이다. 만약 ‘no prediction’ 방법이 사용되면 현재의 채널 값 $H_{ij}[l,k]$ 으로 이전 채널 응답 값 $H_{ij}[l-1,k]$ 이 사용된다. 이 경우에 채널 추정 오차는 $H_{ij}[l,k] - \hat{H}_{ij}[l-1,k] = D_{ij}[l,k] + \eta_{ij}[l,k]$ 이다. 채널 예측이 사용되면 채널 추정 오차는 $\Delta H_{ij}[l,k] = H_{ij}[l,k] -$

$\bar{H}_{ij}[l,k]$ 이다. ‘no prediction’ 방식에서 MSE는 $E[(H_{ij}[l,k] - \hat{H}_{ij}[l-1,k])^2] \simeq Var[D_{ij}[l,k]] + \sigma_e^2$ 이다. 채널 예측 방식에서 MSE는 (10) 식을 참조하면 $E[|\Delta H_{ij}[l,k]|^2] \simeq 1.5\sigma_e^2$ 이다.

따라서 $Var[D_{ij}[l,k]] > 0.5\sigma_e^2$ 이 만족되면 항상 채널 예측 방식이 ‘no prediction’ 방식보다 성능이 우수하다. 낮은 도플러 주파수에서 $Var[D_{ij}[l,k]] \simeq 0$ 이고 σ_e^2 은 Eb/N0에 역으로 비례하고 높은 Eb/N0 환경에서 $\sigma_e^2 \simeq 0$ 이다. 따라서 낮은 도플러 주파수 환경에서 $Var[D_{ij}[l,k]] > 0.5\sigma_e^2$ 를 만족시키기 위해서는 높은 Eb/N0이 요구된다. 그림 6에서 보였듯이 $f_d = 40\text{Hz}$ 에서 ‘no prediction’ 방식이 채널 예측보다 성능이 우수한 것은 앞에서 언급한 이유 때문으로 보인다. 이러한 성능 차이는 Eb/N0이 증가할수록 점점 좁혀짐을 확인할 수 있다. 도플러 주파수가 40 Hz인 경우 Li의 방식과 제안된 방식은 큰 성능 차이가 없다. 그러나 도플러 주파수가 증가할수록 그 성능 차이가 더욱 커짐을 알 수 있다. 제안된 채널 추적 방식은 $f_d = 100\text{Hz}$ 와 BER = 10^{-4} 에서 Li의 원래 방식보다 약 Eb/N0에서 2.5 dB 성능 개선을 보인다. 그림 11로부터 도플러 주파수가 200 Hz인 경우 그 성능 차이는 더욱 커짐을 알 수 있다. 그림 9와 11에서 볼 수 있듯이 도플러 주파수가 200 Hz인 경우의 BER 성능이 도플러 주파수가 100 Hz인 경우에 비해서 나쁘게 나타난다. 이는 도플러 주파수가 높을수록 ICI(Inter sub-Carrier Interference)가 커지기 때문이다^[6].

그림 6, 8, 10의 MSE 그래프에서 Eb/No 값이 작은 경우 즉 잡음 레벨이 상대적으로 높은 경우

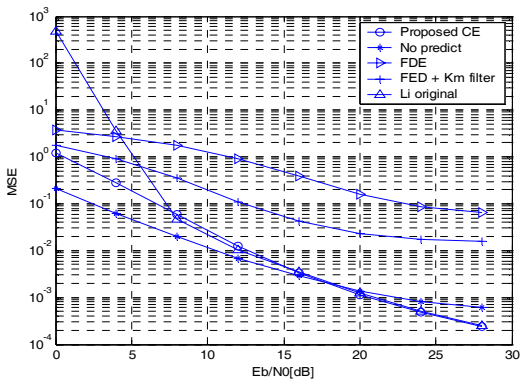


그림 8. 도플러 주파수 100 Hz에서 MSE

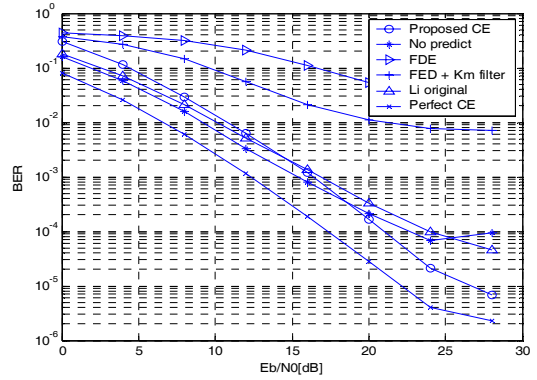


그림 9. 도플러 주파수 100 Hz에서 BER

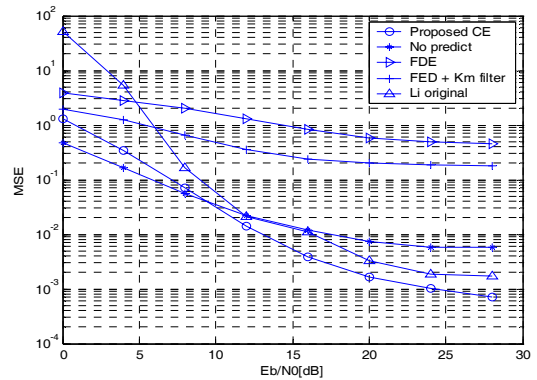


그림 10. 도플러 주파수 200 Hz에서 MSE

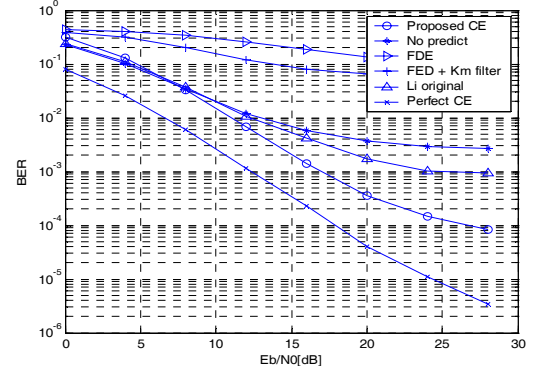


그림 11. 도플러 주파수 200 Hz에서 BER

Li의 채널 추정 방식은 매우 큰 MSE 오차를 보이고 있다. 이러한 현상은 SNR이 작은 경우 복조된 데이터에 오차가 많고 이 잘 못 복조된 데이터를 이용하여 기준 신호의 역행렬을 계산하여 곱함으로써 노이즈가 증폭되기 때문에 발생한다. 즉, 잘 못 계산된 역행렬을 곱하여 줄 때 노이즈 레벨이 증폭될 수 있고 큰 채널 추정 에러를 발생시킬 수 있다.

채널 추정 에러는 다음 채널 추정 에러로 전파됨으로 매우 큰 MSE 값으로 발전을 일으킬 수 있다. 그러나 제안된 방식은 항상 불변하는 역행렬 \mathbf{Q}^{-1} 을 곱하기 때문에 상대적으로 보다 작은 노이즈 증폭을 일으키기 때문에 MSE에서 발전이 발생하지 않는다.

V. 결론

본 논문에서는 다중 채널 레이더 페이딩으로 인하여 발생하는 시변 채널 환경에서 효율적으로 채널을 추적할 수 있는 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 부분 선형 모델을 이용하여 채널을 예측하며 채널 예측값을 이용하여 데이터를 복조하고 다른 안테나의 간섭 신호를 제거함으로써 보다 정확한 SISO 신호를 만든 후 채널을 추정한다. 본 논문에서는 복잡도 감소를 위해서 매 OFDM 심벌 마다 역행렬 계산이 필요 없는 주파수 영역과 시간 영역 결합 MMSE 채널 추정 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 MISO 신호를 SISO 신호로 바꾸어 주파수 영역에서 임시 채널 추정을 수행함으로써 다음 시간 영역에서 역행렬 계산의 필요성을 제거하였다. 이로 인하여 제안된 방식은 Li 원래 방식보다 50% 이상의 계산량 감소가 기대된다. 성능분석을 위한 시뮬레이션 결과는 도플러 주파수 100Hz에서 BER = 10^{-4} 일 때 Eb/NO 이득은 약 2.5 dB 정도이다. 도플러 주파수가 200Hz로 증가하면 도플러 주파수 100 Hz에서 얻었던 이득 보다 더 큰 이득을 얻었다.

참고 문헌

[1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment using multiple antennas," Bell Labs Technical Journal, Vol.1, No.2, pp.41-59, Autumn 1996.

[2] J. Terry and J. Heiskala, OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide, Sams Publishing, 2002.

[3] TTA, "2.3GHz Portable Internet Standard-Physical Layer", Oct. 2004.

[4] Y. (G.) Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," IEEE J. Selected Areas on

Communications, Vol.17, pp.461-471, March 1999.

[5] Y. (G.) Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with transmit antenna," IEEE Trans. Comm., Vol.1, pp.67-75, Jan. 2002.

[6] Y. Gong, and K. B. Letaief, "Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems," IEEE Transactions on Wireless Comm., Vol.2, pp.876-882, Sept. 2003.

[7] H. Minn, and D. I. Kim, and V. K. Bhargava, "A reduced complexity channel estimation for OFDM systems with Transmit diversity in mobile wireless channels," IEEE Transactions on Comm., Vol.50, No.5, pp.799-807, May 2002.

[8] H. Minn and N. Al-Dhahir, "Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation," Globecom 2004, Nov. 2004., pp.219-224.

[9] D. Schafhuber, G. Matz, and F. Hlawatsch, "Kalman tracking of time-varying channels in wireless MIMO-OFDM systems", Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers 2003, Vol.2, pp.1261-1265, Nov. 2003.

[10] K. A. G. Teo, S. Ohno, and T. Hinamoto, "Kalman channel estimation based on oversampled polynomial model for OFDM over doubly-selective channels," IEEE SPAWC 2005, pp. 116-120, June 2005.

[11] Y. Chen, D. Jayalath, and A. Thushara, "Low complexity decision directed channel tracking for MIMO WLAN system," ISISPCS, pp 629-632, Dec. 2005, Hong Kong.

[12] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd ed., Prentice Hall, 1996.

[13] H. Harada and R. Prasad, Simulation and Software Radio for mobile Communications, Artech House, 2002.

[14] C. Kominakis, C. Fragouli, A. Sayed and R. Wesel "Multi-Input Multi-Output Fading Channel Tracking and Equalization Using Kalman Estimation," IEEE trans. on Signal Processing, Vol.50, No.5, pp.1065-1076, May 2002.

[15] Z. Yuanjin, "A Novel Channel Estimation

and Tracking Method for Wireless OFDM systems Based on Pilots and Kalman filter," IEEE trans. on Consumer Electronics, Vol.49, No.2, pp.275-283, May 2003.

- [16] X. Cai and G. B. Giannakis, "Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM," IEEE Trans. Commun., Vol.51, No.12, pp.2047-2056, Dec 2003.

전 형 구 (Hyoung-Goo Jeon)

중신회원



1987년 2월 인하대학교 전자공학사
1992년 2월 연세대학교 전자공학 석사 이동통신 전공
2000년 8월 연세대학교 전기 및 컴퓨터 공학박사 이동통신 전공
1987년 2월~2001년 2월 한국 전자통신 연구원 선임 연구원

TDX-10 개발, CDMA 기지국 개발, IMT-2000 시스템 개발
2000년 이동통신 연구단 기지국 모델 연구 팀장
2001년 3~현재 동의 대학교 정보통신공학과 부교수
2006년 1월~2007년 1월 Texas A&M Univ.Post-Doct.
<관심분야> 디지털 신호처리, MIMO-OFDM 채널 추정 및 복조 기술 분야, 다중사용자 검파 및 간섭제거

김 경 수 (KyoungSoo Kim)

정회원



1980년 2월 충남대학교 전자공학과 학사

2006년 2월 충남대학교 정보통신공학과 석사

1985년~현재 한국전자통신연구원 액세스제어연구팀장

<관심분야> WiBro 기지국 SW 분야, 패킷 트래픽 스케줄링 분야, MIMO 안테나 기술 분야

안 지 환 (JiWhan Ahn)

정회원



1979년 2월 충남대학교 전자공학과 학사

1981년 2월 서울대학교 전자공학과 석사

1982~현재 한국전자통신연구원 무선시스템그룹장

<관심분야> WiBro 시스템 분야, MIMO 안테나 기술 분야, LBS 분야

Erchin Serpedin

정회원

1991년 루마니아 Polytechnic Institute of Bucharest 공학사

1992년 조지아공대 석사

1999년 버니지아 대학교 공학박사

1997년 7월~현재 Texas A&M 교수