

논문 2010-47TC-1-3

OFDM 기반의 유비쿼터스 광대역 접속을 위한 단일화 시간영역 채널 추정기

(A Unified Time-domain Channel Estimator for OFDM based
Ubiquitous Broadband Access)

서 정 욱*, 광 채 민**, 김 동 구*

(Jeongwook Seo, Jae-Min Kwak, and Dong Ku Kim)

요 약

본 논문에서는 OFDM 시스템 기반의 유비쿼터스 무선 광대역 액세스를 위한 단일화된 시간영역 채널추정기(UTD-CE)를 제안하였다. 유비쿼터스 서비스를 위한 소프트웨어 라디오 플랫폼(Software Radio platform)의 요소기술로서, 제안된 UTD-CE는 IEEE802.11x WiFi, IEEE802.16x WiMAX, DMB, MediaFLO, DVB-H 등의 시스템 규격에 따라 다르게 적용되는 파일럿 심볼과 파일럿 부반송파의 할당을 주요가변 파라미터로 사용한다. 파일럿 정보가 주어지면 데이터 부반송파들의 채널 주파수 응답은 UTD-CE에서 위너 필터링과 DFT기반의 인터폴레이션에 의해 유사한 방법으로 예측된다. 시뮬레이션 결과, 파일럿 정보가 변할 때, 제안한 기법이 기존의 시간영역 채널추정기에 비해 성능이 우수함을 알 수 있다.

Abstract

This paper proposes a unified time-domain channel estimator (UTD-CE) for ubiquitous wireless broadband access based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. As a part of a software radio platform for ubiquitous services, the proposed UTD-CE can be exploited with the simply changeable parameters, pilot symbols and pilot subcarriers allocation, which are usually different according to the system specifications such as IEEE802.11x WiFi, IEEE802.16x WiMAX, DMB, Media FLO, DVB-H, etc. Given the pilot information, the channel frequency responses (CFRs) of data subcarriers will be analogously estimated by Wiener filtering and discrete Fourier transform (DFT)-based interpolation in the UTD-CE. Simulation results indicate that the proposed method significantly outperforms the conventional time-domain channel estimator when the pilot information is changed.

Keywords: 유비쿼터스, 광대역 접속, 소프트웨어 라디오, OFDM, 채널 예측

I. 서 론

유비쿼터스 광대역 서비스는 근래의 IT서비스에 있어서 매우 중요한 부분이 되었으며 최근들어 괄목할 만한 성장을 보이고 있는 하나의 비즈니스 영역이 되었다^{1~2}. 유비쿼터스 네트워크에서는 언제 어디서나 어떤 상

황에서건 사용자에게 다양한 멀티미디어 서비스에 접속할 수 있는 환경이 제공되어야 한다. 유비쿼터스 네트워크를 실현하기 위해서는 IP(Internet Protocol) 네트워크와 무선 광대역 접속기술이 중요한 역할을 하게 된다³. IP 네트워크는 이종의 통신 서비스들을 위한 글로벌 상호 연결 플랫폼이 될 수 있으며 서로 다른 콘텐츠들을 수용할 수 있다. 그러나 주파수 대역, 변조형식, 그리고 매체 접속기술 등의 무선 인터페이스가 다양화 되어 있기 때문에 무선 광대역 접속을 제공하기 위한 비용면에서 효율적인 하나의 솔루션이 존재하지는 않는다. 따라서 디지털 신호처리기기의 기술적 진보와 비용절감, 그리고

* 정희원, 연세대학교
(Yonsei University)

** 정희원, 목포해양대학교

(Mokpo National Maritime University)

접수일자: 2009년3월2일, 수정완료일: 2010년1월18일

유비쿼터스 통신에 대한 요구 증가에 따라, 단일 터미널에서 소프트웨어적인 변경을 통해 기능을 재구성하여 다양한 종류의 무선 시스템으로 동작할 수 있도록 하는 소프트웨어 라디오기술이 기대되는 연구분야가 되고 있다^[4]. OFDM은 무선랜에 적용된 IEEE802.11x와 ETSI HIPERLAN/2, 무선광대역접속기술에 적용된 IEEE802.16x, 그리고 디지털 오디오/비디오 방송(DAB/DVB) 표준 등과 같은 무선통신기술에 기반기술로 활용되고 있으며, 유비쿼터스 무선 광대역 네트워크에 적용할 수 있는 유력한 다중접속 기술이다^[5].

소프트웨어 라디오 플랫폼이 OFDM기반의 유비쿼터스 광대역 접속기술로 활용된다는 가정하에, 데이터 부반송파들의 채널 주파수 응답(CFR: Channel Frequency Response)을 추정하기 위해 위너 필터링과 DFT기반의 인터플레이션을 사용하는 보편적으로 적용할 수 있는 채널 추정 기법을 제안하였다. 시간영역 채널 추정기로서 DFT기반의 인터플레이션을 사용하는 채널 추정기는 파일럿의 수와 파일럿 간격, 즉 파일럿 할당 방식에 매우 의존적이다. 그러나 전처리 과정으로 논문에서 제안하는 위너 필터링을 사용할 경우 다양한 시스템 규격에서의 파일럿 부반송파들의 할당에 무관하게 시간영역 채널 추정기를 단일화할 수 있어 OFDM기반의 유비쿼터스 광대역 접속기술에 매우 적합한 구조의 채널 추정기를 제공할 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. II장은 유비쿼터스 광대역 접속 서비스를 위한 OFDM 시스템 모델과 파일럿 부반송파의 할당기법을 설명한다. III장에서는 기존의 시간영역 채널 추정기의 문제점을 제시하고 본 논문에서 제안하는 시간영역 채널 추정방식을 설명한다. IV장에서는 제안한 방식의 성능을 평가하기 위한 시뮬레이션 결과를 보여주고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 유비쿼터스 무선 광대역 접속을 위한 OFDM 시스템

대역폭이 B 인 주파수 선택성 무선링크를 가정한다. L 을 채널의 길이로 정하고 기저대역에서 $1/B$ 간격으로 표본화된 채널 임펄스 응답 (CIR : Channel Impulse Response)을 $h[l]$ ($l = 0, 1, \dots, L-1$)으로 하고, $X[k]$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$)는 단위 평균 에너지를 갖는 주파수 영역에서의 N 개 송신 심볼열을 나타낸다고 가정한다. 송신 심볼열은 $N \times 1$ 벡터, $\mathbf{X} = [X[0], X[1], \dots, X[N-1]]^T$ 로 표현될 수 있다. 수신기는 우선 송신 심볼열에

IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform)를 취하여 시간영역 벡터 $\mathbf{x} = [x[0], x[1], \dots, x[N-1]]^T$ 를 만들어내며 이는 아래 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{D}^H \mathbf{X}, \quad (1)$$

여기서 \mathbf{D} 는 $N \times N$ DFT 매트릭스이며 m 행 n 열 ($m, n = 0, 1, \dots, N-1$) 성분은 식 (2)와 같이 주어진다.

$$[\mathbf{D}]_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi mn/N} \quad (2)$$

실질적인 N 값은 효율적인 IDFT 구현을 위해서 일반적으로 2의 멱수를 사용한다. \mathbf{X} 의 성분들은 i.i.d.(independent identically distributed)이므로 중심극한정리에 따라 \mathbf{x} 의 성분들은 N 값이 충분히 큰 경우에 가우스 분포를 갖게 된다. 새로운 시퀀스열 \mathbf{x}' 는 길이 $N_{cp} = L$ 인 CP를 \mathbf{x} 앞에 붙여서 전송되며, 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}' = \mathbf{T}_{cp} \mathbf{x} \quad (3)$$

여기서, \mathbf{x}' 는 $(N_{cp} + N) \times 1$ 벡터이고 $\mathbf{T}_{cp} = [\mathbf{I}_{cp}^T \mathbf{I}_N^T]^T$ 는 $N \times N$ 단위 행렬 \mathbf{I}_N 의 마지막 N_{cp} 행을 나타내는 \mathbf{I}_{cp} 와 단위행렬 \mathbf{I}_N 의 연접행렬이다. OFDM 심볼인 벡터 \mathbf{x}' 의 성분들은 펄스성형 처리 후에 직렬로 전송된다. 수신단에서 수신신호는 송신된 OFDM 심볼들이 CIR과 컨벌루션된 형태로 수신기에 입력되며 길이 $(N + N_{cp} + L - 1)$ 인 \mathbf{y}' 로 표현된다. 수신기는 CP를 제거하고 N 개의 샘플들로 구성된 수신 신호, $\mathbf{y} = [y[0], y[1], \dots, y[N-1]]^T$ 를 취득하며 \mathbf{y} 는 다음과 같은 수식을 만족하게 된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{y}' = \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{R} = [\mathbf{0}_{N \times N_{cp}} \mathbf{I}_N]$ 이고, \mathbf{G} 는 시볼변 순환 컨벌루션 행렬 $[\mathbf{G}]_{m,n} = h[\langle m - n \rangle_N]$ 이며, \mathbf{n} 은 공분산 행렬이 $N_0 \mathbf{I}_N$ 인 부가성 영평균 순환 대칭 복소 가우스 잡음 벡터이다. 이때, $\langle \cdot \rangle_N$ 은 modulo- N 연산이다. 수신 신호를 검파하기 위해서 수신기는 수신신호 \mathbf{y} 에 DFT를 취하여 식 (5)가 얻어진다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{D} \mathbf{y} = \mathbf{D} \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{D} \mathbf{n} = \mathbf{D} \mathbf{G} \mathbf{D}^H \mathbf{X} + \mathbf{W} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{H} = \text{diag} \{H[0], H[1], \dots, H[N-1]\}$ 인 대

각행렬이고 $H[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l]e^{-j2\pi kl/N}$ 이며, \mathbf{W} 는 분산이 N_0 인 무상관 영평균 순환 대칭 복소 가우스 잡음 벡터이다. 식 (5)로부터 IDFT와 DFT처리와 연계되어 CP를 사용하게 되면 주파수 선택성 채널을 N 개의 병렬 비선택성 페이딩 채널로 변환시키게 됨을 알 수 있다. 즉, OFDM을 통해 지연확산 채널은 N 개의 직교 채널로 변환되게 된다.

III. 단일화 시간영역 채널 추정

채널 추정은 신뢰성 있는 무선통신에 필요한 중요한 요소중의 하나이다. 대부분의 패킷기반 통신 시스템에서 채널 추정은 수신단에서 미리 알고 있는 파일럿 심볼들을 이용하여 구현된다. 3장에서는 먼저 시간영역 채널 추정기(TD-CE: Time-Domain Channel Estimation)에 대해 개략적으로 소개하고 문제점을 살펴본다. 그리고 TD-CE기법이 OFDM 기반의 유니쿼터스 광대역 접속 기술을 위한 소프트웨어 라디오 플랫폼의 구성요소로 효과적으로 사용될 수 있도록 하는 채널 추정기법을 제시한다.

부반송파의 개수는 $N = N_u + N_v + 1$ 이고 $N_u + 1$ 은 DC성분을 포함하는 유효 부반송파의 개수, N_v 는 가상 반송파들이라고 하자. N_v 는 좌측 가상반송파인 $N_{v,l}$ 와 우측 가상반송파인 $N_{v,r}$ 로 구성되어 있다고 하자. N_p 개의 파일럿 심볼들이 유효 부반송파들에 삽입되어 $X[iD_f + \alpha] = P[i]$, $i = 0, 1, \dots, N_p - 1$ 이 된다. 여기서 $P[i]$ 는 M-ary QAM 성좌점으로부터의 i 번째 파일럿 심볼이고, $D_f = N/M$ 은 최소 파일럿 간격, M 은 2의 멱수($M \geq N_p$), α 는 파일럿 부반송파($\alpha \geq N_{v,l}$)의 초기 위치이다.

1. 기존의 시간영역 채널 추정기법

이전의 연구에서 DFT 기반의 시간영역 채널 추정(TD-CE) 기법이 제안되었다^[7~8]. 시간영역 채널 추정기법은 IDFT 처리, 0 삽입, DFT처리를 통해 효과적으로 인터플레이션을 수행할 수 있다^[8].

시간영역 채널 추정기법을 설명하기 위해서는 $\{\hat{Y}[i]\} = \{Y[j]\}$, $j = iD_f + \alpha$ 인 파일럿 심볼들만을 포함하고 있는 수신 시퀀스열의 부 집합을 정의하는 것이 편리하다. 수신된 파일럿 시퀀스들은 다음과 같이

표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{Y}}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \mathbf{W}_p \quad (6)$$

여기서 \mathbf{X}_p 는 송신된 파일럿 시퀀스 열이고, \mathbf{H}_p 는 파일럿들의 위치에서의 CFR이고 \mathbf{W}_p 는 잡음 성분으로서, 각각은 아래 식들과 같이 주어진다.

$$\mathbf{X}_p = \text{diag}\{P[0], P[1], \dots, P[N_p - 1]\}, \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_p = \{H[0], H[1], \dots, H[N_p - 1]\}^T, \quad (8)$$

$$\mathbf{W}_p = \{W[0], W[1], \dots, W[N_p - 1]\}^T \quad (9)$$

시간영역 채널 추정기법의 첫 번째 처리과정은 식 (10)으로 표현되는 최소자승법에 의해 파일럿 위치에 대응되는 CFR의 초기 추정과정이다.

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \mathbf{X}_p^H \hat{\mathbf{Y}}_p = \mathbf{H}_p + \mathbf{X}_p^H \mathbf{W}_p, \quad \mathbf{X}_p^H \hat{\mathbf{X}}_p = \mathbf{I}_{N_p} \quad (10)$$

$(M - N_p)$ 개의 0을 $\hat{\mathbf{H}}_p$ 에 부가하고 나면 추정된 CFR $\hat{\mathbf{H}}_m$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{H}}_m = [0_{\alpha \times 1}^T \hat{\mathbf{H}}_p^T 0_{\beta \times 1}^T]^T \quad (11)$$

이때, N_p 가 짝수이면 $\alpha = (M - N_p)/2$ 이고 $\beta = (M - N_p)/2$ 이다. N_p 가 홀수 일 때에는, $\alpha = \lfloor (M - N_p)/2 \rfloor + 1$ 이고 $\beta = \lfloor (M - N_p)/2 \rfloor$ 이다. 식 (11)을 M -point IDFT에 의해 시간영역으로 변환하면 다음과 같다.

$$\mathbf{g} = \tilde{\mathbf{D}}^H \hat{\mathbf{H}}_m \quad (12)$$

여기서, $\tilde{\mathbf{D}}$ 는 $M \times M$ DFT행렬이다. DFT기반의 인터플레이션은 $(N - M)$ 개의 0을 \mathbf{g} 에 부가함으로써 식 (13)과 같이 구해진다.

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{D}\mathbf{Q}\mathbf{g} = \mathbf{D}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{D}}^H \hat{\mathbf{H}}_m \quad (13)$$

여기서 \mathbf{Q} 는 0 삽입에 대한 가중치 행렬로서 식 (14)와 같다.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M/2} & \mathbf{0}_{(N-M/2) \times M/2} \\ \mathbf{0}_{(N-M/2) \times M/2} & \mathbf{I}_{M/2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

2. Wiener 필터링 기법을 적용한 시간영역 채널 추정
기존의 시간영역 채널 추정기법은 두 가지의 제한사항이 있다. 첫 번째는 최소 파일럿 간격 D_f 가 N/M 으로 정의되어 있으므로 짝수이어야 한다는 것이다. 두 번째는 파일럿 심볼들이 유효 대역 내에서 첫 번째와 마지막 부반송파에 할당되어야 한다는 것이다. 시간영역 채널 추정기법은 이러한 조건을 만족시키지 않으면 인터폴레이션 에러가 증가하여 성능이 열악해 지는 단점이 있다^[9]. 시간영역 채널 추정기법 기법의 문제점을 해결하고 이를 소프트웨어 라디오 플랫폼에 적용하기 위해서, 그림 1에 보인 바와 같이 UTD-CE(Unified Time-Domain Channel Estimation)라고 명명한 Wiener 필터를 도입한 개선된 시간영역 채널 추정기법을 제안한다.

UTD-CE는 의도적으로 변경된 파일럿 정보를 이용하기 위해서 기존의 시간영역 채널 추정기법에 Wiener 필터를 채용하는 방식이다. 만일 D_f 가 홀수이거나 M 이 2의 멱수가 아니면 주어진 N_p 에 가장 가까운 짝수 M 을 찾아낼 수 있으며 새로운 최소 파일럿 간격 \bar{D}_f 를 계산할 수 있다. 그리고 가상 파일럿 심볼들의 위치들은 \bar{D}_f 에 의해서 구해진다. Wiener 필터는 최소 자승법에 의해 추정된 CFR들 사이의 가상 CFR을 인터폴레이션 하게 되고 가드밴드상의 가상 CFR들을 예측하게 되며 이는 다음 수식과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{H}_m[j] = \sum_{i=0}^{N_p-1} \Phi_i(\Delta j) \hat{H}_p[i] = \Phi(\Delta j) \hat{H}_p \quad (15)$$

여기서 $\{\hat{H}_m[j]\}$ 는 \hat{H}_m 의 성분이고 Wiener 필터 $\Phi(\Delta j)$ 는 가상 파일럿 위치, $\Delta j = (j-i)D_f + \beta - \alpha$ 와 LS로 예측한 CFR의 상대적인 위치에 의존한다. 여

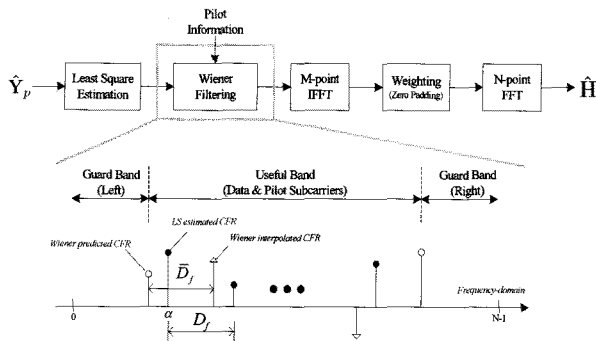


그림 1. 제안한 UTD-CE 방식의 블록도
Fig. 1. The block diagram of the proposed UTD-CE.

기서, β 는 새로운 초기 위치(유효 대역의 첫 번째 부반송파)를 나타낸다.

Wiener 필터는 식 (16)으로 표현할 수 있다^[9].

$$\Phi(\Delta j) = \mathbf{R}_{\hat{H}_p}(\Delta j) \mathbf{R}_{\hat{H}_p}^{-1} \quad (16)$$

여기서 상호상관 벡터와 자기 상관 행렬은 식 (17) 및 (18)로 표현된다.

$$\mathbf{R}_{\hat{H}_p}(\Delta j) = E\{\hat{H}_m[j] \hat{H}_p^H\} \quad (17)$$

$$\mathbf{R}_{\hat{H}_p} = E\{\hat{H}_p \hat{H}_p^H\} = \left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p} + \frac{\lambda}{SNR} \mathbf{I} \right) \quad (18)$$

여기서 $\lambda = E\{|X[k]|^2\} / |P_i|^2$ 는 평균 신호전력대 파일럿 전력비이다. $\mathbf{R}_{\hat{H}_p}(\Delta j)$ 와 $\mathbf{R}_{\hat{H}_p}$ 의 m 행 n 열 성분을 구하기 위해서, 두개의 부반송파에서의 CFR간의 상호상관함수는 다음과 같이 표현된다.

$$r_{m,n} = \begin{cases} 1, & m = n \\ \frac{1 - e^{-j2\pi N_g(m-n)/N}}{j2\pi N_g(m-n)/N}, & m \neq n \end{cases} \quad (19)$$

식 (19)는 전형적인 최악조건 시나리오에 대응되는 일양한 채널 전력 지연 프로파일에 해당된다. 나머지 동작들은 기존의 TD-CE기법과 동일하다. 제안한 채널 추정기법을 통해서 소프트웨어 라디오 수신기의 채널 추정에 적합한 파라미터 변형 가능한 단일화된 구조를 얻을 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

본 장에서는 다중경로 레일리 페이딩 채널에서 적용한 제안한 채널 추정기에 대해 시뮬레이션 결과를 분석해본다. 2.3GHz대역에서 10MHz의 대역폭을 사용하고 부반송파수 $N = 1024$ 인 QPSK-OFDM 시스템을 가정한다. 샘플링 간격은 $T = 0.1\mu s$ 이고 보호구간은 $N_g = 32$ 샘플을 가정한다. 유효 부반송파수는 $N_u + 1 = 897$, 보호 대역에서의 샘플 수는 $N_v = 127$ 이다. 평균 신호전력대 파일럿 전력비는 $\lambda = 1$ 로 설정하고, 파일럿 심볼들 또한 임의의 QPSK 심볼로 가정한다. 채널 모델로는 UMTS 무선 인터페이스를 평가하기 위해 ETSI에서 제안한 “Vehicular A”채널을 고려하고, 최대 도플러 주파수는 $f_D = 100\text{Hz}$ 로 가정한다.

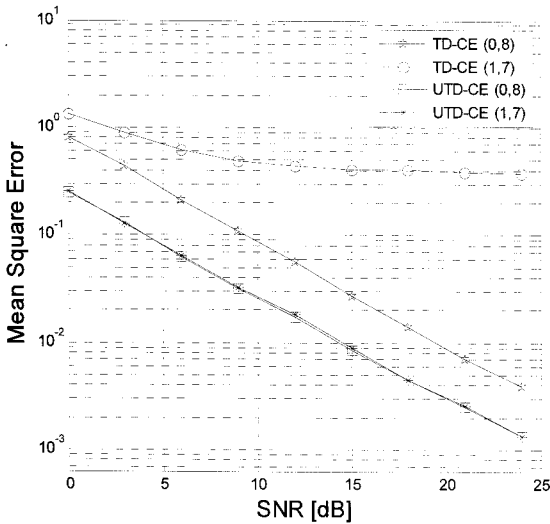


그림 2. 기존의 TD-CE방식과 제안하는 UTD-CE방식의 MSE성능
 Fig. 2. The MSE performance of the conventional TD-CE and proposed UTD-CE.

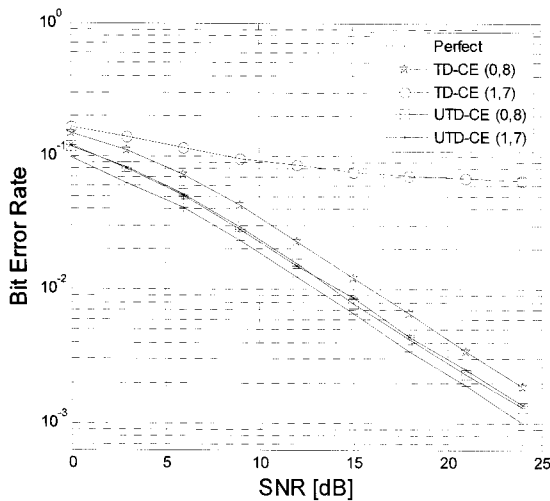


그림 3. 기존의 TD-CE 방식, 제안하는 UTD-CE방식, 그리고 완벽한 채널추정조건에서의 BER 성능
 Fig. 3. The BER performances of the conventional TD-CE, the proposed UTD-CE, and under perfect channel knowledge.

SNR=40dB에 대응되는 Wiener 필터를 설계하여 시물레이션 하였다.

그림 2는 SNR에 따라서 기존의 TD-CE 기법과 제안한 UTD-CE기법간의 MSE 성능을 비교한 것이다. (U)TD-CE(a,b)에서 a와 b는 초기 위치와 최소 파일럿 간격을 나타낸다. 그림에서 (a,b)=(0,8)은 기존의 TD-CE에 대해 좋은 조건을 의미하며, (a,b)=(1,7)은 조건이 나빠졌거나 소프트웨어 라디오 수신기의 동작 모드가 변환 것을 의미한다. 두 가지 모든 조건에서, 기존

의 TD-CE방식은 UTD-CE방식의 MSE보다 열악한 성능을 보여주고 있다. 특히 나쁜 조건 (a,b)=(1,7)에서, 심각한 에러 플로어(error floor)현상을 보이고 있다. 그러나 UTD-CE기법에서는 조건에 상관없이 모두 성능이 유사하게 우수한 것으로 나타난다. 그림에서 나타난, 높은 SNR에서 에러 플로어 현상이 발생하는 것은 DFT 기반의 인터플레이션에 의한 누설 및 엠티효과에 의한 것으로 해석할 수 있다.

그림 3은 본 논문에서 가정한 OFDM 시스템에 기존의 TD-CE방식과 제안한 UTD-CE방식을 적용했을 경우의 BER성능을 보여준다. 그림에서 “Perfect”로 표시한 그래프는 완벽한 채널 추정하에서의 성능을 나타낸다. (a,b)=(0,8)일 때 TD-CE방식은 UTD-CE방식을 도입한 경우에 비해 BER이 약간 높은 값으로 나타났다. (a,b)=(1,7)일 때는 UTD-CE 방식을 적용한 경우 TD-CE방식을 적용한 것에 비해 성능이 월등한 것으로 나타났으며 완벽한 채널 추정을 하는 경우의 성능에 매우 근접한 것으로 나타났다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 기반의 유비쿼터스 광대역 접속 서비스에 적용할 수 있도록, Wiener 필터를 도입한 개선된 시간영역 채널 추정기를 제안하였다. 기존의 시간영역 채널 추정기의 두가지 문제점을 극복하고 유비쿼터스 네트워크의 소프트웨어 라디오에 적용하기 위해 기존의 TD-CE에 Wiener 필터 기법을 도입하였다. 제안한 추정기는 소프트웨어 라디오의 동작모드에 따라서 파일럿 정보를 변경할 수 있고, 효과적으로 데이터 부반송파의 채널 주파수 응답을 제공할 수 있다. 시물레이션을 통해 제안한 방식이 기존의 방식보다 성능이 월등하고 완벽한 채널 추정을 하는 경우에 근접하는 성능을 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] T. Tjelta, “Ubiquitous broadband access,” *Teletrinnikk*, Feb. 2006.
- [2] V. L. Fotheringham, “Future-proof, ubiquitous wireless broadband access,” *PTC2003*, Jan. 2003.
- [3] K. Tsukamoto, “Software definable radio networks for the ubiquitous networks,” *URSI-GA2005*, 2005.

[4] K. Uehara, K. Araki, and M. Umehira, "Trends in research and development of software defined radio," NTT Technical Review, vol. 1, no.4, pp. 10-14, July 2003.

[5] H. Yang, "A road to future broadband wireless access" MIMO-OFDM-based air interface, IEEE Magazine, vol. 43, no.4, pp. 53-60, Jan. 2005.

[6] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, Introduction to space-time wireless communications, Cambridge Univ. Press, 2003.

[7] B. Yang, Z. Cao, and K. B. Letaief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 11, pp. 1977-1987, Nov. 2001.

[8] G. Auer, S. and E. Karipidis, "Pilot aided channel estimation for OFDM: a separated approach for smoothing and interpolation," in Proc. IEEE ICC'2005, vol. 4, pp. 2173-2178, May 2005.

[9] J.-W. Seo, J.-W. Wee, W.-G. Jeon, J.-H. Paik, and D.-K. Kim, "An enhanced DFT-based channel estimation using virtual interpolation with guard bands prediction for OFDM," in Proc. IEEE PIMRC2006, pp. 1-5, Sept. 2006.

저 자 소 개



서 정 욱(정회원)
 1999년 한국항공대학교 통신정보 공학과 학사 졸업.
 2001년 한국항공대학교 통신정보 공학과 석사 졸업.
 2005년~현재 연세대학교 전기 전자공학과 박사과정.

2001년~현재 전자부품연구원 선임연구원.
 <주관심분야 : 통계적 신호처리, 유무선 통신시스템>



김 동 구(정회원)
 1983년 한국항공대학교 통신공학과 학사 졸업.
 1985년 Univ. of Southern California 전기공학과 석사 졸업.
 1992년 Univ. of Southern California 전기공학과 박사 졸업.

1994년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수.
 <주관심분야 : CDMA 이동통신, 다중접속 기술, 변조 및 채널 부호화 기술, 스케줄링/MAC 기술, 빔성형 및 MIMO 기술 등>



곽 재 민(정회원)
 1998년 한국항공대학교 통신정보 공학과 학사 졸업.
 1999년 한국항공대학교 통신정보 공학과 석사 졸업.
 2002년 한국항공대학교 통신정보 공학과 박사 졸업.

2002년~2003년 한국전자통신연구원 박사후과정.
 2003년~2008년 전자부품연구원 책임연구원.
 2008년~현재 목포해양대학교 전임강사.
 <주관심분야 : 유무선 통신시스템, 임베디드 시스템, 통신신호처리>