

주파수 영역 MMSE 등화방식 기반의 SC-FDMA 시스템을 위한 개선된 LLR 생성 기법

정회원 김진민*, 임태호*, 종신회원 김재권**,
정회원 이주현***, 종신회원 조용수*

An Improved LLR Generation Technique for SC-FDMA Systems Using Frequency Domain MMSE Equalization

Jin-min Kim*, Tae-Ho Im* *Regular Members*, Jaekwon Kim** *Lifelong Member*,
Joo-Hyun Yi*** *Regular Member*, Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요약

Orthogonal Frequency Multiple Access (OFDMA) 방식은 차세대 이동통신을 위한 다중접속 방식으로 널리 고려되고 있으나 Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)이 높다는 단점이 있다. 따라서, 송신전력에 민감한 상향링크에서는 PAPR이 낮은 Single Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA) 방식이 OFDMA 방식보다 더 적합한 것으로 여겨지고 있다. 본 논문에서는 주파수 영역 MMSE 등화방식을 기반으로 한 SC-FDMA 시스템의 성능향상 기법을 제안한다. 제안된 기법은 채널의 다이버시티 특성과 수신신호로부터 얻는 쌍방향성 특성을 활용하여 채널복호기의 입력이 되는 Log-likelihood Ratio (LLR)의 신뢰도를 향상시키는 방식이다. 본 논문에서는 제안된 방식에 의해 추가적으로 증가하는 복잡도를 분석하고, 이에 따른 성능이득을 모의실험을 통해 검증한다.

Key Words : SC-FDMA, LTE, MMSE, Diversity, LLR

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) is widely used as a multiple access technique for next generation mobile communication systems, however, its main drawback is the high peak-to-average ratio (PAPR). Thus for the uplink case where the transmit power is strictly limited due to the battery life of mobile units, single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) with low PAPR is preferred to OFDMA method. In this paper, we propose a method to improve the performance of SC-FDMA using frequency domain MMSE equalization. The proposed improved log-likelihood ratio (LLR) generation method exploits both the diversity characteristic of channels and the reciprocity that is obtained from the received signals. The complexity of the proposed method is analyzed and its performance gain is demonstrated via a set of computer simulations.

※ 본 연구는 본 연구는 삼성전자, 지식경제 프론티어기술개발사업의 일환으로 추진되고 있는 지식경제부의 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크원천기반기술개발사업의 09C1- C2-11T, 2008년도 교육과학기술부 한국연구재단(R01-2008-000-10406-0) 과제의 지원으로 이루어졌음.

* 중앙대학교 전자전기공학부, ** 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 (jaekwon@yonsei.ac.kr)

*** 삼성전자 정보통신연구소

논문번호 : KICS2009-07-307, 접수일자 : 2009년 7월 21일, 최종논문접수일자 : 2009년 11월 17일

I. 서 론

3G Long Term Evolution (LTE)에서는 고속의 데이터 전송률, 적은 지연, 최적화된 패킷관리로, 하향링크에서 100Mbps 상향링크에서 50Mbps를 목표로 하고 있다. 이러한 목표를 만족하기 위하여 여러 가지 다중 접속방식 중 하향링크에서는 orthogonal frequency division multiple access (OFDMA)^[1]를 상향링크에서는 single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA)^{[2],[5]}를 채택하였다. OFDMA는 OFDM의 개념을 기반으로 유무선 채널에서 고속 데이터를 전송하기 위한 적합한 변복조 방식으로 최근 고속의 무선전송방식으로 적용이 활발히 연구되고 있다. OFDM은 여러 개의 반송파를 병렬로 사용하는 다수 반송파 전송의 일종으로 고속 전송률을 갖는 데이터 스트림을 낮은 데이터 전송률을 갖는 많은 수의 데이터 스트림으로 나누고 이들을 다수의 부반송파를 통해 동시에 전송한다. 또한 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연확산보다 긴 보호구간을 삽입하여 심볼간 간섭(ISI)을 제거할 수 있고 보호구간에 OFDM 신호의 일부를 복사해 심볼의 시작부분에 배치하면 OFDM 심볼은 순환적으로 확장되어 부반송파간 간섭(ICI)을 피할 수 있다. 이러한 다수 반송파로 인하여 광대역 전송시에 나타나는 주파수 선택적 채널이 심볼간 간섭이 없는 주파수 비선택적 채널로 근사화되고 간단한 단일탐 등화기로 보상이 가능한 장점이 있다.

그러나 OFDM 방식은 peak-to-average power ratio (PAPR)이 높기 때문에 단말기의 전력 증폭기의 비효율을 가져오고 저가의 전력 증폭기를 사용하는 상향링크의 경우 유효 셀반경의 감소를 가져

온다. 이러한 단점을 개선하기 위하여 LTE에서는 상향링크로 SC-FDMA 기법을 채택하였다.^{[5]-[10]} SC-FDMA는 다수의 부반송파로 나누기 전에 DFT 작업을 처리함으로써 단일 반송파 시스템과 유사한 형태를 갖고 있다. SC-FDMA는 작은 PAPR을 갖기 때문에 낮은 송신전력이 바람직한 상향링크에 적합한 방식이다. 그러나 OFDM과 달리 등화기의 경우 계산량이 많이 소요되고 고차 변조방식으로 갈수록 성능이 열화 되는 단점이 있다.^{[8]-[10]}

본 논문에서는 채널의 다이버시티 특성과 수신신호로부터 얻어지는 쌍방향성을 활용하여LLR값의 신뢰도를 높여서 SC-FDMA의 전체적인 성능이득을 가져오는 수신 기법을 제안한다. 본 논문의 2장에서는 SC-FDMA 시스템 모델을 설명하고 3장에서 제안된 성능향상기법에 대하여 기술한다. 4장에서는 제안된 기법의 연산복잡도를 분석하고 5장에서는 모의실험을 통해 성능을 평가한다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

II. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

SC-FDMA의 기본적인 구조는 그림 1과 같다. 사용자의 복소 변조된 심볼을 식 (1)과 같이 표현한다. 이때 $[\cdot]^T$ 는 transpose 연산을 나타낸다.

$$\mathbf{x} = [x_1 x_2 \cdots x_N]^T \quad (1)$$

SC-FDMA의 송신단 구조는 OFDM과 달리 Inverse Fast Fourier Transform(IFFT)이전에 식 (2)와 같이 discrete Fourier transform (DFT)를 수행한다.

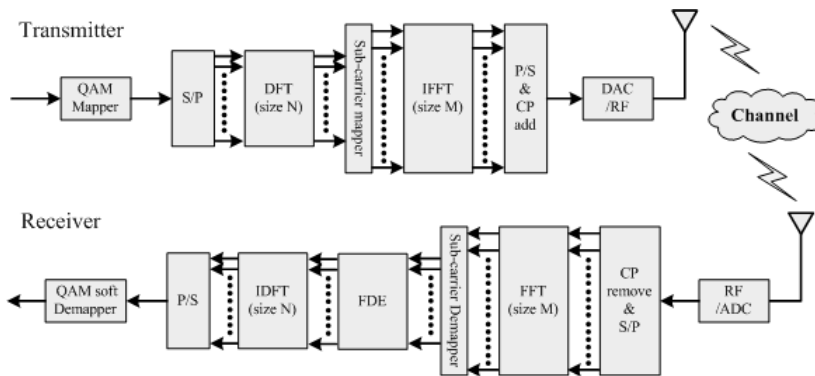


그림 1. SC-FDMA 시스템의 블록도
Fig. 1. Block diagram of SC-FDMA system

$$\mathbf{X}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, k=0, \dots, N-1. \quad (2)$$

위의 DFT처리과정은 행렬 형태로 표현 할 수 있다. 매트릭스 \mathbf{Q}_N 를 DFT 행렬이라고 할 때, 주파수 영역의 신호는 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{X} = \mathbf{Q}_N \mathbf{x} \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{Q}_N = [\mathbf{q}_1^T \mathbf{q}_2^T \dots \mathbf{q}_N^T]$ 이고 $\mathbf{q} = \frac{1}{\sqrt{N}} [0 \ e^{-j\frac{2\pi}{N}l} \ e^{-j\frac{2\pi}{N}2l} \ \dots \ e^{-j\frac{2\pi}{N}(N-1)l}]$ 이다. 이와 같이 주파수 영역 데이터로 변환된 신호는 localized FDMA (LFDMA)방식을 통하여 부반송파 할당이 이루어진다. 이후 변조 과정은 \mathbf{Q}_M 를 $M \times M$ FFT 매트릭스라 할때, IFFT과정을 수행하여 시간영역 신호를 얻고, CP를 삽입한다.

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{Q}_M^H \tilde{\mathbf{X}} \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{cp} = [\tilde{x}(M-\nu+1) \ \tilde{x}(M-\nu+1) \ \dots \ \tilde{x}(M-\nu+1) \ \tilde{\mathbf{x}}^T] \quad (5)$$

위의 신호가 전송되고, 다중 경로 채널을 통과하여 수신된 신호는 아래와 같다.

$$y(n) = \tilde{x}_{cp}(n) \otimes h(n) + z(n) \quad (6)$$

여기서 식 (6)에서 기호 \otimes 는 컨벌루션을 나타내고 $z(n)$ 은 AWGN 잡음을 나타낸다. 수신단에서 OFDM 심볼동기가 완벽하다고 가정하고 CP를 제거한 후의 시간영역 신호는 아래와 같다.

$$\tilde{\mathbf{y}} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_M] \quad (7)$$

위의 시간영역 신호를 $M \times M$ FFT를 통하여 주파수 영역 신호로 옮기면 아래와 같다.

$$\mathbf{Q}_M \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_M \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$= \begin{bmatrix} H(1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H(2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H(M) \end{bmatrix} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (9)$$

$$= \text{Diag}(\mathbf{H}) \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (10)$$

$$= \text{Diag}(\mathbf{H}) \mathbf{Q}_N \mathbf{x} + \mathbf{Z} \quad (11)$$

기존의 신호검출기법은 식 (11)로부터 채널을 등화하기 위하여 아래의 식 (12) 또는 (13)을 사용한다. 식 (12)는 zero forcing 등화기법을 식 (13)은 MMSE 등화기법을 나타낸다.

$$C_{ZF}(k) = \frac{1}{H(k)} \quad (12)$$

$$C_{MMSE}(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \frac{1}{SNR}} \quad (13)$$

등화 후 수신신호는 다시 IDFT 과정을 통하여 복소 심볼로 아래와 같이 변환된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_u = \mathbf{Q}_N^H \hat{\mathbf{x}}_u \quad (14)$$

이와 같이 추정된 복소 심볼로부터 soft decision 을 계산하여 LLR값을 산출한다. 이렇게 산출된 LLR 값의 신뢰도는 전체 시스템의 성능에 영향을 미친다. 따라서 복잡도를 크게 증가시키지 않으면서 LLR 값의 신뢰도를 향상시키는 연구가 바람직하며 이에 대한 연구가 필요하다.

III. 제안된 Soft Output 신뢰도 향상기법

본 장에서는 MMSE 기반 성능 향상기법을 제안하고, 제안된 기법에 의해 추가적으로 소요되는 연산들의 복잡도를 분석한다. 그림 2는 제안된 기법을 포함한 SC-FDMA 수신부의 전체 블록도를 나타낸다. 제안된 LLR 신뢰도 향상 기법에서는 먼저 채널의 다이버시티 특성을 분석하고 특정 값보다 작은 경우에 다시 주파수 영역 MMSE 등화에 의해 추정된 신호의 쌍방향성(reciprocity) 성립여부 확인한다. 쌍방향성에 대해서는 3.2절에 기술한다. 쌍방향성이 만족될 때에는 주파수 영역 MMSE 등화에 의해 검

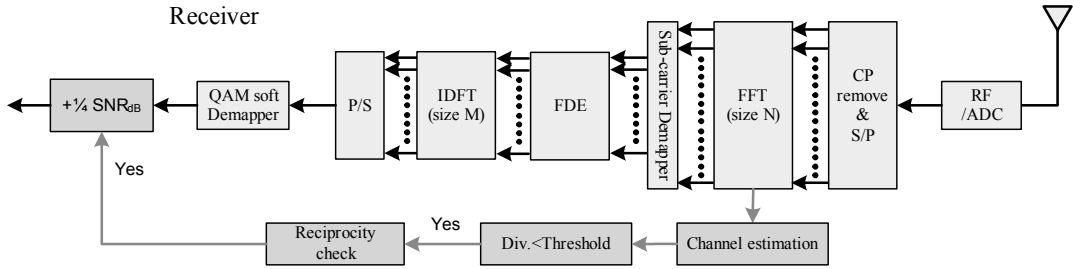


그림 2. 제안된 알고리즘의 블록도
Fig. 2. Block diagram of proposed algorithm

출된 신호의 신뢰도를 더 높게 하고, 반대의 경우에는 원래의 신뢰도를 사용한다. 먼저 무선채널의 다이버시티 특성을 알아본다.

3.1 채널의 다이버시티 특성

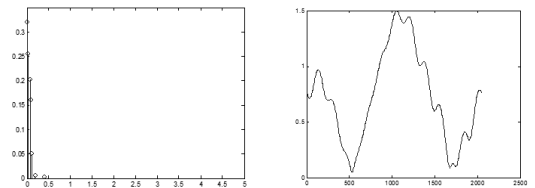
SC-FDMA는 DFT 확산으로 인해 채널의 주파수 선택성(frequency selectivity)에 따라 다이버시티 이득이 결정된다. 즉, 채널의 시간영역 root mean squared (RMS) 지연이 커서 채널의 주파수 선택성이 크면 DFT 확산으로 인해 얻게되는 다이버시티 이득이 크고 이에 따라 성능이 향상된다. 그러나 RMS 지연이 작아서 채널의 주파수 선택성이 낮게 되면 얻을 수 있는 다이버시티의 이득이 낮아진다. 대표적인 채널들에 대한 power delay profile (PDP) 정보와 이에 해당하는 주파수 특성은 다음의 그림3과 같다. 그림 3에서와 같이 가장 RMS 지연이 가장 큰 ETU 채널이 주파수선택성이 가장 높게 된다.

따라서 목표 frame error rate (FER) 성능에 도달하기 위해서는 다이버시티 이득이 적을 경우에 성능을 향상시킬 방법이 필요하다. 주어진 무선채널의 주파수 다이버시티 이득을 추정하기 위하여 주파수 영역에서 80% coherence bandwidth를 B_c 라고 정의하고 채널의 다이버시티 이득을 다음과 같이 정의한다.

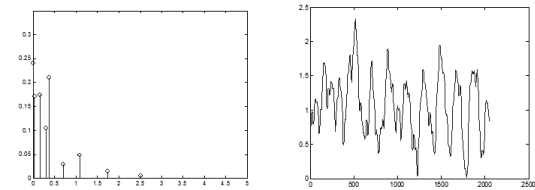
$$\text{Diversity} = \frac{N_{RB} \times 12}{B_c} \quad (15)$$

이때 N_{RB} 는 3GPP LTE의 상향링크에서 정의된 자원 할당의 최소단위를 의미하고 1 resource block (RB)는 12개의 부반송파로 이루어져 있기 때문에 식 (15)는 N_{RB} 개의 RB에 해당하는 비트가 확산되는 주파수 대역과 80% coherence bandwidth의 비를 나타낸다. 따라서, 식 (15)로 표현되는 값이 증

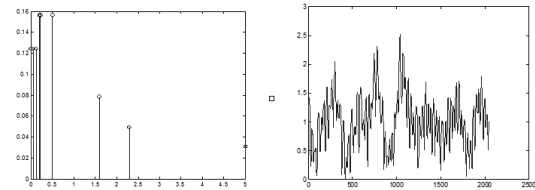
가할 수록 주파수 다이버시티가 증가하며 성능이 향상됨을 알 수 있으며, 동일한 무선채널에 대해서도 RB의 개수가 증가함에 따라 다이버시티 이득이 증가함을 알 수 있다. 식 (15)와 같이 정의된 채널의 diversity이득은 사용된 주파수 폭과 coherence bandwidth의 비라고 해석할 수 있다. 따라서 동일한 coherence bandwidth를 가정할 때 1RB의 경우는 6RB에 비해 식 (15)에 정의된 diversity값이 1/6



(a) Extended Pedestrian A channel (EPA) 특성



(b) Extended Vehicular A channel (EVA) 특성



(c) Extended Typical Urban channel (ETU) 특성

그림 3. 다양한 무선 채널에 대한 지연시간 및 주파수 선택성 관찰
Fig. 3. Observation of delay time and frequency selectivity in variable wireless channels

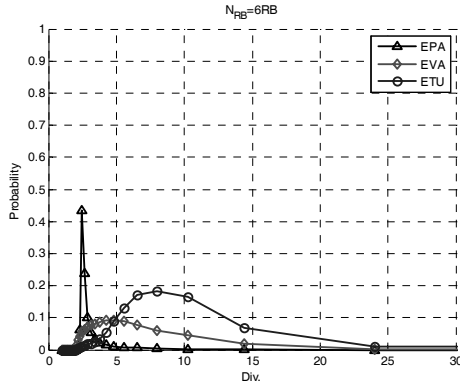


그림 4. 다양한 채널의 다이버시티 특성
Fig. 4. Diversity characteristic of variable channels

이 된다. 따라서, 1RB의 경우에는 매우 낮은 diversity이득을 가진다. 이와같이 6RB의 경우로부터 1RB를 추정할 수 있으므로 1RB의 경우는 생략하고 6RB의 경우에 대한 diversity 분포를 모의실험을 통해 구하면 그림 4와 같다. 그림 4는 특정 power delay profile(PDP)를 갖는 채널로부터 각 resolved multipath가 independent Rayleigh분포를 갖도록 생성하여 순시적인 diversity를 계산하여 이로부터 확률분포를 계산한 것이다.

본 논문에서 쌍방향성 성립여부를 확인하기 위한 경계 값으로 3.5를 사용한다. 즉, 주어진 순시적인 채널의 다이버시티 이득이 3.5보다 큰 경우는 기존의 주파수 영역 MMSE 등화기 및 이에 따른 LLR 계산방법을 사용하고 3.5이하인 경우에는 쌍방향성 성립여부를 확인하여 가중치를 부여한다. 경계값으로 3.5를 선택한 것은 3.1절의 그림 4와 5절에서 얻게되는 그림 6의 관찰 결과이다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 EPA 채널은 통계적으로 낮은 diversity를 갖고 EVA는 이보다 높으며 ETU는 가장 높은 diversity를 갖는다. 또한 그림 6으로부터 알 수 있듯이 6RB를 사용할 경우에 기존방식과 비교할 때 항상 쌍방향성을 점검하여 가중치는 두는 방식이 EPA의 경우에는 개선된 성능을 보이고 EVA 및 ETU의 경우에는 오히려 성능이 열화된다. 따라서,

그림 4에서 EPA와 EVA에 해당하는 diversity 분포 곡선이 만나는 지점을 경계값으로 사용한다.

3.2 제안된 LLR 신뢰도 향상기법

제안된 LLR 신뢰도 향상기법은 [11]에서 제안된 벡터의 쌍방향성 및 ML 벡터의 쌍방향성 성립특성을 기반으로 한다. 2차원 심볼 벡터의 쌍방향성이

[11]에서 제안되었으며, 본 논문에서는 N차원 심볼 벡터의 쌍방향성을 아래와 같이 확장하여 정의한다.

[정의 1] N 차원 벡터의 쌍방향성

N 차원 벡터 $[x_1 x_2 \dots x_N]^T$ 가 아래의 특성을 만족하면 쌍방향성이 성립한다고 정의한다.

$$x_i = Q \left(\frac{\tilde{\mathbf{h}}_i^H}{\|\tilde{\mathbf{h}}_i\|} \left(\mathbf{y} - \sum_{k \in \Gamma \setminus i} \tilde{\mathbf{h}}_k x_k \right) \right), \quad (16)$$

$$\forall i = 1, 2, \dots, N.$$

여기서 $\tilde{\mathbf{H}} = \text{Diag}(\mathbf{H})\mathbf{Q}$ 를 의미하고, $\tilde{\mathbf{h}}_i$, $i = 1, 2, \dots, N$ 는 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 i 번째 열벡터, $\mathbf{I} = \{1, 2, \dots, N\}$ 이다. ML 벡터는 정의 1의 쌍방향성을 만족하며 이는 [11]의 정리2의 단순한 확장에 불과하므로 본 논문에서는 증명과정을 생략한다. 따라서, 주어진 벡터가 쌍방향성을 만족한다면 ML 벡터일 확률이 높다는 것을 의미하며 높은 SNR 환경에서 ML 벡터가 오류일 확률이 매우 낮다는 점을 활용하여 아래의 LLR 성능개선 방식을 제안한다.

식 (13)으로 주어진 주파수 영역 MMSE 등화를 통해 얻은 추정된 신호를 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \dots \tilde{x}_N]^T$ 라 할 때 k번째 심볼의 첫 번째 비트에 해당하는 LLR 값은 다음의 수식과 같이 표현된다.

$$LLR(b_{k,1}) \approx \ln \frac{\max_{x_i \in S_k^+} p(\tilde{x}_1 | x_i) p(x_i)}{\max_{x_i \in S_k^-} p(\tilde{x}_1 | x_i) p(x_i)} \quad (17)$$

$$= \frac{1}{2\sigma_1^2} \left(|\tilde{x}_1 - x_{1,k,-}^{opt}|^2 - |\tilde{x}_1 - x_{1,k,+}^{opt}|^2 \right) + \ln \frac{p(x_{1,k,+}^{opt})}{p(x_{1,k,-}^{opt})} \quad (18)$$

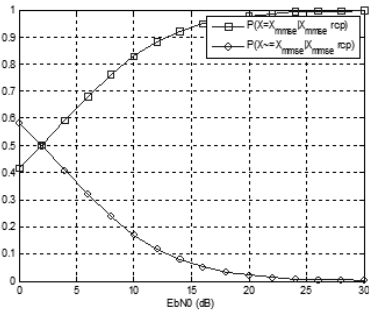
여기서 S_k^+ , S_k^- 는 각각 k번째 심볼의 첫 번째 비트가 1인 심볼의 집합과 0인 심볼의 집합을 나타내며, 심볼 $x_{1,k,-}^{opt}$, $x_{1,k,+}^{opt}$ 는 각각 S_k^+ , S_k^- 에 포함된 성상점 중 주파수 영역 MMSE 등화기에 의해 추정된 신호와 가장 가까운 성상점을 나타낸다. 식 (18)의 두 번째 항을 위한 확률을 식 (19) 및 (20)과 같이 나타낸다.

$$p(x_{1,k,+}^{opt}) = \begin{cases} p(x_{1,k,+}^{opt} | \hat{\mathbf{x}}rcp), & \text{if } \hat{\mathbf{x}} \text{ is reciprocal} \\ \frac{1}{|\Omega|}, & \text{else} \end{cases} \quad (19)$$

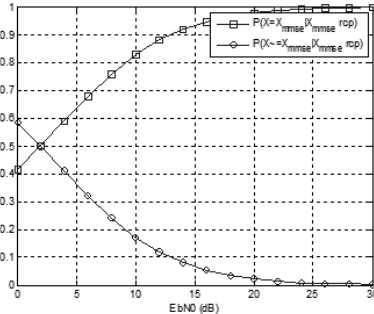
$$\ln \frac{p(x_{1,k,+}^{opt})}{p(x_{1,k,-}^{opt})} = \ln p(x_{1,k,+}^{opt}) - \ln \frac{1 - p(x_{1,k,+}^{opt})}{|\Omega| - 1} \quad (20)$$

여기서 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \hat{x}_2 \dots \hat{x}_N]^T$ 는 주파수 영역 MMSE 등화기에 의해 추정된 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \hat{x}_2 \dots \hat{x}_N]^T$ 를 slicing하여 얻은 신호를 나타낸다. 또한 기호

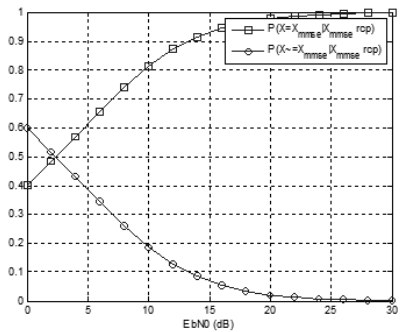
$\hat{\mathbf{x}}rcp$ 는 벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 이 쌍방향성 (reciprocity)를 만족한다는 의미이다. 식 (19) 및 (20)에서는 주파수 영역 등화에 의해 추정된 신호 중 k번째 심볼 \hat{x}_k 의 첫 번째 비트값이 “1”에 해당된다는 가정 하에 기술하였다. 해당 비트의 값이 “0”일 경우에는 역으로 연산한다. 이러한 방식으로 주파수 영역 MMSE 등화에 의해 검출된 심볼의 쌍방향성을 이용하여 LLR 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 쌍방향성 점검을 통해 산출한 식 (20) 값의 각 채널별 특성은 그림 5와 같다. 그림 5와 같이 식(20)의 정보는 각 채널 모델에 관



(a) 식 (20) 정보와 SNR 관계 (EPA 채널)



(b) 식 (20) 정보와 SNR 관계 (EVA 채널)



(c) 식 (20) 정보와 SNR 관계 (ETU 채널)

그림 5. 각 채널에 따른 식 (20) 정보와 SNR 관계
Fig. 5. (20) information and SNR relation according to each channel

계없이 1/4 SNR로 근사화 할 수 있음을 알 수 있다.

IV. 연산복잡도 분석

본 장에서는 주어진 무선채널의 다이버시티 이득 추정과 쌍방향성 성립여부 확인을 위한 추가적인 복잡도를 분석한다. 연산복잡도 계산과정에서는 다음 사항들을 가정한다.

- 1) 덧셈, 뺄셈, 쉬프트 연산은 하드웨어 구현 측면에서 간단하므로 실수 곱셈, 실수 나눗셈 횟수로 연산 복잡도를 계산한다.
- 2) 성상도 심볼의 실수부와 허수부는 정수라고 가정한다. 그러므로 성상도 심볼과 실수의 곱셈은 쉬프트 연산으로 처리 가능하다.
- 3) Q(·)는 곱셈과 나눗셈과 비교할 때 매우 간단하므로 연산 복잡도에 포함하지 않고 내부에 포함된 나눗셈 연산은 decision boundary를 수정함으로써 회피 한다^[12].

무선채널의 다이버시티 이득을 추정하기 위해 주파수 영역에서의 상관관계를 아래와 같이 측정한다.

$$R(\tau) = \frac{1}{DFT_size} \sum_i |H(i)|^2 |H(i+\tau)|^2 \quad (21)$$

이때 $|H(i)|^2$ 는 MMSE 등화식 분모에 있는 값과 동일하기 때문에 추가적인 연산이 필요없다. 또한 전체의 상관도가 필요없고 제안한 알고리즘에서는 상한값을 3.5로 미리 정했기 때문에 일정 간격만큼의 상관도 연산만이 요구된다. 따라서, 필요한 실수 곱셈횟수는 $DFT_size - floor((DFT_size)/3.5)$ 이다. 또한 채널의 상황에 따라 전체 크기 값이 다르기 때문에 정규화가 필요하다. 정규화를 위한 수식은 $R(\tau) / \sum_k |H(k)|^4$ 이며 DFT size 만큼의 실수 곱셈횟수를 필요로 한다. 따라서 다이버시티 체크를 위한 전체 복잡도는 $2 \times DFT_size - floor((DFT_size) / 3.5)$ 이다. 주어진 벡터 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \hat{x}_2 \dots \hat{x}_N]^T$ 의 쌍방향성을 점검하기 위한 수식을 다시 기술하면 다음과 같다.

$$\hat{x}_i = Q \left(\frac{1}{\|\tilde{\mathbf{h}}_i\|^2} \left(\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{y} - \sum_{k \in \Gamma \setminus i} \tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_k \hat{x}_k \right) \right) \quad (22)$$

쌍방향성의 성립여부를 확인하기 위해 필요한 연산에는 아래의 세 가지가 있다.

- 확산된 채널의 열벡터의 norm 값 연산

$$\|\tilde{\mathbf{h}}_i\|^2 = \sum_{k=1}^{DFT} |H(k)|^2$$

을 만족하며 모든 열벡터는 동일한 norm 값을 갖는다. 주파수 영역 MMSE의 계산결과를 이용하면 추가적인 실수 곱셈은 필요없다.

- 확산된 채널의 열벡터 간의 곱셈 연산

$$\tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_j = \mathbf{q}^H \text{Diag}(H(k)^*) \text{Diag}(H(k)) \mathbf{q}_j = \mathbf{q}^H \text{Diag}(|H(k)|^2) \mathbf{q}_j = \mathbf{q}^H \text{Diag}(|H(k)|^2)$$

와 같이 표현되며 이것은 $|H(k)|^2$ 의 IDFT를 수행하여 모든 조합의 경우를 구할 수 있다. 따라서 추가적인 IDFT 연산이 필요하다.

- 수신신호와 확산된 채널의 열벡터의 곱셈 연산

$$\tilde{\mathbf{h}}_i^H = \mathbf{q}^H \text{Diag}(H(k)^*) \mathbf{y}$$

을 통하여 산출할 수 있으며 MMSE FDE의 분자부분의 연산과 동일하므로 등화기 결과값을 IDFT를 수행하여 얻을 수 있다.

본 논문의 세 가지 신호검출 방식의 복잡도를 비교하기 위해서는 다음의 3가지 절차의 복잡도를 명확히 할 필요가 있다.

- Div. check 복잡도 :

$$R(\tau) = \frac{1}{DFT_size} \sum_i |H(i)|^2 |H(i+\tau)|^2$$

이며 복잡도는 $2 \times DFT_size - floor((DFT_size)/3.5)$ 이다. 이때 DFT_size는 RB의 사용개수에 따라 달라지는 양으로 1RB의 경우 $2 \times 12 - floor(12/3.5) = 21$ 의 real multiplier가 필요하다. 또개수나눗셈으로 들어가는 $1/DFT_size$ 는 정수이기 때문에 shift 및 adder연산을 통해 나눗셈 연산을 회피할 수 있다.

- 쌍방향성(REC) check 복잡도:

$$\hat{x}_i = Q \left(\frac{1}{\|\tilde{\mathbf{h}}_i\|^2} \left(\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{y} - \sum_{k \in \Gamma \setminus i} \tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_k \hat{x}_k \right) \right)$$

이며 복잡도는 MMSE의 결과값들을 IDFT 연산(2회)을 통하여 구할 수 있다. 방법론적으로는 수신기의 IDFT를 이용하거나 추가적인 IDFT를 구현방법이 있다. DFT의 구현법에는 그냥 원천적으로 구현하거나, FFT

를 이용하여 구현하는 법이 있는데 원칙적으로 구현시 복잡도가 N^2 으로 매우 크며 FFT를 이용하여 구현시 추가적인 oversampling, interpolation, smoothing 같은 작업이 필요하기 때문에 복잡도의 기술이 어려워 DFT연산이라 하였다.

MMSE 등화 (EQ) 복잡도:

$$C_{MMSE}(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

이며 분모를 계산하기

위하여 used_subcarrier*2 만큼의 real multiplier가 필요하며 H*가 복소수이기 때문에 같은 양의 나눗셈 연산이 필요하다. 위의 세 가지 복잡도 분석을 기반으로 할 때 각 RB에 따른 연산량은 다음과 같다.

V. 모의실험 결과

본 장에서는 제안된 기법을 모의실험을 통해 성능을 검증한다. 모의실험 파라미터는 표 3과 같다. SC-FDMA 시스템은 각 부채널간 직교성이 유지되고, 정확한 동기 및 채널 추정이 이루어졌다고 가정한다. 본 장의 모의실험에서 사용하는 채널은 3GPP에 권고된 EPA, EVA, ETU 채널을 사용하였다. 각 채널의 power delay profile (PDP)와 모의실험 파라미터는 다음과 같다.

모의실험은 기존의 주파수 영역 MMSE기법, 쌍방향성 성립여부에 따라 가중치를 두는 방식, 무선

채널의 다이버시티 이득 추정 및 이에 따라 선택적으로 쌍방향성 성립여부에 의한 가중치를 도입하는 방식을 비교하였다. 그림 6에서 첫 번째 방식은 convention으로 표현되어 있고, 두 번째 방식은 SNR weight(1/4SNR)로 표현되어 있으며, 세 번째 방식은 SNR weight (1/4 corr)으로 표현되어 있다. 사용하는 RB가 증가 할수록 확산율이 커지게 되고, 채널의 주파수 선택도가 증가 할수록 얻을 수 있는 다이버시티의 크기가 증가하게 된다. 그림 6(a)(b)(c) 모두에 대해 1개의 RB에 해당하는 왼편 성능이 6개 RB에 해당하는 오른편 성능에 비해 열화되어 있다는 것을 확인할 수 있다. 또한 EPA, EVA,

표 3. 모의실험 파라미터
Table 3. Simulation parameters

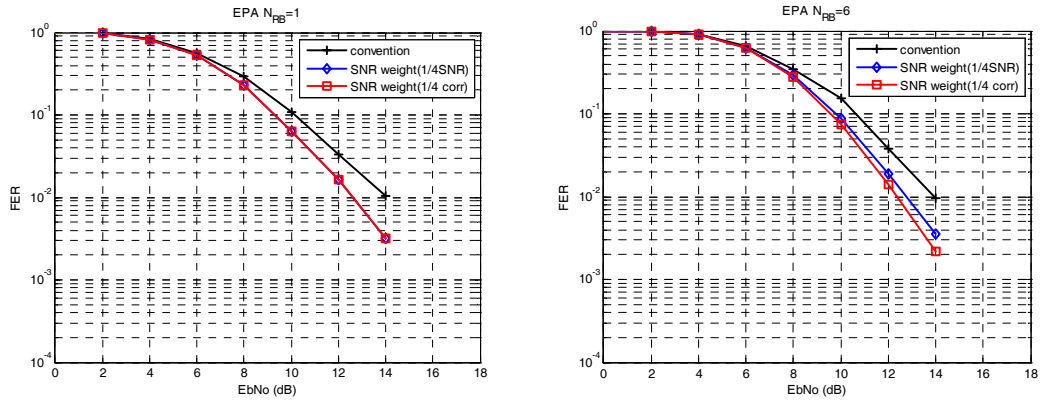
Parameter	value
Channel environment	EPA(7-ray), EVA(9-ray), ETU (9-ray)
Transmission	20Mhz
DFT/FFT size	1200/2048
Modulation	16 QAM
Used resource block	1RB (12 sub-carrier, 110bits) 6RB (72 sub-carrier, 670bits)
Frame length	7 SC-FDMA symbol
Channel coding / decoding	Turbo coding (rate=1/3) Sova decoding (soft / 3 iteration)
Channel estimation	Ideal (Known CSI)

표 1. 1RB의 경우 세 가지 기법들의 복잡도 비교
Table 1. Complexity comparison of three schemes in 1RB

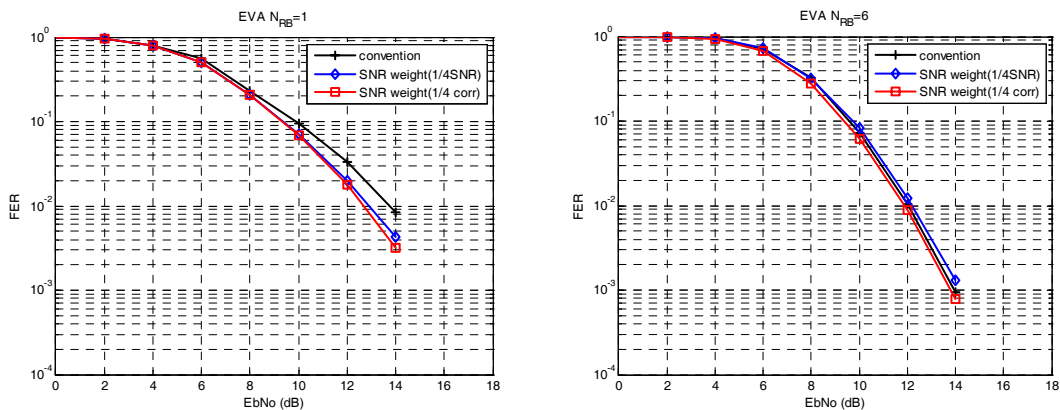
방식	1RB					
	DIV.check		REC.check	MMSE EQ		총계 (곱셈/나눗셈+지연량)
	곱셈	나눗셈	복잡도	곱셈	나눗셈	
convention	-	-	-	24	24	24/24
1/4SNR	-	-	DFT*2	24	24	24/24+DFT*2
Corr.check	21	-	DFT*2	24	24	45/24+DFT*2

표 2. 6RB의 경우 세 가지 기법들의 복잡도 비교
Table 2. Complexity comparison of three schemes in 6RB

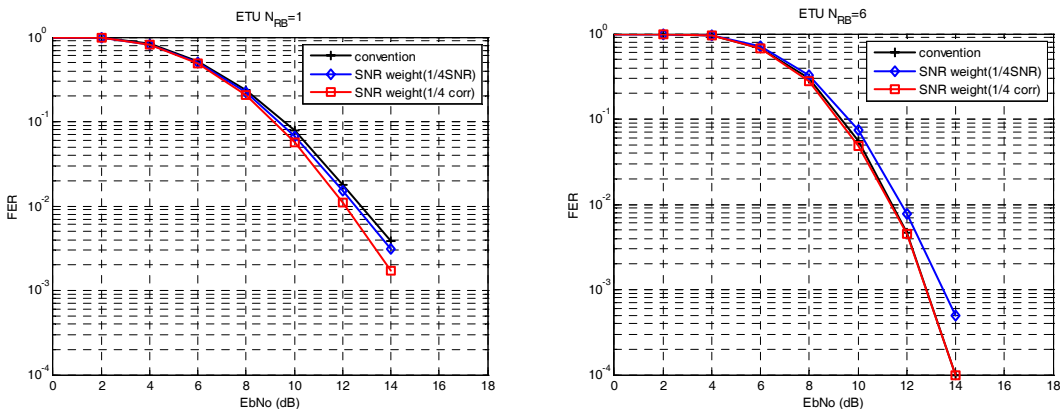
방식	6RB					
	DIV.check		REC.check	MMSE EQ		총계 (곱셈/나눗셈+지연량)
	곱셈	나눗셈	복잡도	곱셈	나눗셈	
convention	-	-	-	144	144	24/24
1/4SNR	-	-	DFT*2	144	144	24/24+DFT*2
Corr.check	124	-	DFT*2	144	144	45/24+DFT*2



(a) 주파수 영역 MMSE 기법과 제안된 기법 적용 시 FER 성능 (EPA 채널)



(b) 주파수 영역 MMSE 기법과 제안된 기법 적용 시 FER 성능 (EVA 채널)



(c) 주파수 영역 MMSE 기법과 제안된 기법 적용 시 FER 성능 (ETU 채널)

그림 6. 각 채널 및 RB 사용개수에 따른 MMSE 기법과 제안된 기법의 FER 성능

Fig. 6. FER performance of conventional MMSE and proposed method for various wireless channels and number of RBs

ETU 순서로 PDP 시간영역 지연확산이 커지고 이에 따라 동일한 개수의 RB가 가정되었을 때 성능이 개선된다는 것을 확인할 수 있다. 1개의 RB가 사용되었을 때에는 쌍방향성을 점검하여 가중치는 두는 방식이 세가지 채널에 대해 모두 성능이득을 달성

하나, 6RB의 경우에는 EVA, ETU 채널에 대해 오히려 성능열화가 발생한다. 채널 자체의 다이버시티 이득이 충분히 클 때에는 식 (20)에 의해 얻어지는 추가적인 정보가 이미 LLR 연산에 포함되어 있어 불필요하며, 식 (20)이 적용되었을 때에 오히려

LLR 신뢰도가 낮아지게 되는 것으로 분석된다. 채널의 다이버시티 이득 추정 후 선택적으로 쌍방향성 성립여부 점검 및 식 (20)의 적용 방식은 모든 경우에 대해 성능 이득을 달성한다.

VI. 결 론

본 논문에서는 SC-FDMA의 특성을 분석하고 주파수 영역 MMSE 등화기를 사용했을 때의 LLR 신뢰도 향상 기법을 제안하였다. SC-FDMA는 DFT에 의한 확산에 의해 채널의 주파수 선택성에 따른 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그러나 적은 수의 RB이 할당된 경우에는 다이버시티 이득이 낮아지고 성능의 열화가 발생한다. 본 논문에서 제안된 기법은 주어진 순시적인 채널의 다이버시티 이득 추정 및 주파수 영역 MMSE 등화에 의해 얻은 추정신호 벡터의 쌍방향성의 성립여부에 따라 가중치를 두는 방식으로 LLR신뢰도를 향상시킨다. 본 논문에서는 다양한 무선 채널의 다이버시티 이득을 분석 하였고, 모의실험을 통해 낮은 다이버시티 이득을 갖는 무선채널의 경우 또는 적은 수의 RB가 할당되었을 경우에 제안된 방식에 의해 성능이 개선됨을 보였다.

참 고 문 헌

[1] Ramjee, Prasad, "OFDM for wireless communication systems", pp.177, 2004.

[2] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *IEEE PIMRC*, pp.824-828, Sept., 2002.

[3] H. Witschnig, G. Ossberger, A. Springer, A. Koppler, L. Maurer, M. Huemer, and R. Weigel, "The Effect of Blockwise Transmission on Higher-Order Modulation Schemes for SC/FDE," *Int. Symposium Wireless Personal Multimedia Commun.*, pp.27-30, Oct., 2002.

[4] N. Al-Dhahir, "Single Carrier Frequency Domain Equalization for Space-Time Block Coded Transmissions over Frequency-Selective Fading Channels," *IEEE Commun. Letters*, Vol.5, No.7, pp.304-306, July, 2001.

[5] IEEE Standard 802.16a: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Medium Access Control Modifications and

Additional Physical Layer Specifications for 2-11GHz, IEEE

[6] 3GPP TR 25.814: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, Feb., 2006.

[7] R1-050807, ETRI, Pilot Structure for SC-FDMA, London, England, Aug., 2005.

[8] R1-050834, LG Electronics, Basic Performance Results for Uplink OFDMA and SC-FDMA, London, England, Sept., 2005.

[9] R1-051099, Qualcomm, Considerations on OFDMA and SC-FDMA based Uplink for E-UTRA Evaluation - Link Aspects, San Diego, CA, Oct., 2005.

[10] R1-051421, Nortel, UL Link Level Performance of SC-FDMA and OFDMA with Real Channel Estimation and Virtual MIMO, Seoul, Korea, Nov., 2005.

[11] 우현명, 김재권, 이주현, 최승윤, 조용수, "두 개 공간 스트림을 갖는 MIMO 시스템을 위한 ML 신호 검출기법," *SK Telecom. Review*, 제 19권, 3호, pp.439-454, 2009년 6월.

[12] 김재권, 김영수, 김재권, "다중 안테나를 사용하는 차세대 이동통신을 위한 효율적 신호 검출기법," *SK Telecom. Review*, 제 17권, pp.183-191, 2007년 2월.

김진민 (Jin-Min Kim)



정회원

2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 학사
 2009년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 석사
 2009년~현재 한국전자통신연구원 방송시스템연구부
 <관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO

임 태 호 (Tae-Ho Im)

정회원



2006년 2월 중앙대학교 전자
전기공학부 학사
2008년 2월 중앙대학교 전자
전기공학부 석사
2008년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 통신,
OFDM, MIMO

이 주 현 (Joo-Hyun Yi)

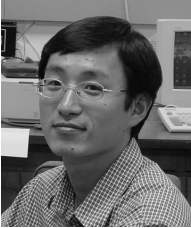
정회원



1998년 2월 서울대학교 전기공
학부 학사
2000년 2월 서울대학교 전기컴
퓨터공학부 석사
2005년 2월 서울대학교 전기컴
퓨터공학부 박사
2005년 3월~현재 삼성전자 정
보통신연구소 책임연구원
<관심분야> 4G 이동통신, OFDM, MIMO, 간섭제
거 기법

김 재 권 (Jae-Kwon Kim)

종신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공
학과 학사
2000년 2월 중앙대학교 전기공
학과 석사
2004년 5월 The University of
Texas at Austin 공학박사
2004년 8월~2005년 8월 삼성
종합기술연구원 4G 시스템 Lab.

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정
보통신공학부 교수

<관심분야> OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출 기
법, 영상통신, 교차계층 설계

조 용 수 (Yong Soo Cho)

종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자
공학과 학사
1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 석사
1991년 2월 The University of
Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학과 교수

2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트그룹
(PG302) 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 4G 이동통신, OFDM/DMT 모델 설계,
MIMO-OFDM 모델 설계