OFDM 기반 셀룰라 시스템에서 DEM 알고리듬을 이용한 채널추정 기법

정회원 이 규 인*, 우 경 수*, 이 주 현**, 윤 상 보**, 종신회원 조 용 수*

Channel Estimation for OFDM-based Cellular Systems Using a DEM Algorithm

Kyu In Lee*, Kyung Soo Woo*, JooHyun Yi**, Sangboh Yun** *Regular Members*
Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반 셀룰라 시스템에서 채널추정 성능을 향상시키기 위한 DEM(Decision-directed Expectation Maximization) 알고리듬을 제안한다. DEM 알고리듬은 다중 안테나를 사용하는 단말이 셀 경계지역에 위치하는 경우 데이터 신호를 이용하여 주파수 효율의 감소 없이 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있으며, 한 그룹 내 채널변화 성분을 고려하여 채널갱신을 함으로써 고속 이동환경에도 큰 열화 없이 채널추정 성능을 향상시킬 수 있다. 모의실험을 통하여 제안된 DEM 알고리듬이 EM(Expectation Maximization) 기법과 비교하여 고속이동 환경에서 채널추정 성능을 향상 시키면서 연산 복잡도를 크게 감소시킬 수 있음을 확인한다.

Key Words : DEM, EM, OFDM, Channel Estimation, Cellular System

ABSTRACT

In this paper, a decision-directed expectation maximization (DEM) algorithm is proposed to improve the performance of channel estimation in OFDM-based cellular systems. The DEM algorithm enables a mobile station (MS) with multiple antennas, located at the cell boundary, to increase the performance of channel estimation using transmit data, without decreasing spectral efficiency. Also, DEM algorithm can apply fast fading without loss of channel estimation performance because that includes channel variation factor in a group. It is verified by computer simulation that the DEM algorithm can reduce computational complexity significantly while improving the performance of channel estimation in fast fading channels, compared with the expectation maximization (EM) algorithm.

Ⅰ. 서 론

OFDM 방식은 주파수 효율이 높고, 주파수 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있으며, 간단한 단일탭 등화기로 고속 전송시 급격히 증가하는 시공간 간섭의 보상이 가능한 장점으로 차세대 통신 시스템으로 많이 연구되고 있다. OFDM 전송방식은 주파수 재 사용률이 1인 셀룰라 시스템에서 셀 내 co-channel 간섭은 발생하지 않지만 셀 간 간섭(ICI: Inter-Cell Interference)이 발생하여 시스템의

※ 본 연구는 삼성전자의 지원과 21세기 프론티어 연구개발사업 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크기술개발사업의 지원으로 이루어졌습니다.
* 중앙대학교 디지탈통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr), ** 삼성전자 정보통신연구소 (joohyun.yi@samsung.com)
논문번호 : KICS2007-01-027, 접수일자 : 2007년 1월 25일, 최종논문접수일자 : 2007년 7월 4일

용량증가를 저해하는 요소가 된다.

인접 셀의 간섭신호를 제거하기 위한 기법으로 간섭 조정기법(interference coordination), 간섭 평균화기법(interference averaging), 간섭 제거기법(interference cancellation)등 많은 기법이 연구되고 있다. 간섭 조정기법은 주파수 재 사용률이 1보다 작은 단점과 기지국간 정보전달이 필요하다는 단점이 있으며, 간섭 평균화 기법은 자원을 모두 사용하는 경우 원하는 성능을 기대하기 어렵다는 단점이 있다. 또한 간섭 제거기법은 간섭제거를 위해 할당된 직교코드의 직교성이 유지되어야 한다는 단점이 있다. 인접셀의 간섭신호를 제거하기 위한 다른 해결책으로는 단말에 다중안테나를 사용하고 다중안테나 기법을 적용하여 간섭신호를 효과적으로 제거할 수 있는 방법이 있다. 하지만 다중안테나 기법은 목표 기지국의 채널응답은 물론 간섭 기지국들의 정확한 채널응답의 추정이 요구된다.

채널추정 기법은 프리앰블 또는 파일롯 신호를 이용한 훈련(training) 기반 채널추정 기법, 프리앰블 신호, 파일롯 신호 또는 다른 설계된 특징을 이용한 후 추가적인 데이터 신호를 이용하는 semi-blind 기법 그리고 추가적인 신호 없이 수신된 신호의 특성을 이용하는 blind 기법으로 분류할 수 있다. Blind 기법의 경우 추가적인 신호를 포함하지 않아 채널추정에 따른 전송용량(throughput)이 감소되지 않지만 신호의 특성만을 이용하기 때문에 추정 성능이 우수하지 않으며, 신호의 통계적인 특성을 이용하기 때문에 빠른 채널변화를 추정하기 어려운 단점이 있다. 또한 훈련기반 채널추정 기법은 수신단에서 알고 있는 신호를 이용하기 때문에 채널추정 성능이 가장 우수하지만, 송신안테나 수가 증가함에 따라 추가적인 훈련신호가 필요하기 때문에 송신 안테나 수 증가 또는 추정성능 증가에 따른 전송용량이 감소되며, 다중 기지국간 직교하는 훈련신호를 설계해야 하는 단점이 있다. 하지만 semi-blind 기법은 프리앰블 또는 파일롯 신호에 추가적으로 데이터 신호를 이용하여 채널을 추정하기 때문에 채널추정 성능 증가에 따른 추가적인 overhead가 필요하지 않아 전송용량이 감소되지 않는 장점이 있다[1][2].

Semi-blind 채널추정 기법 중 EM 알고리듬은 다중 송신안테나 또는 다중 기지국에서 송신된 중첩된 데이터 신호를 이용하여 확률적인 ML(Maximum Likelihood)해를 추정할 수 있는 방식으로 채널추정 시 데이터 신호를 이용하여 채널추정 성능을 향상시킬 수 있는 기법이다. 하지만 EM 알고리듬은 중첩되는 신호의 수가 증가할수록 또는 변조차수가 증가할수록 복잡도가 지수 함수적으로 증가하는 단점이 있으며, 고속이동 환경에서 채널이 동일하지 않기 때문에 적용이 어렵다는 단점이 있다[3]-[5].

본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰라 시스템에서 적은 복잡도로 채널 추정성능을 향상시킬 수 있는 DEM(Decision-directed Expectation Maximization) 알고리듬을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. Ⅱ장에서 본 논문에서 제안하는 DEM 기법을 설명하고 Ⅲ장에서 EM기법과 DEM 기법의 채널추정 성능과 복잡도를 비교한 후, Ⅳ장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 제안된 DEM 채널추정 기법

본 장에서는 단말이 셀 경계지역에 위치하고 프리앰블 또는 파일롯 신호를 이용하여 목표 기지국과 간섭 기지국의 초기 채널추정이 이루어진 경우 DEM(Decision-directed Expectation Maximization) 알고리듬을 이용하여 채널추정 성능을 향상시키는 채널추정 기법을 설명한다. 여기서 프리앰블 또는 파일롯 신호는 다중 기지국간 직교하게 설계되어 ICI의 영향 없이 초기 채널추정이 이루어졌음을 가정한다.

DEM 알고리듬의 설명을 위한 간략화된 프레임 구조는 다음과 같다. 프레임은 한심볼의 프리앰블과 미드앰블 그리고 여러 심볼의 데이터 신호로 구성되며, 프리앰블과 미드앰블 신호는 직교코드 또는 주파수영역 직교할당 방법을 통하여 다중 기지국간 직교하게 구성된다. 이 경우 직교하게 설계된 프리앰블 신호와 미드앰블 신호를 이용하여 초기 채널추정이 이루어지고 데이터 신호를 이용하여 초기 추정된 채널응답의 정확도를 향상시킬 수 있다. 설명의 간략화를 위하여 프리앰블과 미드앰블 신호를 가정하였지만, 파일롯 신호를 이용하여 초기 채널추정을 수행하는 프레임 구조에서도 DEM 알고리듬을 동일하게 적용할 수 있다.

N_R개의 수신안테나를 갖는 단말이 셀 경계지역에 위치하고 목표 기지국을 포함한 N_B개의 신호가 수신될 때 i번째 OFDM 심볼의 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{Y}^i = \boldsymbol{H}^i \boldsymbol{X}^i + \boldsymbol{W}^i \tag{1}$$

여기서 i번째 OFDM 심볼의 수신신호 벡터 $\boldsymbol{Y}^i$, 송신신호 벡터 $\boldsymbol{X}^i$, 채널응답 행렬 $\boldsymbol{H}^i$ 그리고 잡음

벡터 $\boldsymbol{W}^i$는 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}^i &= \left[Y_1^i, Y_2^i, \cdots, Y_{N_R}^i\right]^T \\ \boldsymbol{X}^i &= \left[X_1^i, X_2^i, \cdots, X_{N_B}^i\right]^T \\ \boldsymbol{W}^i &= \left[W_1^i, W_2^i, \cdots, W_{N_R}^i\right]^T \\ \boldsymbol{H}^i &= \left[\boldsymbol{H}_1^i, \boldsymbol{H}_2^i, \cdots, \boldsymbol{H}_{N_R}^i\right] \\ &= \begin{bmatrix} H_{11}^i & H_{12}^i & \cdots & H_{1N_B}^i \\ H_{21}^i & H_{22}^i & & H_{2N_B}^i \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1}^i & H_{N_R2}^i & \cdots & H_{N_RN_B}^i \end{bmatrix}\end{aligned}$$

여기서 H_{rb}^i는 b번째 기지국과 단말의 r번째 안테나 사이에 형성된 i번째 OFDM 심볼의 채널응답을 나타내며, $\boldsymbol{W}^i$는 가우시안 잡음으로 구성된 벡터이다. 여기서 수식 표현의 편이를 위하여 부반송파 인덱스는 생략하였다.

여기서 프리앰블과 미드앰블 사이의 데이터 신호를 coherence time과 coherence bandwidth를 만족하는 인접한 부반송파와 인접한 심볼로 구성하여 한 그룹을 생성하는 경우 한 그룹내 채널응답이 유사함을 가정할 수 있다. 한 그룹이 D개의 인접한 심볼로만 구성되는 경우 단말의 r번째 수신안테나에 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}_r &= \left[Y_r^1, Y_r^2, \cdots, Y_r^D\right] \\ &= \left[\boldsymbol{H}_r^1\boldsymbol{X}^1, \boldsymbol{H}_r^2\boldsymbol{X}^2, \cdots, \boldsymbol{H}_r^D\boldsymbol{X}^D\right] \\ &= \boldsymbol{H}_r^0\left[\Delta_r^1 \odot \boldsymbol{X}^1, \Delta_r^2 \odot \boldsymbol{X}^2, \cdots, \Delta_r^D \odot \boldsymbol{X}^D\right] \\ &= \boldsymbol{H}_r\tilde{\chi}\end{aligned} \tag{2}$$

여기서 $\boldsymbol{H}_r^d$는 다중 기지국과 단말의 r번째 수신안테나 사이에 형성된 d번째 심볼의 채널응답 벡터를 나타낸다. 또한 $\boldsymbol{H}_r$은 프리앰블 신호의 채널응답 벡터로 $\boldsymbol{H}_r^0$와 같은 의미를 갖으며 $\odot$은 성분간의 곱을 나타낸다. 여기서 그룹마다 다른 자원으로 구성된 신호를 이용하여 동일한 동작을 수행하기 때문에 그룹 번호는 생략하였다. 그리고 Δ_r^d는 r번째 수신안테나의 프리앰블의 채널응답과 d번째 수신신호의 채널변화를 나타내는 벡터로 아래와 같이 정의하였다.

$$\Delta_r^d = \left[\alpha_{r1}^d, \alpha_{r2}^d, \cdots, \alpha_{rN_B}^d\right]^T$$

식 (2)에서 초기채널응답 또는 갱신된 채널응답을 이용하여 검출된 신호를 이용할 수 있다면 식 (2)는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\boldsymbol{Y}_r = \boldsymbol{H}_r\tilde{\chi} \tag{3}$$

여기서

$$\begin{aligned}\tilde{\chi} &= \left[\tilde{\boldsymbol{X}}^1, \tilde{\boldsymbol{X}}^2, \cdots, \tilde{\boldsymbol{X}}^D\right] \\ \tilde{\boldsymbol{X}}^d &= \hat{\Delta}_r^d \odot \hat{\boldsymbol{X}}^d = \left[\hat{\alpha}_{r1}^d\hat{X}_1^d, \hat{\alpha}_{r2}^d\hat{X}_2^d, \cdots, \hat{\alpha}_{rN_B}^d\hat{X}_{N_B}^d\right]^T\end{aligned}$$

r번째 수신안테나와 b번째 기지국 사이 d번째 심볼의 채널변화 성분 $\hat{\alpha}_{rb}^d$는 프리앰블과 미드앰블에서 추정된 초기 채널응답을 이용하여 다양한 보간 기법 또는 필터링 기법을 이용하여 추정할 수 있다.

수신된 신호와 검출된 신호 그리고 추정된 채널응답이 주어진 경우에 조건부 확률 분포는 아래와 같이 표현된다.

$$f(Y_r^d|\tilde{\boldsymbol{X}}^d, \hat{\boldsymbol{H}}_r) = \frac{1}{2\pi\sigma^2}exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left|Y_r^d - \hat{\boldsymbol{H}}_r\tilde{\boldsymbol{X}}^d\right|^2\right\} \tag{4}$$

셀 경계지역에서 수신된 데이터 신호는 여러 기지국에서 송신된 신호가 중첩되어 수신되기 때문에 incomplete 데이터 신호를 이용하여 조건부 확률분포를 추정하는 것은 어렵게 된다. 이 경우 [5]또는 [6]에서와 같이 EM 알고리듬을 적용하여 확률의 최대값을 추정할 수 있다. 검출된 신호를 이용하여 추정된 채널값의 확률값 추정을 $Q^{DEM}(\cdot)$으로 정의하면 p번째 반복에서의 확률값 추정과정은 아래와 같이 표현할 수 있다[5][6].

$$\begin{aligned}&Q^{DEM}(\boldsymbol{H}_r|\boldsymbol{H}_r(p)) \\ &= E\left[\log f(\boldsymbol{Y}_r, \tilde{\chi}|\boldsymbol{H}_r)|\tilde{\chi}, \boldsymbol{H}_r(p)\right] \\ &= \sum_{d=1}^{D}\log\left\{f(Y_r^d|, \tilde{\boldsymbol{X}}^d, \boldsymbol{H}_r)\right\}f(Y_r^d|\tilde{\boldsymbol{X}}^d, \boldsymbol{H}_r(p))\end{aligned} \tag{5}$$

여기서 첫 번째 반복에서 사용되는 $\boldsymbol{H}_r(1)$은 초기 추정된 채널응답 $\hat{\boldsymbol{H}}_r$로 정의된다. 검출된 송신신호 행렬 $\tilde{\chi}$을 이용하는 경우 확률적 ML 해는 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}&\underset{\boldsymbol{H}_r}{\arg max}\, Q^{DEM}(\boldsymbol{H}_r|\boldsymbol{H}_r(p)) \\ &= \underset{\boldsymbol{H}_r}{\arg min}\sum_{d=1}^{D}\left|Y_r^d - \boldsymbol{H}_r\tilde{\boldsymbol{X}}^d\right|^2 f(Y_r^d|\tilde{\boldsymbol{X}}^d, \boldsymbol{H}_r(p))\end{aligned} \tag{6}$$

식 (6)을 $\boldsymbol{H}_r$로 미분하여 DEM 알고리듬의 채널 갱신 식을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}_r(p+1) = &\left[\sum_{d=1}^{D}\tilde{\boldsymbol{X}}^d(\tilde{\boldsymbol{X}}^d)^T f(Y_r^d|\tilde{\boldsymbol{X}}^d, \boldsymbol{H}_r(p))\right]^{-1} \\ &\times\left[\sum_{d=1}^{D}Y_r^d(\tilde{\boldsymbol{X}}^d)^T f(Y_r^d|\tilde{\boldsymbol{X}}^d, \boldsymbol{H}_r(p))\right]\end{aligned} \tag{7}$$

식 (7)의 p번째 반복을 통하여 구해진 채널응답과

초기 추정했던 채널 변화 벡터를 이용하여 프리앰블과 미드앰블 사이 채널의 변화성분을 고려한 채널응답은 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{H}_r^d = H_r(P+1) \odot \hat{\Delta}_r^d \tag{8}$$

또한 초기 가정했던 신호의 검출은 기존의 선형 비선형 MIMO 검출기법을 이용하여 이루어질 수 있다. 다음은 일예로 ML 기법과 ZF 기법의 신호검출 기법을 보여준다.

$$\hat{X}^d = \underset{X^d \in \Omega}{\arg\min} (|Y^d - \hat{H}^d X^d|^2) \tag{9}$$

$$\hat{X}^d = Slice(((\hat{H}^d)^* \hat{H}^d)^{-1} (\hat{H}^d)^* Y^d) \tag{10}$$

여기서 $Slice(\cdot)$와 Ω는 각각 slicing 함수와 N_B개의 기지국에서 송신 가능한 모든 신호의 조합을 나타낸다.

그림 1은 제안된 DEM 알고리듬의 연산과정을 나타내는 흐름도를 보여준다.

제안된 DEM 알고리듬의 연산과정은 다음과 같다.

① 프리앰블 또는 미드앰블 신호를 이용하여 초기 채널응답을 추정한다.

② 식 (9) 또는 (10)을 이용하여 초기 검출된 채널응답을 이용하여 신호를 검출한다.

③ 식 (7)을 이용하여 채널을 갱신한다. (여기서 반복 횟수는 P가 된다)

④ 더 우수한 채널추정을 필요로 하는 경우 선택적으로 [7]에서 정의하는 잡음 감소기법을 적용한다.

⑤ DEM 전체 반복수 M만큼 단계 ② 부터의 과정을 반복한다. ($M \geq 2$인 경우 신호검출 시 갱신된 채널응답을 이용한다)

⑥ 식 (8)을 이용하여 한 그룹내 채널의 변화를 고려한 채널응답을 추정한다.

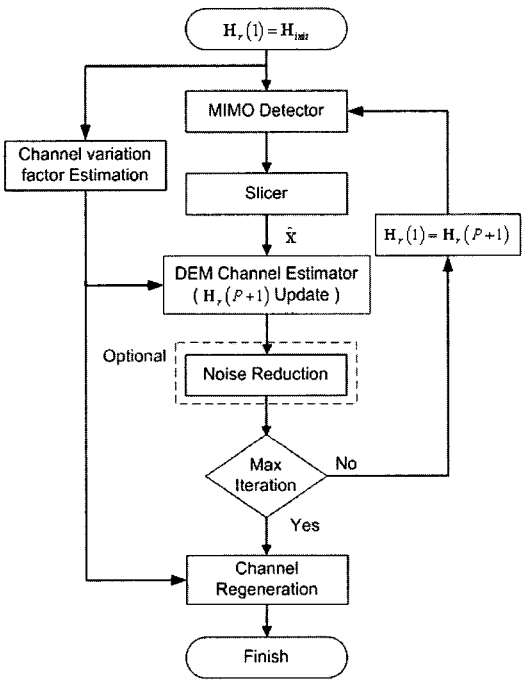


그림 1. DEM 알고리듬 흐름도

본 논문에서 제안하는 semiblind기반 채널추정 기법인 DEM 알고리듬은 EM 알고리듬과 비교하여 아래와 같은 장점을 갖는다. 첫 번째, EM 알고리듬에서는 다중 기지국에서 송신 가능한 모든 송신신호의 조합을 이용하여 확률값을 추정하지만 DEM 알고리듬에서는 검출된 신호만을 이용하여 확률값을 추정한다. DEM 알고리듬에서는 검출된 신호만을 이용하기 때문에 연산의 복잡도를 크게 감소시킬 수 있다. 두 번째, DEM 알고리듬에서는 신호검출 시 모든 수신신호를 이용하여 신호검출이 이루어진다. 이는 EM 알고리듬에서 하나의 수신 안테나를 이용하여 확률값을 추정할 때 발생할 수 있는 모호성을 줄일 수 있다. 세 번째, 신호 정규화시 DEM 알고리듬은 한 그룹으로 구성된 모든 신호를 이용하여 신호 정규화가 이루어진다. EM 알고리듬에서는 수신신호마다 송신가능한 모든 조합의 신호를 이용하여 정규화가 이루어진다. 신호 수신시 더해지는 잡음은 확률적으로 동일한 분포를 갖지만 순시적으로는 크기가 다른 값이 더해진다. 이 경우 EM 알고리듬에서 수신신호마다 정규화를 수행하면 모든 수신신호는 1의 가중치를 갖으며 이는 순시적인 잡음을 고려하지 못하는 결과가 된다. 네 번째, 제안된 DEM 알고리듬은 고속 페이딩 환경에서 한 그룹 내 채널이 변하는 경우에도 추정성능의 향상을 기대할 수 있다. 하지만 EM 알고리듬은 한 그룹내 채널이 동일함을 가정하기 때문에 채널의 변화를 고려할 수 없어 고속이동 환경에서 성능열화가 발생한다.

Ⅲ. 모의실험

본 장은 제안된 DEM 알고리듬과 [5]에서 설명하는 Algorithm 1: estimating the channel frequency response의 EM 알고리듬의 연산 복잡도와 정규화 과정 그리고 추정 성능을 복잡도 분석과 모의실험

을 통해 비교한다.

3.1. 복잡도 비교

표 1과 표 2는 EM 알고리듬과 DEM 알고리듬의 채널갱신 과정의 복잡도를 나타낸다. 복잡도는 복소 곱셈기와 나눗셈기의 수를 나타내며 DEM 알고리듬의 복잡도는 신호검출 시 ZF 기법을 적용한 경우의 복잡도이다.

표 3은 EM 알고리듬과 DEM 알고리듬의 채널갱신 과정에서 하나의 그룹을 연산하는 복소 곱셈기의 수를 나타낸다. 복잡도를 결정짓는 환경변수 N_B, N_T, P, D, M, $|C|$ 는 앞에서 정의한 것과 같이 각각 다중 기지국의 수, 단말의 수신안테나 수, 채널갱신 반복수, 한 그룹의 자원 수, DEM 알고리듬의 반복 수, 성상도의 크기를 나타낸다.

표 3의 결과와 같이 EM 알고리듬의 복잡도는 성상도가 커짐에 따라 지수 함수적으로 증가하는 반면 DEM 알고리듬은 검출된 신호만을 이용하기 때문에 복잡도가 성상도의 크기에 영향을 받지 않는 것을 볼 수 있다. 또한 DEM 알고리듬의 복잡도는 EM 알고리듬의 복잡도와 비교하여 크게 감소됨을 확인할 수 있다.

3.2. 정규화 과정

표 4는 가우시안 분포를 갖는 랜덤 잡음이 더해진 경우에 EM 알고리듬과 DEM 알고리듬의 정규화 과정을 보여준다. 간략한 설명을 위하여 $D=4$인 경우를 가정하였으며, 하나의 수신안테나를 갖는 단

표 1. EM 알고리듬의 복잡도

연산	복잡도	반복수
$\boldsymbol{X}^d(\boldsymbol{X}^d)^T$	$\|C\|^2$	1
$Y_r^d(\boldsymbol{X}^d)^T$	$\|C\|$	DR
$\boldsymbol{H}_r\boldsymbol{X}^d$	$\|C\|T$	DPR
$\|Y_r^d-\boldsymbol{H}_r\boldsymbol{X}^d\|^2$	2	$\|C\|^T DPR$
$\boldsymbol{X}^d(\boldsymbol{X}^d)^T f(Y_r^d\|\boldsymbol{H}_r(p),\boldsymbol{X}^d)$	T^2	$\|C\|^T DPR$
$Y_r^d(\boldsymbol{X}^d)^T f(Y_r^d\|\boldsymbol{H}_r(p),\boldsymbol{X}^d)$	T	$\|C\|^T DPR$
$\boldsymbol{X}^d(\boldsymbol{X}^d)^T \frac{f(Y_r^d\|\boldsymbol{H}_r(p),\boldsymbol{X}^d)}{f(Y_r^d\|\boldsymbol{H}_r(p))}$	T^2 Divider	DPR
$Y_r^d(\boldsymbol{X}^d)^T \frac{f(Y_r^d\|\boldsymbol{H}_r(p),\boldsymbol{X}^d)}{f(Y_r^d\|\boldsymbol{H}_r(p))}$	T Divider	DPR
$[\cdot]^{-1}$	T^3	PR
$[\cdot]^{-1}\times[\cdot]$	T^2	PR

표 2. DEM 알고리듬의 복잡도

연산	복잡도	반복수
α_t^d	1 Divider	DRT
$\tilde{\boldsymbol{X}}^d$	1	$DRTM$
$(\hat{\boldsymbol{H}}^d)^*\hat{\boldsymbol{H}}^d$	$R\times T\times T$	M
$(\hat{\boldsymbol{H}}^d)^*\boldsymbol{Y}^d$	$R\times T$	DM
$Slice((\hat{\boldsymbol{H}}^d)^+\boldsymbol{Y}^d)$	$T^3+T^2\times D$	M
$\tilde{\boldsymbol{X}}^d(\tilde{\boldsymbol{X}}^d)^T$	T^2	DRM
$Y_r^d(\tilde{\boldsymbol{X}}^d)^T$	T	DRM
$\boldsymbol{H}_r\tilde{\boldsymbol{X}}^d$	T	$DPRM$
$\|Y_r^d-\boldsymbol{H}_r\tilde{\boldsymbol{X}}^d\|^2$	2	$DPRM$
$\tilde{\boldsymbol{X}}^d(\tilde{\boldsymbol{X}}^d)^T f(Y_r^d\|\tilde{\boldsymbol{X}}^d,\boldsymbol{H}_r(p))$	T^2	$DPRM$
$Y_r^d(\tilde{\boldsymbol{X}}^d)^T f(Y_r^d\|\tilde{\boldsymbol{X}}^d,\boldsymbol{H}_r(p)$	T	$DPRM$
$[\cdot]^{-1}$	T^3	PRM
$[\cdot]^{-1}\times[\cdot]$	T^2	PRM
$\boldsymbol{H}_r(P+1)\odot\hat{\Delta}_r^d$	1	DRT

표 3. 환경변수에 따른 EM 알고리듬과 DEM 알고리듬의 복잡도

변수	EM	DEM	비율
$N_B=3$, $N_R=4$, $P=2$, $D=12$, $\|C\|=4$, $M=2$	71,824	5,622	7.82%
$N_B=3$, $N_R=4$, $P=2$, $D=12$, $\|C\|=16$, $M=2$	4,333,888	5,622	0.13%
$N_B=3$, $N_R=4$, $P=1$, $D=12$, $\|C\|=4$, $M=2$	2,167,456	3,702	0.17%

말이 간섭신호 없이 하나의 기지국에서 신호를 수신하는 경우를 가정하였다. 또한 모든 송신신호는 1이고, BPSK 변조를 가정하였다. 그리고 채널응답은 $0.7+0.7j$이며 초기 추정된 채널응답은 $0.6+0.9j$이고 SNR은 0dB를 가정하였다. $d=3$인 경우 많은 잡음이 더해져 신호 검출이 잘못되는 경우 EM 알고리즘에서는 송신신호가 0인 경우의 가중치와 1인 경우의 가중치가 각각 0.557과 0.443을 나타내 합이 1의 가중치를 갖는다. 하지만 앞에서 설명한 것과 같이 잡음이 많이 더해진 경우에 추정된 채널응답은 그만큼 신뢰하기 어렵기 때문에 적은 가중치를 갖는 것이 한 그룹으로 채널응답을 갱신할 때 유리하게 된다. DEM 알고리듬에서는 한 그룹의 신호를 이용하여 정규화를 수행한 경우 잡음이 많이 더해진 경우 상대적으로 적은 가중치 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 위 추정결과 추정 성능은 EM 알

표 4. SNR 0dB에서 EM 알고리듬과 DEM 알고리듬의 채널갱신 과정

Symbol(d)		1		2		3		4	
Y_1^d		$0.583+0.279j$		$0.868+0.929j$		$0.199-0.259j$		$-0.005+0.554j$	
EM	Constellation	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1
	$f(Y_1^d\|X^d,H_1(p))$	0.039	0.131	0.010	0.153	0.094	0.075	0.046	0.125
	$f(Y_1^d\|H_1(p))$	0.1707		0.1636		0.1692		0.1712	
	$\frac{f(Y_1^d\|X^d,H_1(p))}{f(Y_1^d\|H_1(p))}$	0.231	0.769	0.062	0.938	0.557	0.443	0.271	0.729
	$H_1(p+1)$	$0.4432+0.5285j$ (0.0954)							
DEM	$\hat{X}^d$	1		1		-1		1	
	$f(Y_1^d\|X^d,H_1(p))$	0.1312		0.1535		0.0942		0.1248	
	Weight	1.0621		1.2420		0.7626		1.0103	
	$H_1(p+1)$	$0.5313+0.7083j$ (0.0285)							

표 5. SNR 15dB에서 EM 알고리듬과 DEM 알고리듬의 채널갱신 과정

Symbol(d)		1		2		3		4	
Y_1^d		$0.714+0.701j$		$0.741+0.676j$		$0.684+0.697j$		$0.665+0.637j$	
EM	Constellation	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1
	$f(Y_1^d\|X^d,H_1(p))$	1.7×10^{-29}	2.195	2.0×10^{-29}	1.667	7.2×10^{-29}	2.347	3.2×10^{-27}	1.571
	$f(Y_1^d\|H_1(p))$	2.195		1.667		2.347		1.571	
	$\frac{f(Y_1^d\|X^d,H_1(p))}{f(Y_1^d\|H_1(p))}$	0	1	0	1	0	1	0	1
	$H_1(p+1)$	$0.7058+0.6891j$ (1.529×10^{-4})							
DEM	$\hat{X}^d$	1		1		1		1	
	$f(Y_1^d\|X^d,H_1(p))$	2.195		1.667		2.347		1.571	
	Weight	1.129		0.857		1.207		0.808	
	$H_1(p+1)$	$0.7068+0.6945j$ (7.6446×10^{-5})							

고리듬에서 $0.4432+0.5285j$ 값을 추정하였고, DEM 알고리듬에서 $0.5313+0.7083j$값을 추정하여 추정 MSE는 각각 0.0954와 0.0285로 신호검출 오류가 발생한 경우에도 DEM 알고리듬의 채널추정 성능이 더 우수함을 확인할 수 있다.

표 5는 표 4와 같은 가정에서 SNR이 15dB인 경우의 채널갱신 과정을 보여준다. 전술한 바와 같이 EM 알고리듬에서는 수신되는 신호마다 동일한 가중치를 적용하기 때문에 정규화된 값의 합이 항상 1의 가중치를 갖게 된다. 4번째 수신된 신호에 많은 잡음이 더해진 경우 EM 알고리듬에서 거리에 따른 가중치 값이 다른 수신신호보다 상대적으로 적은 1.571을 갖지만 정규화 이후 1의 가중치를 갖는 것을 확인할 수 있다. 하지만 DEM 알고리듬은 D개의 신호를 이용하여 전체적으로 정규화가 이루어지기 때문에 정규화 이후 상대적으로 많은 잡음이 더해진 4번째 수신신호에는 0.808의 적은 가중치가 주어지고 잡음이 조금 더해진 수신신호에는 1.207의 큰 가중치가 주어지는 것을 확인할 수 있다. 위 추정결과 추정성능은 EM 알고리듬에서 $0.7058+0.6891j$ 값을 추정하였고, DEM 알고리듬에서 $0.7068+0.6945j$ 값을 추정하여 추정 MSE는 각각 1.529×10^{-4}와 7.6446×10^{-5}로 SNR이 높은 경우에도 낮은 경우와 마찬가지로 DEM 알고리듬에서의 추정성능이 더 우수함을 확인할 수 있다.

3.3. 추정성능 비교

DEM 알고리듬의 추정성능과 EM 알고리듬의 추정성능을 비교하기 위하여 다음과 같은 OFDM 환경변수를 가정하였다. 부 반송파수 4096, 부반송파 간격 $30.5kHz$, OFDM 심볼 길이 $37.88\mu s$, bandwidth $125MHz$, CP 길이 $5.12\mu s$, ITU-VA(Vehicular A) 채널. 또한 그림 1과 같이 한 프레임은 하나의 프리앰블과 미드앰블 그리고 12개의 데이터 심볼로 구성되며 한 그룹의 구성은 시간영역의 12심볼을 이용하여 12개의 데이터 신호 또는 시간영역의 12심볼과 주파수영역 2부반송파를 이용하여 24개의 데이터 신호로 구성된 경우를 가정하였다. 그리고 프

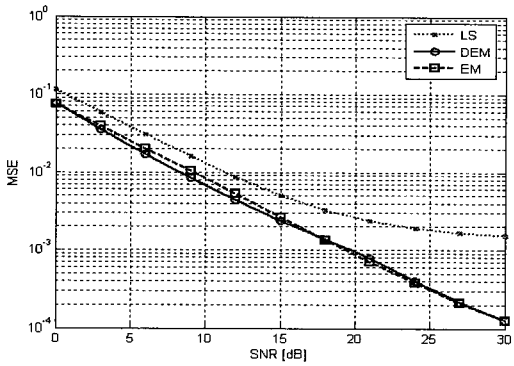


그림 2. SISO 환경에서 채널추정 성능

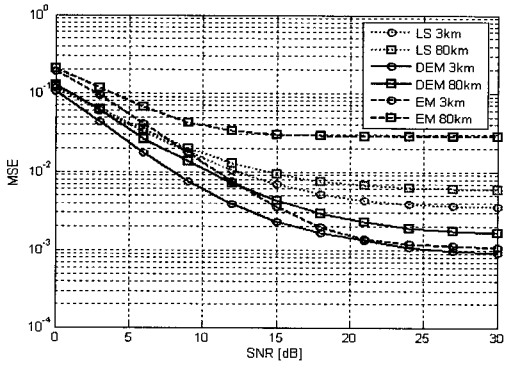


그림 3. 셀 경계지역에서 채널추정 성능

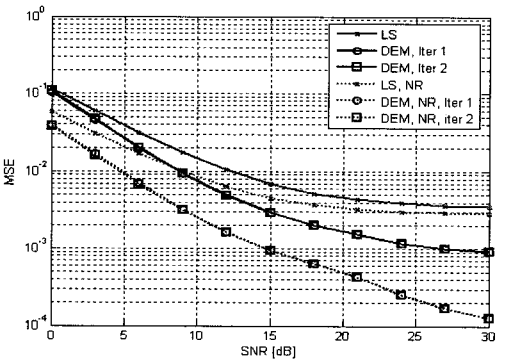


그림 4. DEM 알고리듬의 채널추정 성능

리앰블과 미드앰블은 코드길이가 4인 Hadamard 코드를 이용하여 기지국간 직교하게 설계됨을 가정하였다. 또한 채널 갱신 반복수 P와 DEM 알고리듬 반복수 M이 1인 경우를 가정하였다.

그림 2는 $D=12$인 경우 SISO 환경에서 EM과 DEM 그리고 LS 기법의 채널추정 성능을 보여준다. 여기서 LS 기법은 직교하게 설계된 프리앰블 또는 미드앰블 신호를 이용하여 least square 알고리듬을 적용하여 채널추정이 이루어진 경우이며, EM, DEM 기법은 LS 기법을 이용하여 추정된 채널값을 D개의 데이터 신호를 이용하여 갱신시킨 경우의 추정 성능을 나타낸다. 모의실험 결과에서 LS 추정기법의 경우 오차 마루(error floor)가 발생하는 이유는 인접한 네 개의 부반송파 크기가 coherence bandwidth 보다 작아 코드간 직교성이 유지되지 않기 때문이다. 하지만 오차 마루가 발생되는 추정결과와 데이터 신호를 이용하여 채널을 갱신하는 DEM 기법과 EM 기법은 채널추정 성능을 향상시켜 오차 마루가 발생되지 않는 것을 확인할 수 있다. 또한 DEM 기법은 적은 복잡도를 가지며 EM 기법과 유사하거나 우수한 추정성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

그림 3은 단말이 셀 경계지역에서 저속 또는 고속으로 이동하는 경우의 채널추정 성능을 보여준다. 본 모의실험에서는 4개의 수신안테나를 갖는 단말이 셀 경계지역에 위치하고 목표 기지국의 신호와 인접한 두개의 기지국에서 간섭신호를 $SIR=-3dB$의 크기로 수신하는 경우를 가정하였다. 또한 그룹크기 D가 24인 경우를 가정하였다. 위와 같은 경우에도 셀 경계지역에 위치한 단말은 효과적인 간섭신호의 제거를 위하여 목표 기지국의 채널응답은 물론 간섭 기지국의 채널응답을 추정해야 한다. 모의실험 결과와 같이 단말이 저속($3km/h$)으로 이동하는 경우 신호검출 시 다중 수신안테나를 이용한 모호성을 감소효과와 가중치 정규화시 순시적인 잡음을 고려한 효과로 DEM 알고리듬의 추정성능이 EM 알고리듬의 추정성능보다 우수하게 나타남을 확인할 수 있다. 또한 DEM 알고리듬과 EM 알고리듬의 추정성능은 LS 기법의 추정성능보다 우수한 것을 확인할 수 있다. 하지만 단말이 고속($80km/h$)으로 이동하는 경우 EM 알고리듬에서는 한 그룹내 채널응답이 동일함을 가정하기 때문에 채널변화를 고려하지 못하여 에러플로우가 크게 발생되는 반면 DEM 알고리듬에서는 식 (3)과 같이 채널의 변화를 고려한 채널갱신이 이루어지기 때문에 속도 증가에 따른 추정성능의 열화가 크지 않은 것을 확인할 수 있다. 또한 LS 기법의 경우에는 프리앰블과 미드앰블을 이용하여 채널을 추정하고 추정된 채널응답을 시간영역 보간 기법을 이용하여 채널변화를 고려하기 때문에 속도증가에 따른 성능열화가 크게 발생하지 않는 것을 볼 수 있다.

그림 4는 DEM 알고리듬과 DEM 알고리듬에 [7]에서의 잡음 감소기법(NR)을 추가적으로 적용한 경우의 채널추정 성능을 나타내고 있다. DEM 알고리

듬에 잡음 감소기법을 적용한 경우의 성능이득이 LS 기법에 잡음 감소기법을 적용한 경우보다 크게 성능이 증가되는 것을 확인할 수 있다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 채널추정 성능 향상을 위해 DEM 알고리듬에 제안하였다. 제안된 DEM 기법은 semiblind 채널추정 기법으로 대역폭 효율의 감소없이 채널추정 성능을 향상시킬 수 있는 기법으로 검출된 신호와 검출된 신호의 가중치를 이용하여 채널을 갱신을 하기 때문에 기존의 EM 알고리듬보다 복잡도를 크게 감소시킬 수 있으며, 가중치 정규화시 한 그룹 전체 신호를 이용하여 정규화를 수행함으로써 순시적인 잡음을 고려한 가중치를 사용하기 때문에 추정성능 또한 EM 알고리듬보다 우수한 기법이다. 또한 고속 이동의 경우 한 그룹의 채널변화를 고려하여 채널갱신을 수행하기 때문에 이동속도 증가에 따라 추정성능이 크게 감소하지 않는 기법이다. 본 논문에서는 DEM 알고리듬을 셀 경계지역에 다중 기지국의 채널추정 성능 향상을 위해 적용하였지만, 셀내에서도 지국이 다중안테나를 사용하는 경우 또한 적용 가능한 방법이다.

참 고 문 헌

[1] Ruifeng Zhang, "Blind OFDM channel estimation through linear precoding : a subspace approach" *IEEE ACSSC(Asilormar Conference on Signals, Systems, and Computers)*, vol. 2, pp. 631-633, Nov. 2002

[2] M. Hlaing and N. Al-Dhahir, "Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 5, pp. 1158-1168, May 2006.

[3] X. Yongzhe and C. N. Georghiades, "Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 51, pp. 106-115, Jan. 2003.

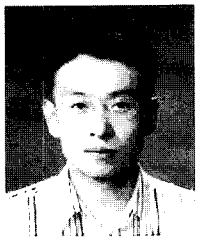
[4] C. H. Aldana, E. Carvalho, and J. M. Cioffi, "Channel estimation for multicarrier multiple input single output systems using the EM algorithm," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 51, pp. 3280-3292, Dec. 2003.

[5] X. Ma, H. Kobayashi, and S. C. Schwartz, "EM-based channel estimation algorithms for OFDM," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 1460-1477, 2004.

[6] A. P. Deempester, N. M. Laird, and D. B. Rubin, "Maximum likelihood form incomplete data via the EM algorithm," *Journal of the Royal Statistical Society*, pp. 1-38, Nov. 1977.

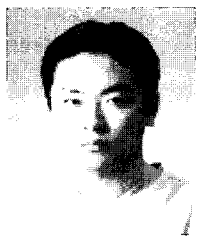
[7] G. Auer, A. Dammann, and S. Sand, "Channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas by exploiting the properties of the discrete Fourier transform," *IEEE PIMRC*, vol. 2, pp. 1954-1958, Sep. 2003.

이 규 인(Kyu In Lee) 정회원



2001년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(학사)
2003년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(석사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(박사)
<관심분야> 디지털통신, 무선모뎀, OFDM, MIMO

우 경 수(Kyung Soo Woo) 정회원



2004년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(학사)
2006년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(석사)
2006년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털통신, 무선모뎀, OFDM, MIMO

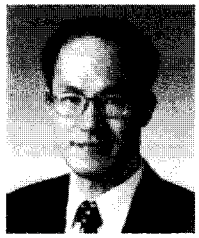
이 주 현(JooHyun Yi) 정회원

1998년 2월 서울대학교 전기공학부(학사)
2000년 2월 서울대학교 전기컴퓨터공학부(석사)
2005년 2월 서울대학교 전기컴퓨터공학부(박사)
2005년 3월~현재 삼성전자 정보통신연구소 책임연구원
<관심분야> 4G 이동통신, OFDM, MIMO, 간섭제거 기법

윤 상 보(Sangboh Yun) 정회원

1994년 2월 고려대학교 정보공학과(학사)
1998년 8월 고려대학교 전파공학과(석사)
2006년 8월 고려대학교 전파공학과(박사)
1994년 1월~2000년 1월 대우통신 연구소 선임연구원
2000년 2월~2001년 7월 (주)네오솔루션 CTO/Founder
2001년 8월~2006년 2월 삼성종합기술원 전문연구원
2006년 3월~현재 삼성전자 정보통신연구소 책임연구원
<관심분야> 4G 이동통신, OFDM, MIMO, 간섭제거 기법, RRM

조 용 수(Yong Soo Cho) 종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공학과(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학과(석사)
1991년 2월 The University of Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀