

LTE-A 시스템 상향링크를 위한 DFT 기반 채널추정 기법

김 경 준*, 최 경 준*, 김 광 순^o

DFT-Based Channel Estimation Scheme for the Uplink of LTE-A Systems

Kyung Jun Kim*, Kyung Jun Choi*,
Kwang Soon Kim^o

요 약

본 논문은 LTE-A 시스템 상향링크에서 채널누수 문제를 해결하고 스펙트럼 효율을 개선하기 위한 DFT 기반 채널추정 기법을 제안하였다. 제안하는 추정기는 기존 추정기들과 비교하여 사용자 및 셀 스펙트럼 효율을 뛰어나게 개선할 수 있음을 확인하였다.

Key Words : channel estimation, LTE-A, MIMO-OFDM, MU-MIMO

ABSTRACT

In this letter, a DFT-based channel estimator is proposed for the uplink of LTE-A systems to solve the leakage and enhance the spectral efficiency. It is confirmed that the proposed estimator can significantly improve user and cell spectral efficiencies compared to conventional estimators.

I. 서 론

3GPP (3rd generation partnership project) LTE (long term evolution)와 LTE-A (LTE-advanced) 시스템에서 다중사용자 다중안테나 기술이 주파수 효율

을 향상시켜줄 수 있는 중요 기술 중에 하나라고 생각되고 있으며 현재 LTE에선 4개, LTE-A에선 8개까지의 레이어(layer)를 동시에 전송 할 수 있고 향후 지원하는 레이어 개수는 더 늘어날 것으로 예상된다^[1,2].

LTE-A 시스템 상향링크에서는 여러 사용자가 여러 레이어를 동시에 전송하기 위해 각 사용자의 DMRS(demodulation reference signal)를 시간영역에서 서로 다른 순환천이(cyclic shift)를 이용하여 다중화 하는 코드분할 다중화 방식이 적용되고 있다^[1]. 이때 적당한 복잡도를 가지는 DCT (discrete cosine transform) 기반 채널추정기는 동시에 전송하려는 레이어의 개수가 증가함에 따라서 사용하지 않는 부반송파로 인하여 야기되는 채널누수에 대한 영향이 보다 더 커진다는 문제가 있다^[3]. 반면에 MMSE (minimum mean square error) 채널추정기는 채널누수 문제없이 좋은 성능을 제공하지만 매우 복잡하기에 적당한 복잡도를 가지면서도 채널누수 문제를 해결할 수 있는 채널추정기의 설계가 필요하다.

본 논문에서는 LTE-A 시스템 상향링크에 적합하게 확장한 DFT (discrete fourier transform) 기반 채널추정 기법을 제안한다. [4]에서 저자들이 제안한 단일안테나 시스템을 위한 채널추정기를 LTE-A 시스템 상향링크로 적절히 확장하기위해 MST (most significant tap) 선택 시 수신단 안테나 결합을 고려하여 적절하게 수정된 임계값과 함께 안테나 결합을 수행하여 검출 성능을 향상 시키게 된다^[4].

II. 시스템 모형

그림 1은 본 논문에서 고려하는 LTE-A 시스템 상향링크를 위한 네트워크 모델로 기지국 및 단말은 각각 N_R 그리고 N_T 안테나를 가지고 있다고 가정한다. 또한 셀 별 상향링크 다중사용자 다중안테나로 동시에 전송하는 단말의 개수는 N_U 이고 따라서 총 레이어의 개수는 $N_L = N_U N_T$ 이다. LTE-A 시스템은 가변 대역폭을 제공하며 이 대역폭에 따라서 시스템 파라미터인 DFT 크기 N 과 전치순환(cyclic prefix)의 길이 G 는 비례한다. LTE-A 시스템에서 RB(resource block)는 자원의 가장 기본적인 단위로 한 RB를 구성

* 이 논문은 2014년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (NRF-2014R1A2A2A01007254).

• First Author : School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, kimkj@dcl.yonsei.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, ks.kim@yonsei.ac.kr, 종신회원

* School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, kjchoi@dcl.yonsei.ac.kr, 학생회원

논문번호 : KICS2015-01-003, Received January 5, 2015; Revised January 27, 2015; Accepted January 27, 2015

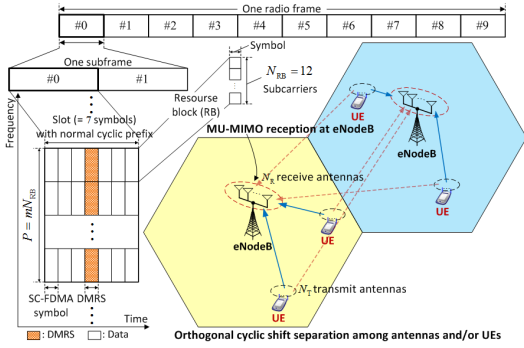


그림 1. LTE-A 시스템 상향링크를 위한 네트워크 및 프레임 구조 모델
 Fig. 1. Abstract network and frame structure model for the uplink of LTE-A systems

하는 부반송파의 개수는 $N_{RB} = 12$ 이다. 만약 보통 전치순환을 이용할 경우 채널추정을 위한 DMRS는 그림 1과 같이 매 슬롯의 4번째 심볼을 이용하여 전송하게 된다.

시퀀스 그룹이 $u (\in \{0, 1, \dots, 29\})$ 이고 기본 시퀀스 인덱스가 $v (\in \{0, 1\})$ 인 셀에서 기지국으로부터 상향링크 전송을 위해 단말들이 할당 받은 RB의 개수가 m 이라고 하면 주파수영역 파일럿 심볼 수는 $P = mN_{RB}$ 이 된다. 또한 레이어 i 를 위한 순환천이 인덱스가 $c_i (\in \{0, 1, \dots, 11\})$ 라고 하자. 이 때 만약 $m \geq 3$ 라면, 순환천이 되지 않은 기본 시퀀스의 n ($0 \leq n < P$)번째 원소는 q 번째 원시 Zadoff-Chu 시퀀스 $x_q(m)$ 의 순환확장으로 얻을 수 있다.

$$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{ZC}), \quad (1)$$

여기서 $x_q(m) = \exp(-j\pi qm(m+1)/N_{ZC})$, N_{ZC} 는 $N_{ZC} < P$ 를 만족하는 최대 소수, 그리고 q 는 u, v, N_{ZC} 의 함수로 결정된다^[1]. 이 때 i 번째 레이어를 위한 DMRS 시퀀스는 기본 시퀀스 $\bar{r}_{u,v}(n)$ 를 단 순 위상 회전하여 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$r_{u,v}^{(i)}(n) = e^{j\pi c_i n/6} \bar{r}_{u,v}(n). \quad (2)$$

기지국의 j 번째 수신 안테나와 i 번째 레이어를 위한 $G \times 1$ 독립항등분포를 가지는 복소수 가우시안 채널 충격 응답을 $\mathbf{h}_{j,i}$ 과 같이 표현한다고 하자. 여기서 각각 레이어들에 대응하는 $\mathbf{h}_{j,i}$ 의 채널 탭의 개수는 L 이며 동일 단말일 경우 채널 탭이 존재하는 위치들은 모두 동일하다고 가정하며 G 는 최대 지연 확산보다 길게 설계 되었다고 가정한다. 이 때 시간 및 주파수

동기화가 완벽하다고 했을 시의 전치순환 제거 후 기지국의 j 번째 수신 안테나에서의 $N \times 1$ 시간영역 수신 신호 벡터는 아래와 같다.

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=0}^{N_L-1} \sqrt{Y_i} \mathbf{x}_i \otimes \mathbf{h}_{j,i} + \mathbf{n}_j, \quad (3)$$

여기서 Y_i 는 i 번째 레이어를 할당받은 단말로부터 전송된 신호의 평균 수신 전력, \mathbf{x}_i 는 주파수영역 신호 $r_{u,v}^{(i)}(n), 0 \leq n < P$ 를 IDFT (inverse DFT) 연산 후 얻은 i 번째 레이어를 위한 $N \times 1$ 시간영역 송신 벡터이고 \mathbf{n}_j 는 기지국의 j 번째 수신 안테나에서의 평균 0, 공분산 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ 인 $N \times 1$ 시간영역 복소수 가우시안 백색 잡음 벡터이다.

III. 제안 채널추정 기법

그림 2는 본 논문에서 LTE-A 시스템 상향링크를 위해 적절하게 확장된 제안하는 DFT 기반 채널추정 기법을 보여준다. 여기서 $\hat{\mathbf{h}}_j$ 는 수신 신호 벡터 \mathbf{y}_j 로부터 DFT 연산, 주파수영역 인덱스 집합 선택, 기본 시퀀스를 이용한 최소자승 채널추정, 그리고 IDFT 연산 이후 얻은 기지국의 j 번째 안테나에서의 결합된 $N \times 1$ 채널 응답 추정치이다.

그림 2와 같이 적절하게 확장된 형태의 제안하는 채널추정기에서는 시간영역 채널 응답 추정치 $\{\hat{\mathbf{h}}_j = [\hat{h}_j(0) \dots \hat{h}_j(N-1)]^T | j \in \{0, 1, \dots, N_R - 1\}\}$

와 함께 $\hat{h}(n) = \sum_{j=0}^{N_R-1} |\hat{h}_j(n)|^2$ 과 같은 수신단 안테나 결합을 통해 MST 선택 성능을 향상 시키게 된다. 이 때 MST 유무의 판단을 위해 안테나 결합을 고려하여 수정된 임계값 γ 는 [4]와 비슷하게 목표 거짓경보확률 P_{FA}^T 을 만족하도록 $\gamma = f^{-1}(P_{FA}^T)$ 과 같이 설정하며 여기서 P_{FA}^T 는 다음과 같다.

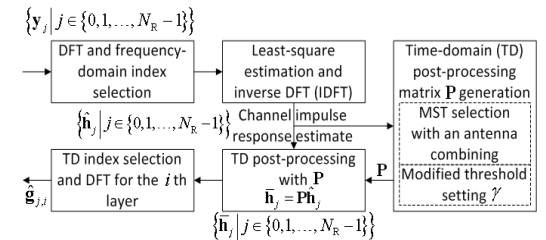


그림 2. 제안하는 채널추정기 구조
 Fig. 2. Structure of the proposed channel estimator

$$P_{FA}^T = f(\gamma) = 1 - \left\{ 1 - e^{-\frac{\gamma}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_L-1} \frac{1}{j!} \left(\frac{\gamma}{\sigma^2}\right)^j} \right\}^{N_L(G-L)} \quad (4)$$

여기서 $\sigma^2 = N_L P \sigma_n^2 / N$ 이다.

안테나 결합과 목표 거짓정보확률을 만족 시키는 임계값을 이용한 MST 인덱스 선택 이후 미리 알고 있는 채널누수 패턴과 MST 인덱스 집합을 이용하여 [4]와 같이 정규화 기반의 후처리 행렬 \mathbf{P} 를 생성한 후 각 수신 안테나별 채널 응답 추정치 $\hat{\mathbf{h}}_j$ 와 함께 시간영역 후처리 연산을 통해 채널누수 영향을 줄여주게 된다. 또한 순환편이를 고려한 각각의 레이어 i 에 따른 시간영역 인덱스 집합 선택 및 DFT 연산을 통해 j 번째 수신 안테나와 i 번째 레이어를 위한 최종 주파수 채널 응답 $\hat{g}_{j,i}$ 을 획득하게 된다.

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 제안하는 채널추정기의 성능을 기존 채널추정기들과 비교하기 위해 19개 육각형의 다중셀 환경을 고려하며 각 셀별로 $N_T = 2$ 인 $N_U = 4$ ($N_L = 8$) 단말들이 균일하게 분포한다고 가정한다. 여기서 셀 간 거리를 500m, 거리감쇠 지수는 3.76이라고 가정하였으며 SCM (spatial channel model) 채널모델을 사용하였다. 또한 $N = 1024$, $G = 72$, $m = 15$, $N_R = 8$, 그리고 $P_{FA}^T = 10^{-3}$ 로 설정되며 각 단말들은 목표 평균 수신 신호대 잡음비 (SNR)가 20dB를 만족하도록 전력제어를 수행한다고 가정한다. 이 때 단말의 최대전송전력과 잡음전력은 각각 23dBm과 -174dBm/Hz라고 설정하였다.

그림 3은 수신단에서 MMSE 다중안테나 검출을 가정하였을 때 각각 사용자 및 셀 스펙트럼 효율 R_U [bps/Hz/cell/user]과 R_C [bps/Hz/cell]의 성능을 비교하였다. 여기서 R_U 와 R_C 는 각각 셀 내 단일 사용자 및 누적된 모든 사용자들의 전송에 성공한 평균 비트 수를 전송 대역폭과 시간으로 나눈 것이라고 정의된다. 그림 3에서 보이는 것과 같이 평균 수신 신호대 간섭 및 잡음비 (SINR)가 큰 셀의 내부 영역에서 기존 DCT 채널추정기에 비해 제안하는 채널추정기의 스펙트럼 효율 이득이 더 크다는 것을 알 수 있는데 이는 이 영역이 채널누수의 영향이 절대적인 영역으로 채널추정 오차가 성능에 큰 영향을 미치기 때문이다. 또한 그림을 통해서 제안하는 채널추정기는

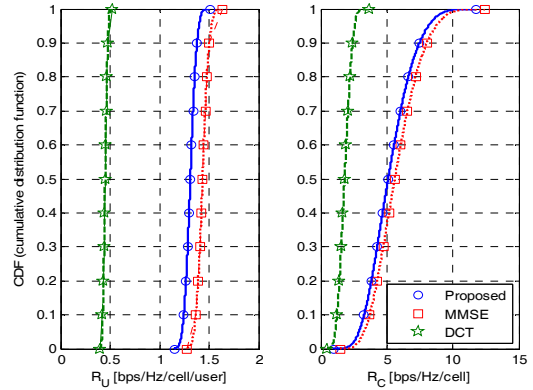


그림 3. 사용자 및 셀 스펙트럼 효율 성능 비교
Fig 3. User and cell spectral efficiencies performance comparison

MMSE 채널추정기의 성능에 거의 근접하면서도 매 슬롯마다 해당 주파수대역에서의 복잡도가 안테나 당 $O(N \log_2 N)$ 으로 $O(N^2)$ 인 MMSE 추정기에 비해 매우 효율적임을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 LTE-A 시스템 상향링크를 위한 DFT 기반 채널추정 기법을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해서 제안하는 기법이 저 복잡도를 가지면서도 뛰어난 스펙트럼 효율을 보임을 알 수 있었다.

References

- [1] 3GPP, Evolved Universal Terrestrial Radio Access, *Physical channels and modulation*, 3GPP TS 36.211 v11.0.0, Oct. 2012.
- [2] B. Shim and B. Lee, "Evolution of MIMO technology," *J. KICS*, vol. 38, no. 8, pp. 712-723, Aug. 2013.
- [3] M. Zhou, B. Jiang, T. Li, W. Zhong, and X. Gao, "DCT-based channel estimation techniques for LTE uplink," in *Proc. IEEE PIMRC*, pp. 1034-1038, Tokyo, Japan, Sept. 2009.
- [4] K. J. Kim, H. G. Hwang, K. J. Choi, and K. S. Kim, "Low-complexity DFT-based channel estimator with leakage nulling for OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 415-418, Mar. 2014.