

선택적 감쇄환경에서 분산안테나 간 주파수 오차 환경에 강인한 알라무티부호화 직교주파수분할다중방식 기반 간섭 제거기법

김 봉 석*, 최 권 휴^o

Multiple Frequency Offsets Cancellation Scheme Based on Alamouti Coded OFDM for Distributed Antenna Systems in Selective Fading Channel

Bong-seok Kim*, Kwonhue Choi^o

요 약

선택적 감쇄채널 환경에서 분산안테나 간 주파수 오차에 의한 부반송파 간 간섭을 효율적으로 제거하는 알라무티부호화 직교주파수분할다중방식(Alamouti coded OFDM) 기반 간섭제거 기법을 제안한다. 일반적으로 간섭제거 방식에서는 초기검출 심볼로부터 간섭신호를 추정하고 추정된 간섭신호를 원래 수신 신호에서 제거함으로써 성능을 개선시킨다. 이때 초기 검출 심볼의 정확도가 높을수록 제거되는 부반송파간 간섭량 또한 증가하므로 간섭제거 방식에서 초기 검출심볼의 정확도는 매우 중요하다. 제안하는 방식은 초기 검출심볼을 얻는 과정에서 주파수 오차에 의한 부반송파간 간섭의 일부를 자체제거하는 알라무티부호화 직교주파수분할다중방식을 사용함으로써 그 정확도를 높인다. 따라서, 제안하는 방식은 단 1회의 제거과정을 수행함에도 수회의 반복연산을 필요로 하는 기존의 알라무티부호화 직교주파수분할다중방식을 사용한 간섭제거 방식에 비해 개선된 성능을 가진다.

Key Words : Alamouti, OFDM, Frequency offset, DAS, ICI cancellation, Iterative

ABSTRACT

We propose a cancellation algorithm based on Alamouti coded OFDM to mitigate ICI due to Frequency Offset (FO) between distributed antennas in the frequency selective fading channel. In the cancellation algorithm, the interference signal is estimated by using the initial detection symbol and then the estimated interference signal is subtracted from the received signal. As the accuracy of initial symbol increases, ICI cancellation becomes more significant. Therefore, the accuracy of the initial detection symbols is very important in the cancellation algorithm. The proposed scheme improves the accuracy of the initial detection symbol by employing an ICI self-cancellation scheme. The proposed cancellation scheme with only one iteration achieves better performance compared to the conventional cancellation schemes with many times iterations based on the conventional Alamouti coded OFDM.

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업과(NIPA-2013-H0301-13-3002) 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2012R1A1A4A01015628).

♦ First Author : 영남대학교 정보통신공학과 광대역무선통신연구실, hishope21@ynu.ac.kr, 정회원

° Corresponding Author : 영남대학교 정보통신공학과 광대역무선통신연구실, gonew@ynu.ac.kr, 중신회원

논문번호 : KICS2013-07-299, 접수일자 : 2013년 7월 22일, 심사일자 : 2013년 9월 17일, 최종논문접수일자 : 2013년 11월 12일

I. 서 론

최근 분산안테나를 이용한 알라무티부호화 직교 주파수분할다중방식(Alamouti coded OFDM)에서, 분산안테나 간 주파수 오차에 의해 발생한 부반송파 간 간섭을 제거하는 연구가 활발히 진행중이다^[1-12]. 분산안테나 또는 다수의 중계기와 같이 다수의 송신안테나 간의 주파수 오차가 존재하는 경우는 송수신단 간의 주파수 오차가 존재하는 경우^[13]에 비해 부반송파 간 간섭성분을 제거하기가 더욱 힘들다^[9].

이러한 문제점을 해결하기 위해 알라무티 심볼쌍을 이웃하는 부반송파 끼리 대응하는 기존의 방식과 차별되게 전체 부반송파의 중심을 대칭으로 대응시킴으로써 분산안테나 간 주파수 오차에 의해 발생한 부반송파 간 간섭을 자체 제거하는 방식들이 제안되었다^[3-5]. 하지만, 이 방식들은 평탄 감쇄환경만을 고려하고 있어 선택적 감쇄환경에서는 적용이 어렵다. 참고문헌^[1,2]에서는 전체 부반송파를 다수의 블록으로 나누고, 부분블록 단위로^[3-5]의 방식을 적용함으로써, 선택적 감쇄환경에서도 부분블록 내에 존재하는 부반송파 간 간섭의 일부를 제거하였다. 하지만, ^[1,2]에서도 블록 간에 존재하는 부반송파 간섭 성분을 제거하지 못함으로 큰 주파수 오차가 존재하는 경우에는 그 영향이 커져서 성능이 심각하게 나빠지는 문제점이 있다.

한편, 참고문헌^[10-12]에서는 수신단에서 간섭제거 방식을 이용하여 선택적 감쇄환경에서 주파수 오차에 의한 부반송파간 간섭을 제거하는 알라무티부호화 직교주파수분할다중방식을 제안하였다. 검출심볼과 채널, 두 송신 마디 간 주파수 오차정보를 근거로 간섭신호를 추정하여 생성하고, 생성한 간섭신호를 원래 수신신호에서 제거해줌으로써 보다 개선된 성능을 얻게 한다. 이때 간섭신호를 생성하기 위해 검출심볼을 얻는 과정에서 사용한 기존의 알라무티 복호화 방식은 자체 부반송파간 간섭 제거효과가 거의 없기 때문에 큰 주파수 오차가 있는 환경에서는 그 정확도가 떨어질 수밖에 없다. 따라서, 정확도가 낮은 심볼을 이용하여 간섭성분을 제거하기 때문에 큰 주파수 오차환경에서는 여전히 성능이 심각하게 나빠진다. 따라서, 참고문헌^[11,12]에서는 수회의 반복연산을 통해 간섭제거 과정을 수행함으로써 초기 검출심볼의 정확도가 낮은 문제점을 극복하고자 하였다. 하지만, 반복연산의 증가에 따른 불필요한 복잡도 또한 증가한다.

본 논문에서는 선택적 감쇄환경에서 주파수 오차에 의한 부반송파 간 간섭을 기존의 방식에 비해 더욱 효과적으로 제거하는 기법을 제안한다. 제안하는 방식은^[1,2]의 검출결과에 추가적인 간섭제거 방식을 수행하여^[1,2]에서 제거하지 못한 블록 간 간섭성분까지 제거한다. 더욱이, 제안하는 방식은 초기 검출심볼의 정확도가^[10-12]의 방식에 비해 높은 특성으로 인해^[10]의 방식에 비해 개선된 성능을 가지며,^[11]의 방식에서 많은 횟수의 반복연산을 수행해야 얻을 수 있는 성능을 단 1회의 간섭제거 과정을 통해 달성함으로써 계산량을 확연히 감소시킨다.

II. 채널 모형화 및 표기법

본 논문에서는 두 개의 송신안테나와 하나의 수신안테나를 갖는 분산안테나 시스템을 고려한다^[1-4]. 총 N 개의 부반송파를 사용하는 직교주파수분할다중방식의 변조신호를 송신하며, 송신안테나 A, B로부터 송신되는 k 번째 부반송파가 겪는 평탄 감쇄계수는 각각 $H_k^{(A)}$ 와 $H_k^{(B)}$ 로 표기한다. 심볼구간 T 는 두 안테나로부터 전송된 각 심볼 간의 시간 오차를 무시할 수 있을 만큼 길다고 가정한다. 송신안테나 A로부터 수신된 반송주파수 $f_c^{(A)}$ 와 송신안테나 B로부터 수신된 반송주파수 $f_c^{(B)}$ 사이에 주파수 차이가 존재하는 현실적인 상황을 고려한다^[1-5]. 또한 l 번째 데이터 심볼을 x_l 로 표기할 때, x_l 과 x_{l+1} 의 알라무티 부호쌍은 각각 $-x_{l+1}^*$ 와 x_l^* 로 주어진다^[4]. 각 송신안테나 A와 B로부터 k 번째 부반송파에 의해 전송되는 알라무티 심볼을 각각 $X_k^{(A)}$ 와 $X_k^{(B)}$ 로 표기한다. 또한, 본 논문에서 벡터를 표기할 때 굵은 형태를 사용하며 기울임꼴을 사용하지 않는다. 예를 들어, $\mathbf{X}^{(A)} = \{X_1^{(A)}, X_2^{(A)}, \dots, X_N^{(A)}\}$ 또는 $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ 와 같이 표기한다.

III. 제안하는 부반송파간 간섭제거 방법

본 절에서는 제안하는 부반송파간 간섭 제거 방법에 대해 기술한다. 제안하는 방식은 크게 2가지 방식으로 구분된다. 첫째, 주파수 오차에 의한 간섭을 자체제거하는 직교주파수분할다중방식^[1,2]과 둘째, 앞의 기법을 통해 얻은 검출 심볼을 토대로 간섭제거를 수행하는 방식이다.

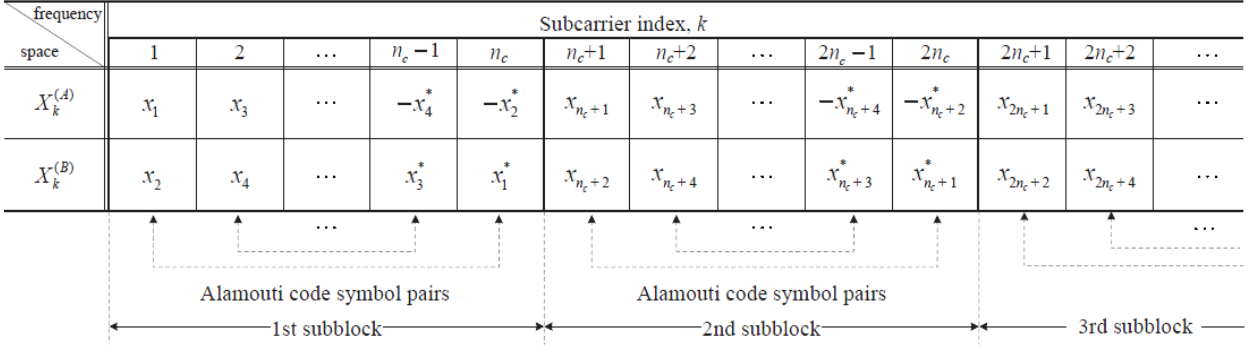


그림 1. 제안하는 방식의 송신기법 구조
Fig. 1. Transmit structure of the proposed scheme

3.1. 주파수 오차에 의한 간섭을 자체제거하는 직교주파수분할다중방식

제안하는 방식은 간섭제거의 효율을 높이기 위해, 초기 검출심볼을 얻기위한 방법으로 주파수 오차에 의한 간섭을 자체제거하는 직교주파수분할다중방식을 이용한다. 송신단에서는 그림 1에서 보인대로, 감쇄환경의 선택도에 따라 부반송파 당 부반송파 개수인 n_c 를 적절히 설정하고, 각 블록의 중심을 대칭으로 알라무티 심볼쌍을 대응시킨다. 수신단에서는 그림 2의 왼쪽 부분에 보인대로, 가장 먼저 각 송신안테나의 주파수에 동기화하여 고속푸리에변환을 수행함으로써 각각의 길이 N 의 출력벡터 $\mathbf{R}^{(A)}$ 와 $\mathbf{R}^{(B)}$ 를 얻는다. 이때 $\mathbf{R}^{(A)}$ 와 $\mathbf{R}^{(B)}$ 의 k 번째 성분, 즉, k 번째 부반송파에 해당하는 성분 $R_k^{(A)}$ 와 $R_k^{(B)}$ 는 다음과 같다.

$$R_k^{(A)} = H_k^{(A)} X_k^{(A)} + \sum_{m=1}^N Q(m + \epsilon - k) H_m^{(B)} X_m^{(B)} + w_k^{(A)} \quad (1)$$

$$R_k^{(B)} = H_k^{(B)} X_k^{(B)} + \sum_{m=1}^N Q(m - \epsilon - k) H_m^{(A)} X_m^{(A)} + w_k^{(B)} \quad (2)$$

여기서 ϵ 은 정규화된 주파수오차로 $f_{\nabla} (= 1/T)$ 가 부반송파 간 간격일 때 $\epsilon = (f_c^{(A)} - f_c^{(B)})/f_{\nabla}$ 로 계산되고, $w_k^{(A)}$ 와 $w_k^{(B)}$ 는 각각 잡음성분이며 $Q(d_f)$ 는 주파수 차이 d_f 에 따른 부반송파간 간섭 계수에 대한 함수로서 아래와 같이 계산된다^[1-3].

$$Q(d_f) = \frac{\sin(\pi d_f)}{N \sin(\pi d_f / N)} \exp(j\pi(1 - 1/N)d_f) \quad (3)$$

식(1)과 식(2)를 알라무티 복호화 즉, 선형 결합함으로

써 채널에 의해 정규화된 심볼벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 얻고, $\hat{\mathbf{x}}$ 과 그림 1과 같이 추정된 알라무티 심볼 $\hat{\mathbf{X}}^{(A)}$ 와 $\hat{\mathbf{X}}^{(B)}$ 를 얻는다.

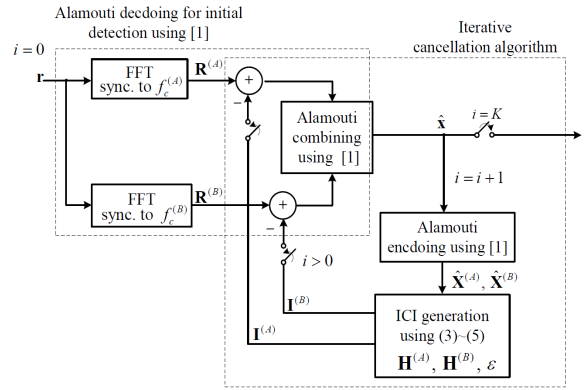


그림 2. 제안하는 방식의 수신기법 구조
Fig. 2. Receiver structure of the proposed scheme

3.2. 제안하는 간섭제거 기법

제안하는 간섭제거 기법에서는 그림 2의 오른쪽에서 보인대로 전형적인 간섭제거 방식과 유사하게 먼저 초기 검출심볼과 감쇄성분 및 주파수오차 정보를 이용하여 추정 간섭 신호벡터 $\mathbf{I}^{(A)}$ 와 $\mathbf{I}^{(B)}$ 를 생성한다. 여기서 $\mathbf{I}^{(A)}$ 와 $\mathbf{I}^{(B)}$ 의 k 번째 성분인 $I_k^{(A)}$ 와 $I_k^{(B)}$ 는 다음과 같이 생성할 수 있다.

$$I_k^{(A)} = \begin{cases} 0 & \text{if } i = 0 \\ \sum_{m=1}^N Q(m + \epsilon - k) \hat{X}_m^{(B)} H_m^{(B)} & \text{if } i = 1 \end{cases} \quad (4)$$

$$I_k^{(B)} = \begin{cases} 0 & \text{if } i = 0 \\ \sum_{m=1}^N Q(m - \epsilon - k) \hat{X}_m^{(A)} H_m^{(A)} & \text{if } i = 1 \end{cases} \quad (5)$$

그 이후 고속푸리에변환의 출력벡터 $\mathbf{R}^{(A)}$ 와 $\mathbf{R}^{(B)}$ 에서 추정간섭신호벡터 $\mathbf{I}^{(A)}$ 와 $\mathbf{I}^{(B)}$ 를 제거한 후 다시 알라무티 복호화를 통해 갱신된 검출신호 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 얻는다. 따라서, $i = K$ 일 때 까지, 간섭제거 과정을 반복 수행 한다.

IV. 실험결과

본 절에서는 실험결과를 통해 제안하는 방식의 성능이득을 보인다. 채널환경은 [11, 12]에서 설정한 선택적 감쇄환경을 참조하였다. 즉, 다중경로의 총 개수는 4개이며 각 경로들은 평균은 0이고, 분산은 1/2이다. 총부반송파의 개수 $N = 256$ 이고 변조형식은 직교위상편이방식을 사용하였다. 또한, 부반송파 간 간격은 룡템에블루션에서 사용한 15kHz로 설정하였다[15].

그림 3은 앞에서 주어진 실험환경에서 최적의 성능을 갖는 부분블록당 부반송파개수 n_c 값을 알아보기 위해 $E_b/N_0 = 20$ dB 일 때 다양한 주파수오차 ϵ 에 대해 n_c 에 따른 성능을 비교한다. 최적의 성능을 얻기 위해서 주어진 환경에 따라 n_c 를 적절히 설정해야 한다. 주어진 환경에서 n_c 를 설정함에 있어 E_b/N_0 , 주파수오차 ϵ , 감쇄환경의 선택도 등 고려해야할 부분이 많지만, 그 가운데 가장 큰 영향을 미치는 변수는 감쇄환경의 선택도이다. 선택도가 심해질수록 n_c 는 작게 설정되어야 하고, 선택도가 심하지 않다면 부분 블록 내에서 감쇄계수가 평탄하게 보일 수 있는 조건 내에서 가능한 크게 설정할 때 주파수 오차에 의한 부반송파간 간섭을 제거하는 효과가 최대화 된다. 만일 제안하는 방식에서 $n_c = 2$ 로 설정한다면 제안하는 방식은 [10-12]에서 초기 검출심볼을 얻는데 사용한 기존의 알라무티부호화 직교주파수다중화변조방식과 동일하다고 볼 수 있다. 물론 감쇄환경의 선택도가 매우 심한 경우에는 제안하는 방식 역시 $n_c = 2$ 로 설정해야 한다. 하지만, 감쇄환경의 선택도가 매우 심하지 않다면 $n_c > 2$ 로 설정함으로써 주파수 오차에 의한 부반송파간 간섭 제거효과를 더욱 크게 할 수 있다. 그림 3에서 점선으로 표기한 그래프는 그림2에서 $i = 0$ 인 경우 즉, 간섭제거를 하기 전인 초기 검출신호를 기반으로 얻은 비트오율이다. 반면에, 실선으로 표기한 그래프는 그림2에서 $i = 1$ 인 경우 즉, $i = 0$ 에서 얻은 초기 검출심볼을 이용해 간섭신호를 추정 생성하여 간섭제거를 한 이후 얻은 비트오율이다. 먼저, 간섭제거를 하기 전의 그래프 즉, 점선으로 표기한 그래프로

부터 주파수오차가 작은 경우 즉, $\epsilon = 0.3$ 인 경우에는 $n_c = 4$ 일 때 최적의 성능을 가지며, ϵ 값이 0.5, 0.8로 커질수록 최적의 비트오율을 갖는 n_c 역시 $n_c = 8$ 과 $n_c = 16$ 으로 증가함을 알 수 있다. 이 결과로부터 주어진 채널환경에서는 $n_c > 2$ (즉, $n_c = 8$ 또는 16)으로 설정한 경우 초기 검출심볼의 정확도가 $n_c = 2$ 로 설정한 경우, 즉 [10-12]에서 초기 검출심볼을 얻는데 사용한 방식에 비해 높음을 알 수 있다. 따라서, 제안하는 방식에서는 적은 반복연산을 수행함에도 불구하고 [10-12]의 방식에 비해 개선된 성능을 가질 것을 기대할 수 있다. 실선의 그래프 즉, 간섭제거 과정 이후의 비트오율 결과로부터, 모든 경우는 아니지만 대체적으로 최적의 값을 갖는 n_c 값을 8로 보고 이후 실험에서는 $n_c = 8$ 로 설정한다.

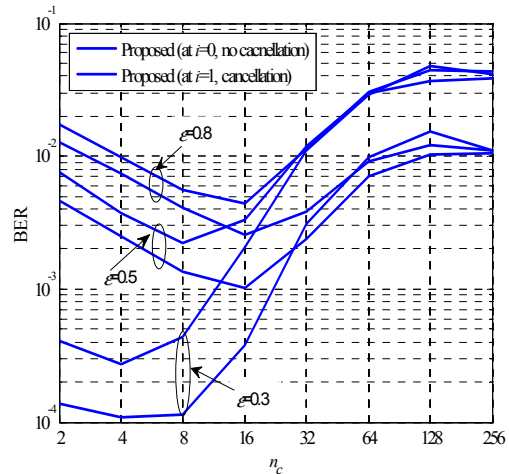


Fig. 3. BERs of proposed scheme according to n_c with $E_b/N_0=20$ dB, $N=256$, QPSK and FO=0.8
그림 3. 제안하는 방식의 n_c 에 따른 비트오율 ($E_b/N_0=20$ dB, $N=256$, 직교위상편이방식, FO=0.8)

그림 4는 $n_c = 8$ 일 때 다양한 주파수 오차값 ϵ 에 대해 반복연산 횟수에 따른 비트오율을 비교한 그림이다. 그림 4에서 간섭제거를 하지 않은 경우에 비해 1회의 간섭제거 이후 성능 개선이 있음을 알 수 있다. 하지만, 그 이후 반복연산을 증가하여도 큰 성능의 개선이 없음을 알 수 있다. 이로부터 초기 검출심볼의 높은 정확도에 의해 1회의 간섭제거 과정 만으로도 주어진 환경에서 많은 양의 부반송파간 간섭을 제거함을 알 수 있다.

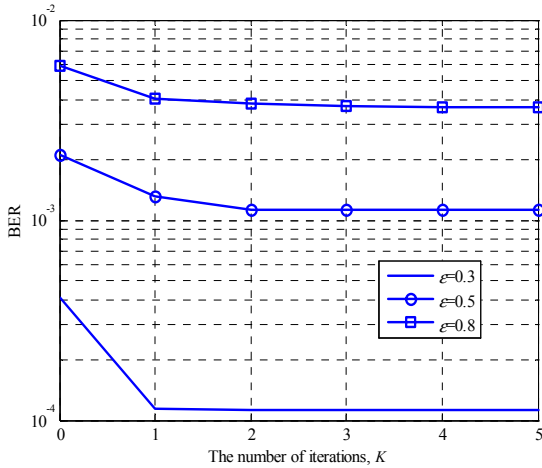


Fig. 4. BER of the proposed scheme according to the number of iterations with $n_c = 8$, $E_b/N_0 = 20$ dB, $N = 256$, QPSK and several normalized FOs
 그림 4. 제안하는 방식의 다양한 주파수 오차 값들에 대한 반복연산 수에 따른 비트오율 ($n_c = 8$, $E_b/N_0 = 20$ dB, $N = 256$, 직교 위상편이방식)

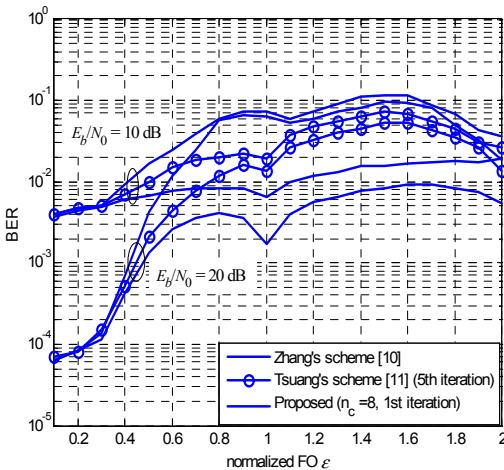


Fig. 5. BER comparison according to FO with $N = 256$, QPSK and $E_b/N_0 = 10$ and 20 dB
 그림 5. 주파수오차에 따른 비트오율 비교 ($N = 256$, 직교 위상편이방식, $E_b/N_0 = 10$ and 20 dB)

그림 5는 제안하는 방식과 기존의 방식인 [10]과 [11]의 방식의 주파수오차에 따른 비트오율을 비교한 그림이다. 제안하는 방식은 $E_b/N_0 = 10$ dB 와 20 dB일 때 모두 1회 간섭제거 과정 만으로도 5회 간섭제거 과정을 수행한 기존의 방식에 비해 개선된 성능을 가짐을 알 수 있다. 특히, 주파수 오차가 클수록 성능차이는 더욱 커짐을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 선택적 감쇄환경에서 분산안테나 간

주파수 오차에 강인한 알라무티부호화 직교주파수다중변조방식 기반 간섭제거 기법을 제안하였다. 본 논문에서는 선택적 감쇄환경에서 분산안테나 간 주파수 오차에 강인한 알라무티부호화 직교주파수다중변조방식기반 간섭제거 기법을 제안하였다. 제안하는 방식은 추가적인 간섭제거 과정을 통해 주파수 오차에 의한 간섭을 자체제거 하는 방식에서 제거하지 못했던 블록 간 간섭 성분을 제거함으로써 성능을 개선시켰다. 또한, 제안하는 방식은 추가적인 간섭제거 과정에서 초기 검출 심벌을 얻는 과정에서 주파수 오차에 의한 간섭을 자체제거하는 검출방식을 사용함으로써, 추정 간섭신호 생성시 기존의 기법들에 비해 높은 정확도를 갖도록 하여 단 1회의 반복연산 만으로도 수회의 반복연산을 수행한 기존의 기법에 비해 개선된 성능을 가짐을 보였다.

References

- [1] B. Kim and K. Choi, "Frequency Offset-Tolerant Distributed Alamouti Coded OFDM," *Submitted to IEEE Trans. Wireless Commun.*, [Online]. Available: <http://bwc.yu.ac.kr/paper1303.pdf>.
- [2] B. Kim, J. Lee, and K. Choi, "ICI self-cancelled Alamouti coded OFDM for distributed antenna systems - Part II : under selective fading channel," in *Proc. Joint Conf. Commun. Inform. (JCCI 2013)*, pp. 1 - 2, Gyeongju, Korea, May 2013.
- [3] K. Choi, "Inter-carrier interference-free Alamouti-coded OFDM for cooperative systems with frequency offsets in non-selective fading environments," *IET Commun.*, vol. 5, no. 15, pp. 2125 - 2129, Oct. 2011.
- [4] Z. Li and X.-G. Xia, "An Alamouti coded OFDM transmission for cooperative systems robust to both timing errors and frequency offsets," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 5, pp. 1839 - 1844, May 2008.
- [5] H. Wang, X.-G. Xia, and Q. Yin, "Distributed space-frequency codes for cooperative communication systems with multiple carrier frequency offsets," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 2, pp. 1045 - 1055, Feb.

Z. Li, D. Qu, and G. Zhu, "An equalization technique for distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets," in *Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf. (WCNC 2006)*, pp. 839 - 843, Las Vegas, U.S.A., Apr. 2006.

[7] Q. Huang, M. Ghogho, D. Ma, and J. Wei, "Low-complexity data-detection algorithm in cooperative SFBC-OFDM systems with multiple frequency offsets," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 9, pp. 4614 - 4620, Nov. 2010.

[8] Y. J. Kim, H. Lee, H. K. Chung, and Y. S. Cho, "An iterative decoding technique for cooperative STBC-OFDM systems with multiple carrier frequency offsets," in *Proc. IEEE 18th Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC 2007)*, pp. 1 - 4, Athens, Greece, Sep. 2007.

[9] E. Jeon, J. Seo, J. Yang, J. Paik, and D. Kim, "Iterative detection and ICI cancellation for MISO-mode DVB-T2 system with dual carrier frequency offsets," *KSII Trans. Internet Inform. Syst. (TIIS)*, vol. 6, no. 2, pp. 702 - 720, Feb. 2012.

[10] Y. Zhang and J. Zhang, "Multiple CFOs compensation and BER analysis for cooperative communication systems," in *Proc. IEEE Wirless Commun. Networking Conf. (WCNC 2009)*, pp. 1 - 6, Budapest, Hungary, Apr. 2009.

[11] T. Lu, H. Lin, and T. Sang, "An SFBC-OFDM receiver to combat multiple carrier frequency offsets in cooperative communications," in *Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC 2010)*, pp. 899 - 904, Istanbul, Turkey, Sep. 2010.

[12] J. Lee, H. Lin, and T. Sang, "An SFBC-OFDM receiver with MLSE equalizer to combat multiple frequency offsets," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS 2012)*, pp. 1524 - 1527, Seoul, Korea, May 2012.

[13] J. Park and H. Kim, "An efficient ICI

self-cancellation method with frequency offset and phase noise in OFDM systems," *J. Korea Inform. Commun. Soc. (KICS)*, vol. 34, no. 2, pp. 155 - 163, Feb. 2009.

[14] S. M. Alamouti, "Simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 - 1458, Oct. 1998.

[15] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *LTE: The UMTS Long Term Evolution*, John Wiley and Sons, 2009.

김 봉 석 (Bong-seok Kim)



2006년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업
 2009년 2월 영남대학교 정보통신공학과 석사
 2009년 3월~현재 영남대학교 정보통신공학과 박사과정
 <관심분야> MIMO 검출 알고리즘, OFDM 기반 다중반송파 전송방식

최 권 휴 (Kwonhue Choi)



1994년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
 1996년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
 2000년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
 2000년 4월~2003년 2월 한국 전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원
 2003년 2월~현재 영남대학교 전자정보공학부 정보통신공학전공 교수
 <관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리즘, CDMA 시스템