

분산안테나 시스템을 위한 2N-점 고속푸리에변환 기반 부반송파 간 간섭 자체제거 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화 기법

김 봉 석*, 최 권 휴°

2N-Point FFT-Based Inter-Carrier Interference Cancellation Alamouti Coded OFDM Method for Distributed Antennas systems

Bong-seok Kim*, Kwonhue Choi°

요 약

분산 안테나 간 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 효율적으로 제거하는 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화 방식을 제안한다. 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 제거하기 위해 제안된 기존의 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화 방식들은 변복조시 N-점 고속푸리에변환을 사용한다. 그런데, N-점 고속푸리에변환 연산의 순환적 특성에 의해 반송파 간 간섭 성분 또한 N을 주기로 순환되어 성능이 나빠진다. 이를 피하기 위해 반송파 간 간섭을 크게 발생시키는 다수의 부반송파에 영심볼을 전송하는데, 이로 인해 데이터 전송률이 떨어지는 단점이 있다. 제안하는 방식은 주파수 오차를 제거하기 위해 제안된 방식에서 사용한 N-점 고속푸리에변환 대신 표본화율을 2배 높은 2N-점 고속푸리에변환 연산을 사용한다. 고속푸리에변환 연산의 표본화율이 2배 증가함으로써 주파수 오차에 의해 발생하는 반송파 간 간섭의 주기 또한 2배가 되어 각 부반송파에 미치는 영향이 확연히 감소하게 된다. 제안하는 방식은 전체 반송파 간 간섭을 감소시킴으로써 성능이 나빠지는 것을 피하기 위해 사용한 영심볼의 개수를 감소시켜 데이터 전송률의 손실을 막는다. 특히 16-직교진폭변조나 64-직교진폭변조와 같은 높은 차수의 변조방식에서 제안하는 방식의 데이터 전송률 이득 및 성능 이득은 더욱 증가한다.

Key Words : Alamouti, OFDM, Frequency offset, DAS, ICI self-cancellation

ABSTRACT

The proposed Alamouti coded OFDM effectively cancels Inter Carrier Interference (ICI) due to frequency offset between distributed antennas. The conventional Alamouti coded OFDM schemes to mitigate ICI utilize N-point Inverse Fast Fourier Transform/Fast Fourier Transform (IFFT/FFT) operations for OFDM modulation and demodulation processes with total N subcarriers. However, the performance degrades because ICI is also repeated in N periods due to the property of N-point IFFT/FFT operation. In order to avoid this problem, null data are used at the subcarriers with large ICI and thus, data rate decreases. The proposed scheme employs 2N-point IFFT/FFT instead of N-point IFFT/FFT in order to increase sampling rate. By increasing sampling rate, the amount of interference significantly decreases because the period of ICI also increases. The proposed scheme increases the data rate and improves the performance by reducing amount of ICI and the number of null-data. Furthermore, the gain of the performance and data rate of the proposed scheme is significant with higher modulation such as 16-Quadrature Amplitude Modulation (QAM) or 64-QAM.

※ 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, 정희원

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

논문번호 : KICS2013-06-235, 접수일자 : 2013년 6월 4일, 심사일자 : 2013년 7월 17일, 최종논문접수일자 : 2013년 11월 19일

I. 서론

최근 분산안테나 시스템에서 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 방식에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 특히, 분산안테나 간 발생한 주파수 오차는 다수의 반송파를 사용하는 직교주파수분할다중화 방식의 성능을 심각하게 떨어뜨린다. 이를 해결하기 위해 시공간블록부호화 또는 주파수공간블록부호화 기반 직교주파수분할다중화 방식에서 다수의 송신단 간의 주파수 오차로 인한 반송파 간 간섭을 제거하기 위해 다양한 연구들이 진행되어왔다^[1-8]. 단순히, 송수신단 간의 주파수 오차가 존재하는 일반적인 경우에 비해, 분산안테나 또는 다수의 중계기와 같이 다수의 송신안테나 간의 주파수 오차가 존재하는 경우는 이로 인해 발생한 반송파 간 간섭을 제거하기가 더욱 힘들다^[9].

다양한 연구들 가운데, 알라무티 심볼쌍을 반송파 가운데 부분을 중심으로 대칭이 되도록 구성함으로써 다수의 송신안테나 간의 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 자체 제거하는 기법들이 제안되었다^[1-4]. 특히, [3]에서 제안한 방식은 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 제거하는 대신 데이터 전송률이 절반 이하로 떨어지며, 특정 주파수 오차 구간에서만 원하는 성능을 얻을 수 있는 단점이 있다. 참고문헌^[2]에서는 송신단에서 알라무티 심볼쌍을 전체 대역폭을 중심으로 대칭이 되도록 전송하고 최소평균제곱오차(minimum mean square error: MMSE)와 같은 선형 검출기법을 이용하여 검출하는 방식을 제안하였다. 하지만 많은 수의 영심볼 삽입으로 인해 데이터 전송률이 낮으며 큰 주파수 오차 범위에서는 성능이 나빠지는 단점이 있다. 참고문헌^[4]에서는 알라무티 심볼쌍을 전체 대역폭을 중심으로 대칭이 되게 전송함으로써 데이터 전송률의 손실없이 반송파 간 간섭을 완벽히 제거하는 방식이 제안되었다. 하지만, 이 방식에서는 두 번의 시간을 사용하므로 각 안테나의 주파수 오차에 의한 주파수표류 현상이 발생하고, 이를 제거하기 위해 수신단으로부터 주파수오차 정보를 받아야하는 문제점이 있다. 참고문헌^[1]에서는 하나의 시간만을 사용함으로써 [3]의 주파수표류 성분을 보상해야 하는 문제점을 해결하였다. 하지만, 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭 성분의 일부가 남아있는데다가, 고속 푸리에변환의 순환하는 특성 때문에 반송파 간 간섭 또한 순환되어 성능이 나빠지는 단점이 존재한다.

이를 방지하기 위해 다수의 영심볼을 사용해야 하는 데 이로 인한 데이터 전송률의 손실이 발생한다. 특히 높은 차수의 변조 방식 16-직교진폭변조나 64-직교진폭변조에서 성능의 떨어짐을 막기 위한 데이터 전송률의 손실은 더욱 심해진다. 한편, 기존의 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화방식을 기반으로 얻은 검출심볼을 이용하여 추가적인 간섭제거 방식을 수행함으로써 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 제거하는 방식이 제안되었다^[7,8]. 하지만, 많은 양의 반복과정이 필요하므로 복잡도가 높은 단점이 있다.

이 논문에서는 단지, $2N$ -점 고속푸리에변환을 사용함으로써 분산안테나 간 주파수 오차에 의해 발생한 반송파 간 간섭을 감소시키는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 [14]에서와 같이 알라무티 심볼쌍을 전체 주파수 대역폭의 가운데를 중심으로 대칭이 되도록 직교주파수분할다중화 변조하여 전송한다. 수신단에서는 수신신호를 각 안테나의 반송 주파수에 맞춰 고속푸리에변환 연산을 수행한 후 선형 결합연산을 수행한다. 단지, [1]에서 사용한 N 개의 반송파에 대한 직교주파수분할다중화 변복조 과정에서 사용하는 N -점 고속푸리에변환 대신 표본화율을 2배 높인 $2N$ -점 고속푸리에변환 연산을 사용함으로써, 주파수 오차에 의해 발생하는 반송파 간 간섭의 주기 또한 $2N$ 이 되어 각 반송파에 미치는 영향을 감소시킨다. 물론, 제안하는 방식은 [1]의 방식에 비해 높은 계산량을 가진다. 하지만 절반의 고속푸리에변환 연산에 입력되는 신호가 영심볼이므로 추가적인 대역폭을 사용하지 않으며, 계산량의 증가 역시 크지 않다. 제안하는 방식은 반송파 간 간섭에 강한 특성으로 인해 [1]의 방식에 비해 개선된 성능을 가지며 뿐만 아니라 남겨진 반송파 간 간섭에 의한 간섭효과를 피하기 위해 사용하는 영심볼의 수를 절반 가까이 감소시켜 높은 데이터 전송률을 갖는다.

II. 채널 모형화 및 제안하는 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화 방식

2.1. 채널 모형화 및 표기법

이 논문에서는 먼저 평탄 감쇄환경을 고려하여, 제안하는 방식이 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 자체제거하는 과정을 수식으로 보인다. 후반부에서 선택적 감쇄환경인 경우를 고려함으로써 제안

하는 방식의 특성이 평탄 감쇄 환경인 경우와 어떻게 달라지는지 분석하고자 한다. 그림 1은 평탄 감쇄 환경인 경우의 송수신 시스템을 보인다. 송신안테나 A, B로부터 n번째 시간에 전송된 N개의 부반송파를 사용한 직교주파수분할다중화 신호 $s_n^{(A)}$ 와 $s_n^{(B)}$ 는 각각 다음과 같이 표현한다.

$$s_n^{(A)} = \sum_{k=1}^N X_k^{(A)} e^{j\frac{2\pi}{N}n(k+f_c^{(A)})T} \quad (1)$$

$$s_n^{(B)} = \sum_{k=1}^N X_k^{(B)} e^{j\frac{2\pi}{N}n(k+f_c^{(B)})T} \quad (2)$$

여기서, $X_k^{(A)}$, $X_k^{(B)}$ 는 각각 송신안테나 A, B에서 k번째 부반송파에 전송되는 알라무티 심볼이고, $f_c^{(A)}$ 와 $f_c^{(B)}$ 는 각각 송신안테나 A와 B로부터 전송될 경우 수신된 반송파주파수이다. 이 두 반송파 주파수 $f_c^{(A)}$ 와 $f_c^{(B)}$ 사이에는 주파수 오차가 존재한다고 가정한다. 또한, T는 직교주파수분할다중화 심볼 구간으로서, 두 안테나로부터 전송된 신호 간의 시간 오차가 무시가능할 만큼 충분히 길다고 가정한다^[1]. 그림 1에서 $H^{(A)}$ 와 $H^{(B)}$ 는 각각 $s_n^{(A)}$ 와 $s_n^{(B)}$ 가 겪는 평탄 감쇄환경 성분이다. 또한, r_n 은 n번째 시간에 수신된 수신신호로서 w_n 이 가산성백색잡음 신호의 n번째 성분이라 할 때, 아래와 같이 표현된다.

$$r_n = H^{(A)}s_n^{(A)} + H^{(B)}s_n^{(B)} + w_n \quad (3)$$

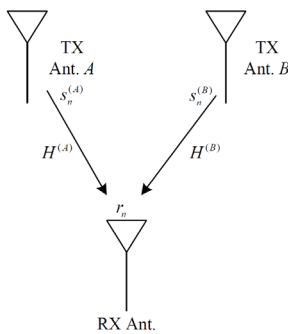


Fig. 1. System model
그림 1. 시스템 모형

2.2. 제안하는 방식의 송수신 기법 구조

제안하는 방식의 송수신 기법은 ^[1]과 유사하게 그림 2와 같이 전송한다. 송신할 때 알라무티 심볼

쌍을 ^[1]과 같이 전체 대역폭을 중심으로 대칭이 되도록 대응을 시킨다. 단지 직교주파수분할다중화 변복조에서 사용하는 N-점 고속푸리에변환 연산 대신 표본화율을 2배 높인 2N-점 고속푸리에변환 연산을 사용한다. 따라서, 제안하는 방식의 알라무티 부호 심볼 $X_k^{(A)}$, $X_k^{(B)}$ 는 다음과 같이 설정한다.

$$X_k^{(A)} = \begin{cases} x_{2k-1} & 1 \leq k \leq N/2 \text{ 일때} \\ -x_{2(N-k+1)}^* & N/2+1 \leq k \leq N \text{ 일때} \\ 0 & N+1 \leq k \leq 2N \text{ 일때} \end{cases} \quad (4)$$

$$X_k^{(B)} = \begin{cases} x_{2k} & 1 \leq k \leq N/2 \text{ 일때} \\ x_{2(N-k)+1}^* & N/2+1 \leq k \leq N \text{ 일때} \\ 0 & N+1 \leq k \leq 2N \text{ 일때} \end{cases} \quad (5)$$

위의 식에서 N+1번째 부터 2N번째 부반송파를 통해 오직 0만 전송하므로 N-점 고속푸리에변환 방식에 비해 대역폭이 증가하지 않는다.

수신기법 역시 ^[1]과 동일하게 수신신호를 각 안테나 A, B의 반송파주파수 $f_c^{(A)}$, $f_c^{(B)}$ 에 동기화하여 두 번의 고속푸리에변환 연산을 수행한 후 2N개의 고속푸리에변환 출력을 얻는다. 그리고 2N개의 출력 가운데 1~N번째 출력만을 취하여 알라무티 선형 결합을 수행한다. 안테나 A의 반송파주파수 $f_c^{(A)}$ 에 동기화한 고속푸리에변환 출력 중 k번째 성분인 $R_k^{(A)}$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_k^{(A)} = H^{(A)}X_k^{(A)} + H^{(B)}\sum_{m=1}^N Q(m+\epsilon-k)X_m^{(B)} + w_k^{(A)} \quad 1 \leq k \leq N/2 \text{ 일때} \quad (6)$$

$$R_{N-k+1}^{(A)} = H_{N-k+1}^{(A)}X^{(A)} + H^{(B)}\sum_{m=1}^N Q(m+\epsilon-(N-k+1))X_m^{(B)} + w_{N-k+1}^{(A)} \quad 1 \leq k \leq N/2 \text{ 일때} \quad (7)$$

여기서 $w_k^{(A)}$ 와 $w_{N-k+1}^{(A)}$ 은 가산성백색잡음의 고속푸리에변환 출력이며 ϵ 는 두 송신안테나 간 정규화된 주파수 오차값으로 $f_\Delta (=1/T)$ 이 부반송파 간격이라 할 때 $\Delta\epsilon = (f_c^{(A)} - f_c^{(B)})/f_\Delta$ 로 계산된다. 반송파 간 간섭 계수 $Q(d_f)$ 는 주파수차이 d_f 에 대해 복소공액대칭성($Q(d_f) = Q^*(-d_f)$)을 가지며 다음과 같이 주어진다.

$$Q(d_f) = \frac{\sin(\pi x)}{2N\sin((\pi/2N)d_f)} e^{j\pi(1-1/2N)d_f} \quad (8)$$

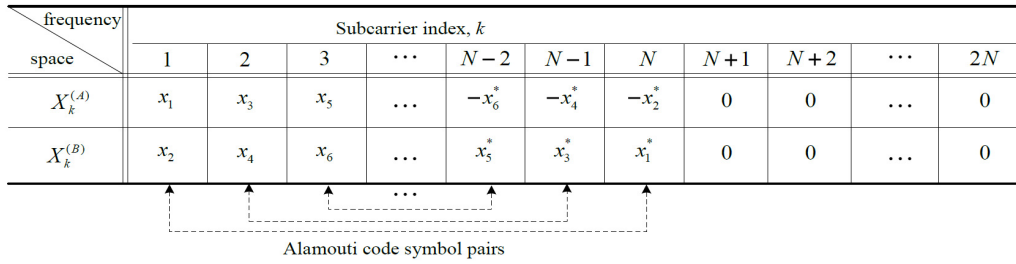


Fig. 2. The structure of the proposed Alamouti coded OFDM
그림 2. 제안하는 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화 방식의 구조

비슷하게 송신안테나 B의 반송파주파수 $f_c^{(B)}$ 에 동기화한 k번째 고속푸리에변환 출력 $R_k^{(B)}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$R_k^{(B)} = H^{(B)} X_k^{(B)} + H^{(A)} \sum_{m=1}^N Q(m - \epsilon - k) X_m^{(A)} + w_k^{(B)} \quad (9)$$

$1 \leq k \leq N/2$ 일 때

$$R_{N-k+1}^{(B)} = H^{(B)} X_{N-k+1}^{(B)} + H^{(A)} \sum_{m=1}^N Q(m - \epsilon - (N - k + 1)) X_m^{(A)} + w_{N-k+1}^{(B)} \quad (10)$$

$1 \leq k \leq N/2$ 일 때

여기서 $w_k^{(B)}$ 와 $w_{N-k+1}^{(B)}$ 은 가산성백색잡음의 고속푸리에변환 출력성분이다.

제안하는 방식에서 두 쌍의 고속푸리에변환 출력을 기존의 알라무티 선형결합¹⁰⁾과 거의 유사한 방법으로, x_{2k-1} 과 x_{2k} 에 대한 판별변수 즉, D_{2k-1} 과 D_{2k} 를 다음과 같이 생성할 수 있다.

$$D_{2k-1} = H^{(A)*} R_k^{(A)} + H^{(B)} R_{N-k+1}^{(B)*} \quad (11)$$

$$D_{2k} = H^{(B)*} R_k^{(B)} - H^{(A)} R_{N-k+1}^{(A)*} \quad (12)$$

식(6)과 식(10)을 식(11)에 대입하고 $X_k^{(A)}$ 와 $X_k^{(B)}$ 를 식(4)와 식(5)를 이용해 대체하면 식(11)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D_{2k-1} = (|H^{(A)}|^2 + |H^{(B)}|^2) x_{2k-1} + H^{(A)*} H^{(B)} \sum_{m=1}^{N/2} Q(m + \epsilon - k) x_{2m} + H^{(A)*} H^{(B)} \sum_{m=N/2+1}^N Q(m + \epsilon - k) x_{2(N-m)+1} + H^{(A)*} H^{(B)} \sum_{m=1}^{N/2} Q^*(m - \epsilon - (N - k + 1)) x_{2m} + H^{(A)*} H^{(B)} \sum_{m=N/2+1}^N Q^*(m - \epsilon - (N - k + 1)) (-x_{2(N-m+1)}^*)^* \quad (13)$$

참고문헌⁴⁾에서 가산성백색잡음 성분들이 알라무티 선형결합 이후에도 그 분포가 바뀌지 않음을 보인 데다가, 수식전개의 편의를 위해 가산성백색잡음 성분은 포함시키지 않는다. 식 (13)에서 $(|H^{(A)}|^2 + |H^{(B)}|^2) x_{2k-1}$ 는 검출하고자 하는 신호성분이고, 그 뒤에 4가지 항들은 주파수 오차에 의해 발생한 반송파 간 간섭 성분들이다. D_{2k-1} 에서 l번째 간섭성분을 $I_{2k-1,l}$ 로 표기하면, 4번째 성분 $I_{2k-1,4}$ 는 다음과 같다.

$$I_{2k-1,4} = H^{(A)*} H^{(B)} \times \sum_{m=N/2+1}^{N/2} Q^*(m - \epsilon - (N - k + 1)) (-x_{2(N-m+1)}^*)^* \quad (14)$$

여기서 급수의 순서 $N/2+1 \leq m \leq N$ 를 역순으로 하기 위해 새로운 변수 $m' = N - m + 1$ 를 도입하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I_{2k-1,4} = H^{(A)*} H^{(B)} \times \sum_{m'=1}^{N/2} Q^*(N - m' + 1 - \epsilon - (N - k + 1)) (-x_{2m'}^*)^* = -H^{(A)*} H^{(B)} \sum_{m'=1}^{N/2} Q^*(-m - \epsilon + k) x_{2m} \quad (15)$$

식(8)에서 $Q(d_f) = Q^*(-d_f)$ 의 특성에 의해 $I_{2k-1,4} = -I_{2k-1,1}$ 임을 다음과 같이 확인할 수 있다.

$$I_{2k-1,4} = -H^{(A)*} H^{(B)} \sum_{m'=1}^{N/2} Q(m + \epsilon - k) x_{2m} = -I_{2k-1,1} \quad (16)$$

유사한 방식으로 $I_{2k-1,2} = I_{2k-1,3}$ 임을 어렵지 않게 구할 수 있으며 최종적으로 D_{2k-1} 은 다음과 같이 보일 수 있다.

$$D_{2k-1} = (|H^{(A)}|^2 + |H^{(B)}|^2)x_{2k-1} + 2H^{(A)*}H^{(B)} \sum_{m=1}^{N/2} Q(m+\epsilon-k)x_{2m+1}^* \quad (17)$$

동일한 방법을 이용하여 D_{2k} 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D_{2k} = (|H^{(A)}|^2 + |H^{(B)}|^2)x_{2k} + 2H^{(A)*}H^{(B)} \sum_{m=1}^{N/2} Q(m-\epsilon-k)x_{2m}^* \quad (18)$$

만일 제안하는 방식에서 사용한 $2N$ -점 고속푸리에 변환 대신 [1]에서 사용한 N -점 고속푸리에 변환을 사용할 경우, 주파수차이 d_f 에 따른 반송파 간 간섭 계수를 $Q_N(d_f)$ 로 표기할 때, $Q_N(d_f)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$Q_N(d_f) = \frac{\sin(\pi x)}{N \sin((\pi/N)d_f)} e^{j\pi(1-1/N)d_f} \quad (19)$$

식(8)의 $Q(d_f)$ 도 $Q_N(d_f)$ 과의 구분을 위해 $Q_{2N}(d_f)$ 로 표기한다.

그림 3는 $N=8$ 일 때, $Q_N(d_f)$ 과 $Q_{2N}(d_f)$ 의 진폭을 나타낸 그림이다.

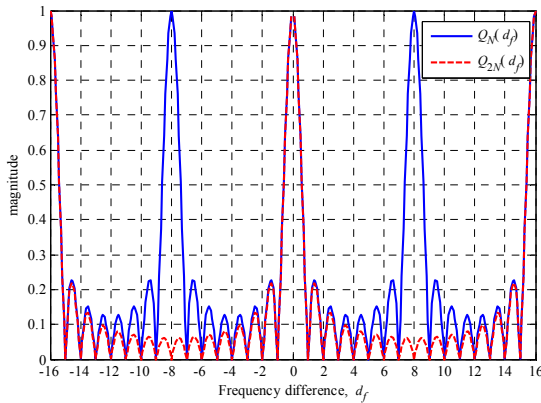


Fig. 3. The magnitude of ICI according to frequency difference with $N=8$
 그림 3. 주파수 차이에 따른 부반송파 간 간섭 크기, $N=8$

그림 3에서 d_f 가 정수이면 부반송파 간의 직교성에 의해 $Q_N(d_f)$ 와 $Q_{2N}(d_f)$ 의 크기가 모두 0임을 알 수 있다. 하지만 d_f 가 정수가 아닌 경우에는 부반송파 간 직교성이 파괴되어 반송파 간 간섭이 발

생하게 되므로 $Q_N(d_f)$ 와 $Q_{2N}(d_f)$ 의 크기는 0이 아닌 값을 갖게 된다. 식(17)의 $Q(m+\epsilon-k)$ 에서 주파수 오차가 ϵ 만큼 발생한 경우 $k=N/2$ 일 때 $m+\epsilon-k$ 는 최소값 $1+\epsilon$ 가 되고, $k=1$ 일 때 $m+\epsilon-k$ 는 최대값 $N-1+\epsilon$ 가 된다. 마찬가지로, 식(18)의 $Q(m-\epsilon-k)$ 에서 $k=N/2$ 일 때 $m-\epsilon-k$ 는 최소값 $1-\epsilon$ 이고, $k=1$ 일 때 최대값 $N-1-\epsilon$ 이 된다. 만일 $N=8$ 이고 $\epsilon=0.5$ 인 경우를 예로 들면 식(17)로부터 $m+\epsilon-k$ 는 1.5, 2.5, ..., 7.5 중 하나의 값을 갖는다. 같은 방식으로 식(18)로부터 $m-\epsilon-k$ 는 0.5, 2.5, ..., 6.5 중 하나의 값을 갖는다. 이러한 결과를 근거로 $Q_N(d_f)$ 와 $Q_{2N}(d_f)$ 를 분석해보면 $Q_N(d_f)$ 은 $d_f=0.5, 7.5$ 일 때 매우 큰 값을 가지는 반면에 $Q_{2N}(d_f)$ 는 $d_f=0.5$ 일 때만 큰 값을 가짐을 알 수 있다. 또한 d_f 가 4가 될 때까지 $Q_N(d_f)$ 는 진폭이 작아지면서 진동하는 형태를 가지다가 d_f 가 4보다 커지면 $Q_N(d_f)$ 의 진폭은 다시 증가하는 형태를 가짐을 알 수 있다. 반면에, $Q_{2N}(d_f)$ 는 d_f 가 4가 될 때까지는 $Q_N(d_f)$ 와 비슷한 경향을 보이지만 d_f 가 4보다 큰 영역에서도 계속해서 감소하는 값을 가지다가, $Q_N(d_f)$ 가 매우 큰 값을 가졌던 $d_f=7.5$ 인 경우 오히려 $Q_{2N}(d_f)$ 는 매우 작은 값을 가짐을 알 수 있다.

식(17)과 식(18)에서 신호전력에 대한 남겨진 반송파 간 간섭 전력의 비(ratio)인 v_{2k-1}, v_{2k} 를 계산하면 각각 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$v_{2k-1} = E \left[\frac{|2I_{2k-1,2}|^2}{|S_{2k-1}|^2} \right] \quad (20)$$

$$v_{2k} = E \left[\frac{|2I_{2k,2}|^2}{|S_{2k}|^2} \right] \quad (21)$$

여기서 $|S_{2k-1}|^2$ 과 $|S_{2k}|^2$ 는 각각 식(17)과 식(18)에서의 신호성분 즉, $|S_{2k-1}|^2 = (|H^{(A)}|^2 + |H^{(B)}|^2)x_{2k-1}$ 와 $|S_{2k}|^2 = (|H^{(A)}|^2 + |H^{(B)}|^2)x_{2k}$ 이다. 그림4는 식(20)과 식(21)로부터 N -점 고속푸리에 변환 방식과 $2N$ -점 고속푸리에 변환 방식의 v_{2k-1}, v_{2k} 를 보인다.

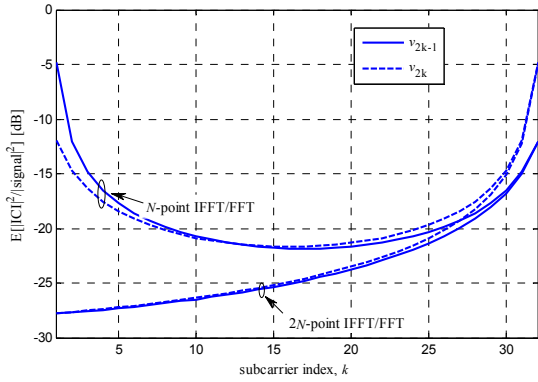


Fig. 4. v_{2k-1} and v_{2k} of x_{2k-1} and x_{2k} with BPSK, $N=64$, $\epsilon=0.5$, $E_b/N_0=20dB$
 그림 4. 신호전력에 대한 반송파 간 간섭 전력의 비 ($N=64$, 이진위상편이방식, $\epsilon=0.5$, $E_b/N_0=20dB$)

성분 $I_{2k-1,1}$ 과 네 번째 반송파 간 간섭 성분 $I_{2k-1,4}$ 는 다음과 같이 수정된다.

$$I_{2k-1,1} = H_k^{(A)*} \sum_{m=1}^{N/2} Q(m+\epsilon-k) H_m^{(B)} x_{2m} \quad (22)$$

$$I_{2k-1,4} = -H_k^{(B)*} \sum_{m=1}^{N/2} Q(m+\epsilon-k) H_{N-m+1}^{(B)*} x_{2m} \quad (23)$$

선택적 감쇄환경 환경에서는 식(22)와 식(23)에서 m 이 변함에 따라 식(22)의 $H_m^{(B)}$ 와 식(23)의 $H_{N-m+1}^{(B)*}$ 또한 변하기 때문에 $I_{2k-1,1} \neq -I_{2k-1,4}$ 가 되어 반송파 간 간섭은 제거되지 않게 된다. 따라서 선택적 감쇄환경에서도 반송파 간 간섭 제거효과를 유지하기 위해서 그림 5와 같이 [1]에서 사용한 방

frequency space	Subcarrier index, k												
	1	2	...	n_c-1	n_c	n_c+1	n_c+2	...	$2n_c-1$	$2n_c$	$2n_c+1$	$2n_c+2$...
$X_k^{(A)}$	x_1	x_3	...	$-x_4^*$	$-x_2^*$	x_{n_c+1}	x_{n_c+3}	...	$-x_{n_c+4}^*$	$-x_{n_c+2}^*$	x_{2n_c+1}	x_{2n_c+3}	...
$X_k^{(B)}$	x_2	x_4	...	x_3^*	x_1^*	x_{n_c+2}	x_{n_c+4}	...	$x_{n_c+3}^*$	$x_{n_c+1}^*$	x_{2n_c+2}	x_{2n_c+4}	...

Alamouti code symbol pairs
Alamouti code symbol pairs
3rd subblock

1st subblock
2nd subblock

Fig. 5. Transmit structure of [1] for the frequency selective fading channel
 그림 5. 선택적 감쇄환경 환경을 위해 [1]에서 제안한 방식의 송신기법 구조

그림 4에서 N -점 고속푸리에변환 방식은 $k=1$ 과 $k=N/2$ 인 영역에서 반송파 간 간섭이 크게 증가함을 알 수 있다. 하지만, $2N$ -점 고속푸리에변환 방식은 $k=N/2$ 인 경우에만 반송파 간 간섭이 크게 증가함을 알 수 있다. 참고문헌[1]에서는 $k=1$ 과 $k=N/2$ 의 근처에 영심볼을 삽입함으로써, 반송파 간 간섭성분이 성능을 떨어뜨리는 것을 방지하였다. 제안하는 방식에서는 오직 $k=N/2$ 의 근처에만 영심볼을 삽입해도 되기 때문에 [1]에 비해 개선된 성능과 높은 데이터 전송률을 가질 것을 예측할 수 있다. 특히, 16직교진폭변조, 64직교진폭변조와 같은 높은 차수의 변조방식일 때 남겨진 반송파 간 간섭에 의한 영향이 더욱 커지므로 제안하는 방식의 성능의 효과가 더욱 크게 나타날 것을 기대할 수 있다.

2.3. 선택적 감쇄환경으로 확장

이 절에서는 선택적 감쇄환경으로 확장할 경우 제안하는 방식의 성능을 분석한다. 선택적 감쇄환경을 고려하면 식(13)에서 첫 번째 반송파 간 간섭

식을 그대로 사용한다. 단지, 제안하는 방식에서는 평탄 감쇄환경에서와 같이 표본화율을 2배로 높인 효과를 유지하기 위해 $2N$ -점 고속푸리에변환을 사용한다.

그림 5에서 보인대로 전체 부반송파를 다수의 부분블록으로 나누고 부분블록의 중심을 대칭으로 같은 거리만큼 떨어진 부반송파들을 알라무티 심볼쌍으로 대응시킨다. 그림 5에서 n_c 는 하나의 부분블록 당 할당된 부반송파 개수이다. 만일 감쇄환경의 선택도에 따라 적절히 n_c 를 설정하면, 선택적 감쇄환경이 부분블록 내에서는 마치 평탄 감쇄환경처럼 보이게 할 수 있게 된다. 따라서 부분블록 내에 존재하는 반송파 간 간섭의 일부를 제거할 수 있다. 한편, 이 논문에서 다루는 주요 사안은 $2N$ -점 고속푸리에변환을 사용할 경우 반송파 간 간섭에 의한 영향을 감소시키는 것이고, 또한, 이미 [1]에서 적절한 n_c 값의 설정방법에 대해 다루었기 때문에 n_c 값을 설정하는 방법에 대해서는 다루지 않는다.

선택적 감쇄환경 환경에 적용하기 위해 부분블록으로 나누어 적용하여 부분블록 내부에 존재하는 반송파 간 간섭의 일부를 자체제거 하였지만, 부분블록 내에 남겨진 반송파 간 간섭과 부분블록 간 존재하는 반송파 간 간섭의 영향은 받게 된다. 이때 N -점 고속푸리에변환 방식을 쓰는 경우에 비해 $2N$ -점 고속푸리에변환 방식을 사용할 경우 발생하는 반송파 간 간섭의 양이 확연히 작다는 것을 앞에서 보인 바 있다. 따라서 선택적 감쇄환경에서도 $2N$ -점 고속푸리에변환 방식이 N -점 고속푸리에변환 방식에 비해 개선된 성능을 가질 것을 기대할 수 있다.

III. 실험 결과

이번 절에서는 제안하는 방식의 성능을 실험을 통해 분석한 결과를 보인다. 주로, [1-2]에서 제안한 방식과 성능을 비교할 것이다. 참고문헌[3]에서 제안한 방식은 특정 주파수 오차에서만 주파수 오차에 의한 반송파 간 간섭을 제거하는 특성이 있고 데이터 전송률 또한 0.5 이하이므로 이번 실험에 포함시키지 않는다. 편의를 위해서 [1]은 N -점 방식, [2]는 Xia 방식으로 명명한다. 또한, 참고문헌[4]에서 제안한 방식은 수신단으로부터 받은 주파수오차 정보를 송신단에서 이용해야 하는 특별한 가정을 전제하므로 이번 실험에 포함시키지 않는다. 실험환경은 [2]에서와 같이 $N=64$ 이고, 채널 환경은 먼저 평탄 감쇄환경인 환경에서 실험하였으며 후반부에 선택적 감쇄환경 환경에 관한 실험을 보일 것이다. 평탄 감쇄환경 $H^{(A)}$ 와 $H^{(B)}$ 는 평균은 0, 분산은 1인 분포를 갖도록 설정하였다. 부반송파 간격은 룬텀에볼루션 표준인 15 kHz로 설정하였다. 각 방식의 성능은 비트오율 또는 심볼오율과 데이터 전송률을 비교할 것이다. 여기서, 데이터 전송률은 R_s 로 표기할 것이며, $R_s = (N - N_z) / N$ 으로 계산되며, 여기서 N_z 는 영심볼의 개수이다.

그림 6은 $E_b/N_0=20$ dB, 이진위상편이방식과 16-직교진폭변조일 때 ϵ 에 따른 N -점 방식[1], Xia 방식[2]과 제안하는 방식의 심볼오율 및 데이터 전송률을 비교한 그림이다. 먼저 이진위상편이방식일 때 각 방식의 성능을 비교해보면, Xia 방식은 이진위상편이방식에서 $\epsilon \leq 0.4$ 인 영역에서는 성능이 거의 떨어지지 않는다. 하지만, 이러한 성능을 유지하기 위해서는 영심볼의 개수를 늘려야 하므로 데이터

전송률, $R_s=0.69$ 로 매우 낮다. 그럼에도, ϵ 가 0.5가 되는 지점부터는 성능이 떨어지기 시작한다. N -점 방식의 성능을 관찰해보면, 이진위상편이방식일 때 ϵ 가 1까지 증가하더라도 반송파 간 간섭이 없는 경우의 성능과 거의 일치한다. 이때 N -점 방식은 1, $N/2$, $N/2+1$, N 번째 부반송파에서 영심볼을 전송하므로 $R_s=0.94$ 로 Xia방식보다 높다. 제안하는 방식의 성능역시 N -점 방식처럼 ϵ 가 1까지 증가하더라도 반송파 간 간섭이 없는 경우의 성능과 거의 일치한다. 이때 제안하는 방식은 단지, $N/2$, $N/2+1$ 번째 부반송파에만 영심볼을 전송하므로 $R_s=0.97$ 로 가장 높은 데이터 전송률을 갖는다. 16-직교진폭변조인 경우에는 N -점 방식은 1, 2, $N/2-1$, $N/2$, $N/2+1$, $N/2+2$, $N-1$, N 번째 부반송파에서 영심볼을 전송하므로 $R_s=0.88$ 이며 제안하는 방식은 $N/2-2$, $N/2-1$, $N/2$, $N/2+1$, $N/2+2$, $N/2+3$ 번째 부반송파에서 영심볼을 전송하므로 $R_s=0.91$ 이다. Xia 방식은 $R_s=0.69$ 의 낮은 데이터 전송률임에도 $\epsilon > 0.4$ 면 성능이 심하게 떨어짐을 알 수 있다. N -점 방식은 $\epsilon=0.5$ 일 때까지 성능이 계속해서 떨어짐을 알 수 있다. 반면에 제안하는 방식의 성능은 반송파 간 간섭이 없는 경우의 성능에 거의 근접하며 상대적으로 높은 $R_s=0.91$ 의 데이터 전송률을 유지함을 알 수 있다.

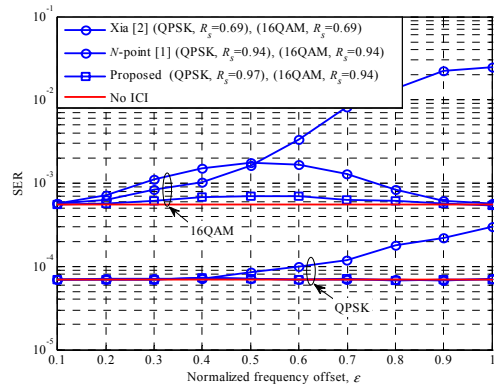


Fig. 6. SERs and data rates comparison according to normalized frequency offset with $N=64$, $E_b/N_0=20$ dB, BPSK and 16QAM
그림 6. 주파수오차에 따른 심볼오율 및 데이터 전송률 비교 ($N=64$, $E_b/N_0=20$ dB, 이진위상편이방식, 16-직교진폭변조방식)

그림 7은 64직교진폭변조방식이고 $E_b/N_0=15$ dB, $E_b/N_0=25$ dB 일 때 [1], [2]와 제안하는 방식의 심볼오율 및 데이터 전송률을 비교한 그림이다.

여기서 N -점 방식과 제안하는 방식에서 영심볼을 전송한 부반송파의 위치는 16직교진폭변조인 경우와 동일하게 설정하였다. $E_b/N_0=15$ dB일 때를 관찰해보면 N -점 방식의 성능이 세 가지 방식 중에 가장 낮은 성능을 갖는다. 하지만, N -점 방식 역시 영심볼의 개수를 늘리면 Xia 방식에 비해 개선된 성능을 가질 수 있다. 영심볼을 많이 사용한 Xia 방식의 성능은 $\epsilon \leq 0.5$ 인 구간까지 제안하는 방식과 거의 유사한 성능을 가진다. 하지만 ϵ 가 0.5보다 커지면 심볼오율도 계속해서 증가함을 알 수 있다. 제안하는 방식은 영심볼의 개수를 크게 사용하지 않음에도 Xia 방식과 비슷한 성능을 가진다. $E_b/N_0=25$ dB일 때를 관찰하면 세 가지 방식의 성능 격차가 더욱 커짐을 알 수 있다.

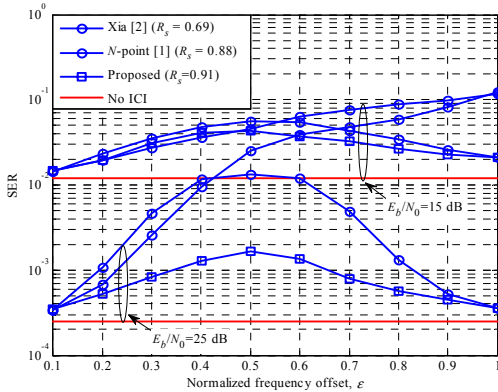


Fig. 7. SERs and data rates comparison according to normalized frequency offset with $N=64$, $E_b/N_0=15$ dB and $E_b/N_0=25$ dB 64QAM
 그림 7. 주파수오차에 따른 심볼오율 및 데이터 전송률 비교 ($N=64$, $E_b/N_0=15$ dB, $E_b/N_0=25$ dB, 64직교진폭변조방식)

그림 8은 선택적 감쇄환경 환경일 때, 직교위상편이방식이이고 $E_b/N_0=20$ dB일 때 주파수 오차에 따른 성능을 비교한 그림이다. 다중경로의 개수는 8개이고, 경로의 최대지연시간 T_{max} 는 $T/300$ 과 $T/150$ 으로 설정하였다. T_{max} 는 항상 보호구간 내에 존재한다고 가정한다. 또한, $T/150$ 일 때 $n_c = 16$, $T/300$ 일 때 $n_c = 32$ 로 설정하였다¹¹.

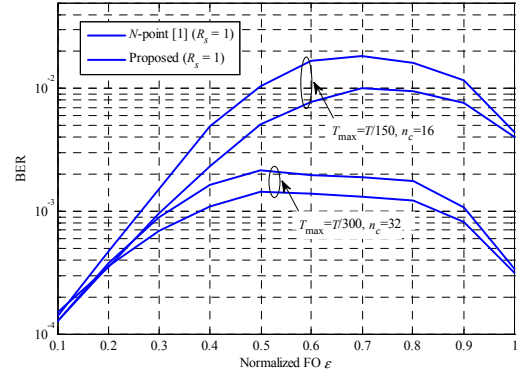


Fig. 8. BERs comparison according to FO with $N=256$, $E_b/N_0=20$ dB and QPSK in selective fading channel
 그림 8. 선택적 감쇄환경 채널에서 주파수오차에 따른 비트오율 비교 ($N=256$, $E_b/N_0=20$ dB, 직교위상편이방식)

IV. 결론

이 논문에서는 알라무티 부호화 직교주파수분할다중화 방식에서 직교주파수분할다중화 변복조에 사용되는 N -점 고속푸리에변환 연산 대신 표본화율을 2배 증가시킨 $2N$ -점 고속푸리에변환 연산을 사용함으로써 분산안테나 간 주파수 오차에 더욱 강인한 특성을 갖는 방식을 제안하였다. 실험결과를 통해 제안하는 방식이 기존의 방식에 비해 개선된 성능을 가지면서 높은 데이터 전송률을 가짐을 보였다.

References

- [1] B. Kim and K. Choi, "ICI-suppressed Alamouti-coded OFDM for frequency asynchronous distributed antenna systems," *Submitted to IEEE Trans. Veh. Technol.*, [Online]. Available: <http://bwc.yu.ac.kr/130722.pdf>.
- [2] 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. 2009.
- [3] 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.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] 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.

[9] 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.

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

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