

논문 2005-42TC-1-1

채널간간섭 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비

(Peak-to-Average Power Ratio of Orthogonal Frequency Division
Multiplexing with ICI Self-Cancellation)

강 석 근*

(Seog Geun Kang)

요 약

본 논문에서는 채널간간섭 자기소거를 위한 부대역 부호화기법에 따른 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비가 분석된다. 인접부대역에 대척신호를 할당하는 기존 상관부호화의 경우 전송신호열에서 형상성분이 발생됨을 이론적·실험적으로 검증한다. 이로 인하여 심볼의 중간부분과 가장자리부분에서의 신호전력은 서로 다른 가중치의 영향을 받게 되며, 이는 증가된 첨두전력 대 평균전력비를 초래한다. 이와 같은 문제점을 극복하기 위하여 본 논문에서는 새로운 간단한 부대역 부호화 기법이 제시된다. 여기서는 신호쌍의 위상차가 매 신호마다 변화되도록 할당함으로써 신호의 부분적인 반복성으로 인한 형상성분을 제거한다. 그 결과, 새로운 부대역 부호화기법이 적용된 시스템은 기존의 시스템보다 2~3 dB 적은 첨두전력 대 평균전력비를 가지면서도 일반적인 직교 주파수분할다중화에 비하여 현저히 큰 반송파대 간섭비를 유지한다.

Abstract

In this paper, peak-to-average power ratio (PAPR) of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with respect to the subchannel coding schemes for interchannel interference (ICI) self-cancellation is analyzed. It is shown theoretically and experimentally that a shaping component is generated in the transmitted sequence in the conventional correlative coding where a pair of antipodal signals is assigned in adjacent subchannels. Due to the shaping component, the signal powers in the mid and edges of a symbol are scaled by different weighting coefficients, resulting in increased PAPR. To overcome this problem, a simple adjacent subchannel coding scheme is presented in this paper. In the new scheme, the shaping component caused by partial repetition of signals is eliminated by assigning a pair of signals in which phase difference varies signal-to-signal. As results, the new scheme has 2-3 dB smaller PAPR than the conventional ICI self-cancellation OFDM while maintaining much higher carrier-to-interference ratio than a normal OFDM system.

Keywords: Orthogonal frequency division multiplexing, Peak-to-average power ratio, Correlative coding, Interchannel interference

I. 서 론

최근 전 세계적으로 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)에 대한

관심이 고조되고 있다. 이는 활용 가능한 주파수대역을 다수의 부대역으로 분할하고 각각의 부대역에 서로 직교인 신호를 할당하여 전송하는 병렬전송방식의 한 형태이다.

직교 주파수분할다중화는 스펙트럼 효율 면에서 우수하면서도 주파수선택성 페이딩(frequency-selective fading)에 강인한 신호전송방식으로 널리 알려져 있다 [1],[2]. 이러한 장점들로 인하여 이는 현재 유럽형 디지털 오디오/비디오 방송(digital audio/video broadcasting; DAB/ DVB)^{[3],[4]}, 무선 근거리통신망(wireless local

* 정회원, 경상대학교 공과대학 전기전자공학부
(School of Electrical and Electronic Engineering,
College of Engineering, Gyeongsang National
University)

※ 이 논문의 일부는 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2004-002-D00261)
접수일자: 2004년1월20일, 수정완료일: 2004년10월2일

area network; W-LAN)^[5], 4세대 무선통신시스템(4G wireless communication systems)^[6] 등을 위한 고속 무선전송시스템의 표준으로 이미 채택되었거나 추천된 바 있다.

송·수신기간의 반송주파수 불일치 및 무선 전송경로에서의 도플러천이(Doppler shift) 등으로 인하여 무선디지털 전송시스템의 수신신호에는 주파수 오프셋(frequency offset)이 발생할 수 있다. 이는 부대역신호간 직교성을 전제로 스펙트럼의 중첩이 허용되는 직교 주파수분할다중화에서 채널간간섭(interchannel interference; ICI)을 일으키는 주된 원인이 되며, 이로 인하여 시스템의 성능은 심각히 저하될 수 있다^{[7],[8]}. 이러한 문제점을 완화시키기 위하여 최근 채널간간섭 자기소거법(self-cancellation)이 소개된 바 있다^{[9]-[11]}. 여기서는 상관계수가 -1인 대척신호쌍이 서로 인접한 부대역에 할당되도록 송신기에서 상관부호화(correlative coding; CC) 방식을 사용한다. 그리고 수신기에서는 이들 신호의 차이를 이용하여 이미 발생한 간섭을 보정시킴으로써 채널간간섭을 크게 완화시킬 수 있다. 하지만 이와 같은 대척신호쌍은 직교 주파수분할다중화의 또 다른 장애가 되는 높은 침투전력 대 평균전력비(peak-to-average power ratio; PAPR)를 초래할 수 있다.

본 논문에서는 채널간간섭 자기소거를 위한 기존의 상관부호화 방식이 고속 역푸리에변환(inverse fast Fourier transform; IFFT)에 의하여 변조된 전송신호열에 형상성분(shaping component)을 야기하고, 이는 단일 심볼내의 각 표본의 전력에 가중치로 작용하게 됨을 이론적으로 유도하고 모의실험을 통하여 검증한다. 그리고 이를 근거로 기존 방식의 경우 직교 주파수분할다중화의 침투전력 대 평균전력비가 일반적인 시스템에 비하여 최대 3 dB 증가될 수 있음도 보인다. 이와 같은 기존 상관부호화방식의 문제점을 극복하기 위하여 전송신호열의 전력분포에서 나타나는 형상성분을 제거할 수 있는 간단한 형태의 인접부대역 부호화방식(adjacent subchannel coding; ACS)을 소개하고 그 성능을 분석한다. 그 결과, 새로운 부대역 부호화방식이 적용된 시스템은 일반적인 직교 주파수분할다중화와는 통계적으로 동일하고 기존의 자기소거법에 비하여 2~3 dB 가량 감소된 침투전력 대 평균전력비를 가지는 것으로 나타났다. 그럼에도 불구하고 새로운 시스템은 일반적인 시스템에 비하여 훨씬 큰 반송파 대 간섭비(carrier-to-interference ratio; CIR)를 유지하는 것을 확인할 수 있다.

II. 부대역 부호화기법에 따른 침투전력 대 평균전력비

주파수 오프셋이 존재하는 경우 수신된 직교 주파수분할다중화 심볼의 k 번째 부대역신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$Y_k = X_k S_0 + \sum_{\substack{l=0, \\ l \neq k}}^{N-1} X_l S_{l-k} + W_k, \quad (1)$$

$0 \leq k \leq N-1$. 여기서 N 은 전체 부대역의 수이다. 그리고 X_k 는 직교 주파수분할다중화를 위한 신호사상기(signal mapper) 상의 실수 또는 복소수 신호를 나타낸다. 랜덤변수 W_k 는 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 가산성 백색 가우시안잡음(additive white Gaussian noise; AWGN)으로 통계적으로 독립이며 동일한 분포(independent and identically distributed; i.i.d.)를 가진다. 식에서 우측의 첫 항인 $X_k S_0$ 는 k 번째 부대역을 통하여 실제 전송된 신호성분을 나타내고 두 번째 항은 동일 심볼내의 다른 부대역신호들이 주파수 오프셋에 의하여 왜곡되어 k 번째 부대역에 합성되는 간섭성분을 나타낸다. 이와 같은 간섭계수는 부대역의 상대적인 위치에 따라 다음과 같이 정해진다.

$$S_{l-k} = \frac{\sin[\pi(l+\epsilon-k)]}{N} \times \frac{1}{\sin \frac{\pi(l+\epsilon-k)}{N}} \times \exp \left[j\pi \left(1 - \frac{1}{N} \right) (l+\epsilon-k) \right], \quad (2)$$

여기서 ϵ 은 부대역의 주파수대역으로 정규화된 주파수 오프셋을 나타내며, 그 값이 증가됨에 따라 계수 S_{l-k} 는 증가하므로 시스템의 성능은 지속적으로 악화됨을 알 수 있다.

가. 기존의 상관부호화 기법

이러한 문제점을 해결하기 위하여 Zhao와 Häggman은^{[9],[10]} 직교 주파수분할다중화를 위한 채널간간섭 자기소거법을 제안한 바 있다. 여기서는 인접부대역에 ($X_k, X_{k+1} = -X_k$) 형태의 대척신호쌍이 할당되도록 상관부호화기법이 사용된다. 여기서 k 는 우수이다. 이 방식은 전송효율이 반감되는 단점이 있지만 연산 복잡도를 크게 증가시키지 않으면서도 채널간간섭을 상당

히 감소시킬 수 있는 장점도 가진다. 하지만 이와 같은 상관부호화 방식은 이와 유사한 부대역 부호화방법이 될 수 있는 $(X_k, X_{k+1} = X_k)$ 와^[12] 더불어 고속 역푸리에변환에 의하여 변조된 시간영역 심볼에서 특정 부분들의 신호전력을 증가시킬 수 있다.

일반적으로 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비는 다음과 같이 정의된다.

$$PAPR(\text{dB}) \equiv 10 \log_{10} \left(\frac{\max_n |x_n|^2}{E\{|x_n|^2\}} \right),$$

$$0 \leq n \leq N-1, \quad (3)$$

여기서 $x_n = \text{IFFT}\{\mathbf{X}\}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}$ 은 복소벡터 $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ 가 N -포인트 역푸리에변환에 의하여 변조된 시간영역 전송신호열이다.

그리고 $\max_n |x_n|^2$ 와 $E\{|x_n|^2\}$ 는 $|x_n|^2$ 의 최대값과 평균값을 각각 나타낸다. 푸리에변환쌍이 선형변환이므로 전송신호열의 평균전력은 직교 주파수분할다중화를 위한 신호사상기에 의하여 결정된다. 따라서 전체 부대역의 수 N 이 충분히 크고 신호사상기로 사용되는 정상도상의 모든 신호들이 동일한 사전확률(*a priori probability*)을 가지는 것으로 가정하면 평균전력은 $E_{s,\text{OFDM}} = E\{|x_n|^2\}$ 로서 상수가 된다. 그러므로 첨두전력 대 평균전력비는 전송신호열의 각 표본의 전력분포인 $|x_n|^2$ 에 의존적이다.

직교 주파수분할다중화 시스템에서 변조와 복조는 각각 고속 역푸리에변환과 고속 푸리에 변환에 의하여 이루어지므로 채널간간섭 자기소거법을 이용하는 시스템에서 전송신호열 x_n 은 다음과 같이 나타내어진다.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \{X_k e^{j2\pi nk/N} - X_k e^{j2\pi n(k+1)/N}\}$$

$$= \frac{1}{N} (1 - e^{j2\pi n/N}) \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k e^{j2\pi nk/N}. \quad (4)$$

그러므로 시간영역 직교 주파수분할다중화 심볼의 전력분포 $|x_n|^2$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|x_n|^2 = \frac{1}{N} (1 - e^{j2\pi n/N}) \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k e^{j2\pi nk/N}$$

$$= 2 \{1 - \cos(2\pi n/N)\} \times$$

$$\frac{1}{N^2} \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \sum_{\substack{m=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N}. \quad (5)$$

이로 부터 각 표본의 전송전력은 결정론적(deterministic) 성질을 가지는 형상성분(shaping component)과 랜덤한(random) 특성을 가지는 고유성분의 곱으로 나타남을 알 수 있다. 그리고 형상성분의 가중치 $\{1 - \cos(2\pi n/N)\}$ 은 각 부대역에 할당된 복소신호 X_k 에는 독립적이며 오히려 시간영역 전송신호열에서 각 표본의 위치에 의존적임을 알 수 있다. 따라서 전송신호열의 신호전력분포 $|x_n|^2$ 는 이러한 형상성분의 가중치에 비례한다. 이와는 달리 신호의 고유성분은 일반적인 직교 주파수분할다중화 심볼의 전력분포와 통계적으로 동일한 특성을 갖는다.

한편, 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템에서 전송신호열의 평균전력은 다음의 식 (6)과 같이 계산된다. 따라서 식 (5)와 (6)으로 부터 확인할 수 있듯이 기존 상관부호화 방식이 적용된 자기소거 직교 주파수분할다중화 시스템과 일반적인 시스템은 동일

$$E_{s,\text{ICI-SC}} = E \left\{ \frac{2}{N^2} [1 - \cos(2\pi n/N)] \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \sum_{\substack{m=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N} \right\}$$

$$= E \left\{ \frac{2}{N^2} \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \sum_{\substack{m=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N} \right\}$$

$$= E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N} \right\}$$

$$= E_{s,\text{OFDM}}. \quad (6)$$

한 평균전력을 갖는다. 그러나 전자의 경우 자연발생적으로 나타나는 형상성분에 의하여 전송신호열의 전력분포는 심볼 내에서 각 표본의 위치에 따라 서로 다른 가중치의 영향을 받는다. 따라서 형상성분의 가중치 $\{1 - \cos(2\pi n/N)\}$ 가 최대가 되는 $n = N/2$, 즉 심볼의 가운데부분에서 신호전력은 평균전력의 2배로 증가되고 심볼의 가장자리에 해당되는 $n = 0$ 과 $n = N$ 주변에서는 그 값이 매우 미미해진다. 그 결과 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화의 침투전력 대 평균전력비는 일반적인 시스템에 비하여 최대 3 dB 가량 증가될 것으로 유추할 수 있다.

나. 자기소거를 위한 상관부호화의 대안

채널간섭 자기소거를 위한 기존의 상관부호화에서는 부호 반전된 동일 신호의 부분적인 반복성을 이용하여 간섭계수의 추정 및 보정을 용이하게 하는 장점이 있다^{[9],[10]}. 그러나 여기서는 상관성이 큰 신호들의 반복으로 인하여 직교 주파수분할다중화의 침투전력 대 평균전력비가 증가될 수 있는 문제점을 피할 수 없다. 따라서 침투전력 대 평균전력비를 감소시키기 위해서는 부대역신호간 반복성 또는 상관성을 제거함으로써 변조된 전송신호열에서 신호표본간의 통계적 독립성을 유지시키는 것이 바람직하다. 그러나 이 경우 채널간섭을 감소시키기 위한 자기소거 알고리즘의 적용이 불가능하다.

이와 같이 서로 상충되는 점을 완화하여 일반적인 직교 주파수분할다중화 시스템에 비하여 월등히 감소된 채널간섭을 유지하면서도 침투전력 대 평균전력비를 감소시킬 수 있는 부대역 부호화기법이 요구된다. 이러한 목적을 위하여 기존의 상관부호화에 대한 대안으로 본 논문에서는 $(X_k, X_{k+1} = -X_k^*)$ 형태의 부대역 부호화기법을 소개한다. 여기서 k 는 우수이다. 이 경우 변조된 전송신호열은 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} x_n &= \frac{1}{N} \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \{X_k e^{j2\pi nk/N} - X_k^* e^{j2\pi n(k+1)/N}\} \\ &= \frac{1}{2} \tilde{x}_n, \end{aligned} \quad (7)$$

$$Y_D = Y_k - Y_{k+1}$$

$$= \sum_{\substack{l=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \{X_l (S_{l-k} - S_{l-k-1}) - X_l^* (S_{l-k+1} - S_{l-k})\} + W'_k, \quad (10)$$

여기서 $\tilde{X}_k = X_k - X_k^* e^{j2\pi n/N}$ 라 하면 $\tilde{x}_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0, \text{even}}^{N-2} \tilde{X}_k e^{j2\pi nk/N}$ 로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_n &= \frac{1}{(N/2)} \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \tilde{X}_k e^{j2\pi nk/N} \\ &= \frac{1}{(N/2)} \sum_{i=0}^{N/2-1} \tilde{X}_i e^{j2\pi ni/(N/2)} \\ &= \text{IFFT}\{\tilde{X}\}_{N/2}, \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $i = k/2$. 이는 \tilde{x}_n 이 새로운 복소벡터 $\tilde{X} = [\tilde{X}_0, \tilde{X}_1, \dots, \tilde{X}_{N/2-1}]$ 의 $N/2$ -포인트 역푸리에 변환에 의하여 변조된 신호열임을 뜻한다. 이러한 \tilde{x}_n 은 중앙극한정리(central limit theorem)에 따라 영평균 가우시안 랜덤변수가 되며 평균전력은 $E\{|\tilde{x}_n|^2\} = 4E_{s, \text{OFDM}}$ 이다. 따라서 전송신호열의 평균전력은 식 (7)로부터

$$\begin{aligned} E\{|x_n|^2\} &= E\{|\tilde{x}_n/2|^2\} = \frac{1}{4} \cdot 4E_{s, \text{OFDM}} \\ &= E_{s, \text{OFDM}} \end{aligned} \quad (9)$$

으로 계산되며, 이는 일반적인 직교 주파수분할다중화와 동일하다. 그러므로 새로운 부대역 부호화기법이 적용된 시스템은 기존의 상관부호화를 이용하는 시스템에서 발생하는 형상성분을 효과적으로 제거하면서도 일반적인 직교 주파수분할다중화와 통계적으로 동일한 전송신호열의 전력분포를 보인다. 이는 새로운 부대역 부호화의 경우 인접한 부대역신호간 위상차가 기존의 상관부호화처럼 180° 로 고정되지 않고 신호사상기의 출력에 따라 변화되기 때문인 것으로 분석된다.

수신기에서 복조된 신호는 채널간섭 자기소거를 위하여 인접 부대역신호의 차에 따라 다음의 식 (10)과 같이 차등복호된다^[10]. 여기서 $W'_k = W_k - W_{k+1}$ 는 평균이 0이고 분산이 N_0 인 가산성 백색 가우시안잡음을 나타내고 S_k 는 식 (2)에 따라 정의된 채널간섭 계수이다. C_k 와 I_k 를 k 번째 부대역에서 원하는 신호성분

과 간섭신호성분을 각각 나타내는 것으로 가정하면 새로운 부호화방법이 적용된 채널간간섭 자기소거 직교 주파수분할다중화의 반송파대 간섭비는 아래의 식과 같이 구해진다.

$$CIR \equiv \frac{\sigma_C^2}{\sigma_I^2} = \frac{|S_0 - S_{-1}|^2 + |S_1 - S_0|^2}{\sum_{\substack{l=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \{|S_l - S_{l-1}|^2 + |S_{l+1} - S_l|^2\}}, \quad (11)$$

여기서

$$\begin{aligned} \sigma_C^2 &= E\{|C_k|^2\} \\ &= |S_0 - S_{-1}|^2 + |S_1 - S_0|^2, \\ \sigma_I^2 &= E\{|I_k|^2\} \\ &= \sum_{\substack{l=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \{|S_l - S_{l-1}|^2 + |S_{l+1} - S_l|^2\} \end{aligned} \quad (12)$$

는 k 번째 부대역에서 원하는 신호성분과 간섭신호성분의 평균전력을 각각 나타낸다.

III. 모의실험과 분석

새로운 부대역 부호화방법의 성능을 평가하기 위하여 일반적인 직교 주파수분할다중화, 기존의 자기소거법을 사용하는 직교 주파수분할다중화, 그리고 새로운 부대역 부호화방법이 적용된 시스템에 대한 모의실험을 수행하였다. 반송파대 간섭비, 침투전력 대 평균전력비, 그리고 전송신호열의 전력분포를 성능평가의 매체로 사용하였다. 직교 주파수분할다중화 시스템의 매개변수들은 유럽형 디지털 지상파방송과^[4] 무선 근거리통신망을^[5] 위한 표준안에 근거하였다. 이에 따라 단일 심볼당 부대역의 수는 2048개와 64개로 하고 신호사상기로는 16진 직교진폭변조 (quadrature amplitude modulation; QAM)와 4진 위상편이키잉 (quadrature phase shift keying; QPSK)을 사용하였다.

부대역의 수가 64인 경우 주파수 오프셋에 따른 반송파대 간섭비를 그림 1에 나타내었다. 새로운 부대역 부호화방법이 적용된 시스템에서 식 (11)에 의한 이론적인 결과와 모의실험의 결과가 거의 일치함을 확인할 수 있다. 주파수 오프셋이 이론적으로 최대가 되는 $\epsilon = 0.5$ 에 근접함에 따라 일반적인 직교 주파수분할다중화 시스템에서는 간섭성분의 평균전력 σ_I^2 이 원하는 신호성분의

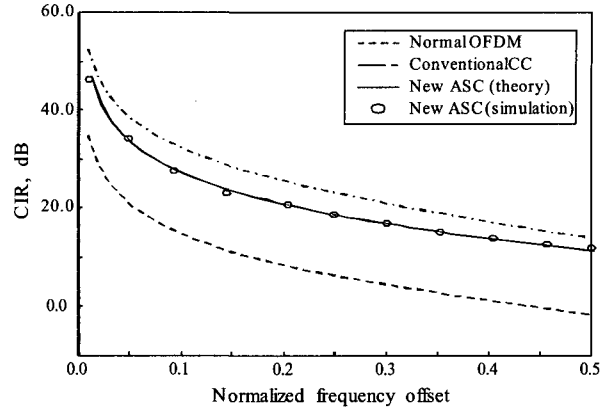


그림 1. 주파수 오프셋에 따른 반송파대 간섭비
Fig. 1. The CIR with respect to the frequency offset.

평균전력 σ_C^2 보다 더 커질 수도 있는 것으로 나타난다. 그러나 채널간간섭 자기소거 알고리즘이 적용된 시스템들에서는 $\epsilon = 0.5$ 까지 증가되더라도 현저히 큰 반송파대 간섭비가 유지됨을 알 수 있다.

한편, 기존 상관부호화방법이 적용된 시스템은 주파수 오프셋의 모든 영역에서 새로운 시스템에 비하여 2~3 dB 가량 큰 반송파대 간섭비를 가지는 것으로 나타났다. 그럼에도 불구하고 후자의 경우 자기소거법을 사용하지 않는 일반적인 시스템에 비하여 12 dB 가량 증가된 반송파대 간섭비를 가짐을 알 수 있다.

부대역 부호화방법에 따른 전송신호열의 전력분포를 검증하기 위한 시간영역 심볼의 전송전력을 그림 2에 도시하였다. 여기서 심볼의 길이는 전체 부대역의 수($N = 2048$)로 정규화시켜 나타내었으며 더욱 명확한 실험치를 얻기 위하여 4개의 독립적인 심볼을 중첩하여 나타내었다.

그림 2(b)에 나타낸 바와 같이 기존의 상관부호화를 이용하는 자기소거 직교 주파수분할다중화 시스템은 일반적인 직교 주파수분할다중화 심볼의 경우를 나타내는 그림 2(a)와는 매우 상이한 전력분포를 가짐을 확인할 수 있다. 전자의 경우 형상성분의 영향으로 인하여 심볼의 중간부분과 가장자리부분에 서로 다른 가중치가 적용된다. 그 결과, 심볼의 중간부분에서는 상대적으로 큰 전력분포를 보이며 가장자리에서는 신호전력이 매우 미미해진다. 이는 $n = N/2$ 에서 신호전력이 평균전력의 2배로 증가될 것이라는 이론적인 분석과 일치하는 결과이다. 그러나 새로운 부대역 부호화방식에 기반을 둔 시스템의 경우 그림 2(c)에 나타낸 바와 같이 전송신호열의 전력분포는 일반적인 시스템과 거의 동일한 것을 알 수 있다.

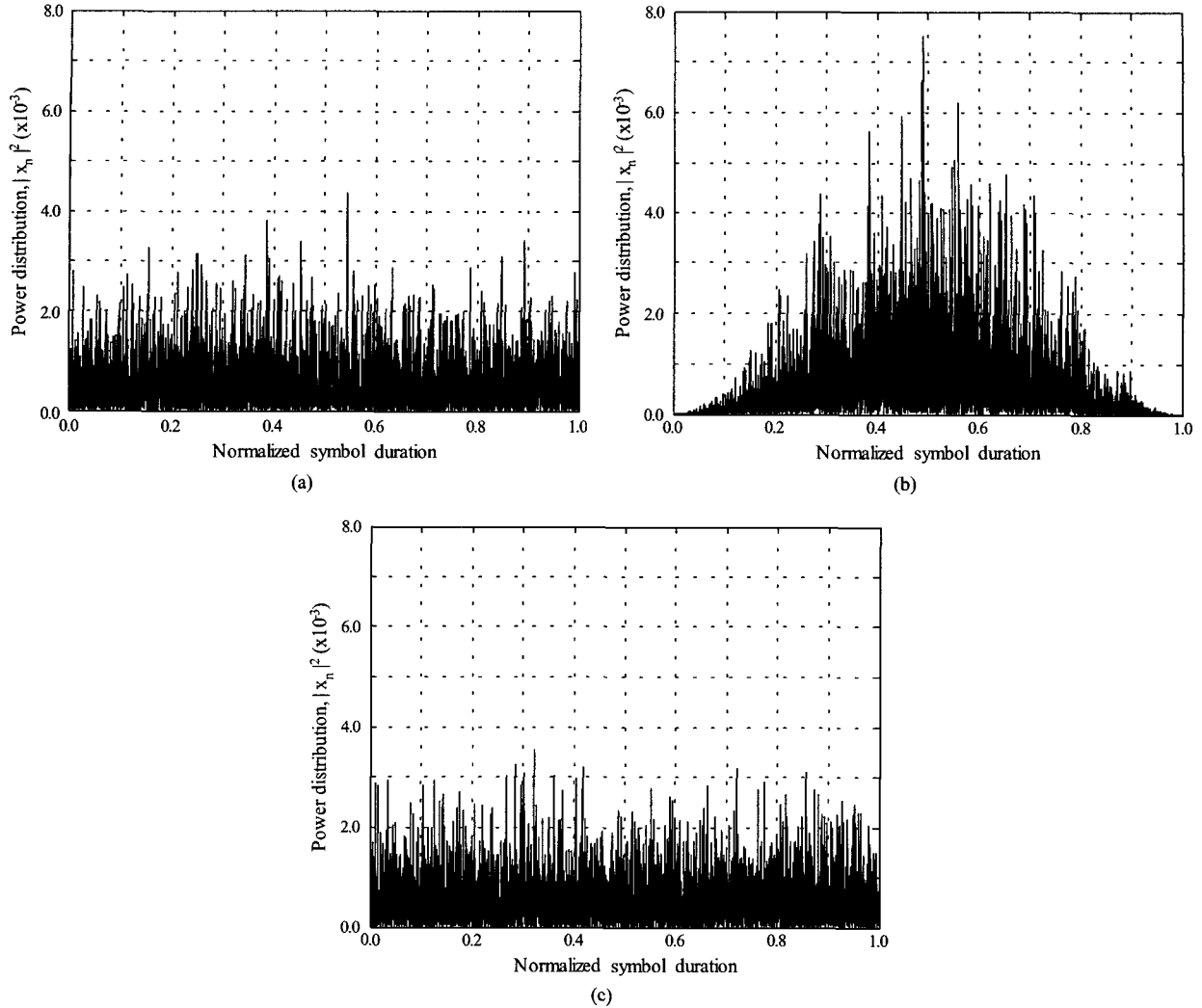


그림 2. 시간영역 심볼의 전력분포 $|x_n|^2$ (a) 일반적인 직교 주파수분할다중화 (b) 기존의 상관부호화에 기반한 직교 주파수분할다중화 (c) 새로운 부대역 부호화기법에 기반한 직교 주파수분할다중화

Fig. 2. The power distribution $|x_n|^2$ of the time-domain OFDM symbol (a) A normal OFDM (b) The conventional correlative coding based OFDM (c) The new subband coding based OFDM.

이와 같은 전송신호의 전력분포는 직교 주파수분할 다중화의 첨두전력 대 평균전력비와 매우 밀접한 관련이 있다. 그림 3에 모의실험에 사용한 세 가지 시스템의 첨두전력 대 평균전력비를 다음과 같이 정의되는 상보누적분포함수(complementary cumulative distribution function; CCDF)로 나타내었다.

$$\Pr(P_{\text{ref}}) = 1 - \Pr(PAPR \leq P_{\text{ref}}) \quad (13)$$

따라서 $\Pr(P_{\text{ref}})$ 는 첨두전력 대 평균전력비가 임의의 기준 전력 P_{ref} 를 초과할 확률을 나타낸다.

전송신호열의 전력분포로부터 이미 예상되는 바와 같이 기존의 상관부호화기법이 적용된 직교 주파수분할

다중화는 세 가지 시스템 가운데 가장 큰 첨두전력 대 평균전력비를 가지는 것으로 나타났다. 예를 들어, P_{ref} 가 10^{-4} 일 경우 이 시스템은 전체 부대역의 수가 64와 2048일 때 일반적인 직교 주파수분할다중화에 비하여 각각 2 dB와 3 dB 가량 증가된 첨두전력 대 평균전력비를 갖는다. 이에 비하여 새로운 상관부호화 방식이 적용된 시스템의 경우 일반적인 직교 주파수분할다중화와 거의 동일한 첨두전력 대 평균전력비를 가짐을 알 수 있다.

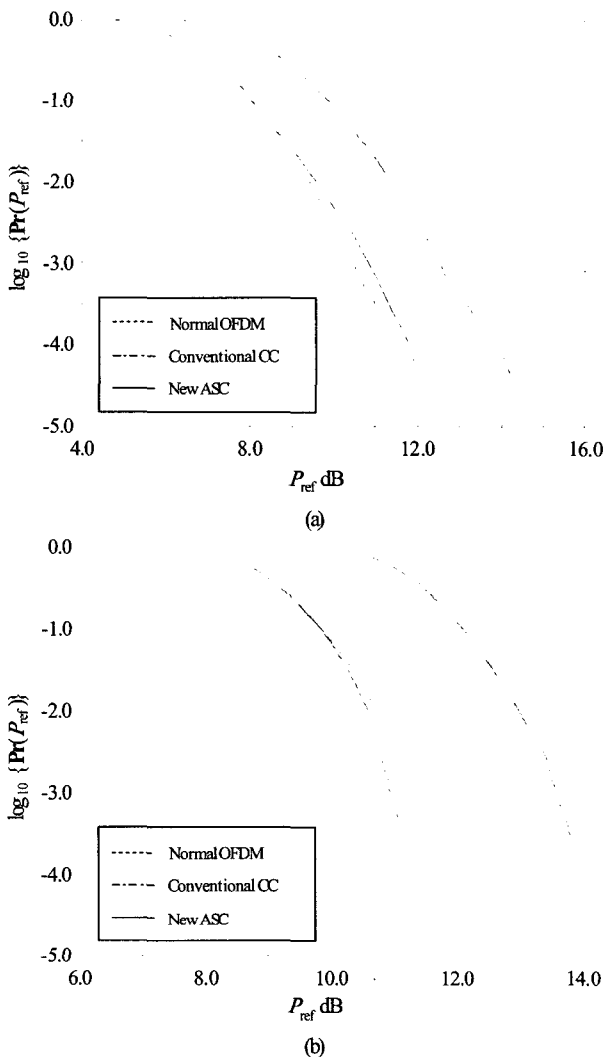


그림 3. 첨두전력 대 평균전력비의 상보누적분포함수
 (a) $N = 64$ (b) $N = 2048$
 Fig. 3. The CCDF of PAPR (a) $N = 64$ (b) $N = 2048$.

IV. 결 론

본 논문에서는 채널간간섭 자기소거법을 이용하는 직교 주파수분할다중화 시스템에서 부대역 부호화기법에 따른 첨두전력 대 평균전력비와 반송파대 간섭비에 대하여 이론적으로 분석하고 이를 모의실험을 통하여 검증하였다. 인접부대역에 대척신호쌍을 할당하는 기존의 상관부호화기법의 경우 변조된 전송신호열의 전력분포에서 발생된 형상성분이 각 표본신호전력에 가중치로 작용하는 것을 확인할 수 있었다. 이로 인하여 직교 주파수분할다중화 심볼의 중간부분에서는 신호전력이 증가되고 가장자리부분에서는 그 값이 매우 미미해지며, 이는 시스템의 첨두전력 대 평균전력비가 증가되는 원

인이 됨을 검증하였다.

이러한 문제점을 극복하기 위하여 본 논문에서는 간단한 형태의 새로운 부대역 부호화기법이 소개되었다. 기존의 상관부호화와는 달리 새로운 부대역 부호화기법에서는 인접부대역에 할당되는 신호쌍의 위상차가 고정되지 않고 신호에 따라 변화되므로 전송신호열에서 형상성분의 발생을 억제할 수 있다. 그 결과, 새로운 부대역 부호화기법이 적용된 시스템은 일반적인 직교 주파수분할다중화와 통계적으로 동일한 첨두전력 대 평균전력비를 가지면서도 자기소거법의 특성인 매우 높은 반송파대 간섭비를 유지한다.

참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [2] T. D. Cousnon, R. Monnia, and J. B. Rault, "OFDM for digital terrestrial TV broadcasting," *Signal Processing*, vol. 39, nos. 1-2, pp. 1-32, Sep. 1994.
- [3] European Telecommunications Standards Institute, *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable, and fixed receivers*, 2nd ed., ETS300401, Sophia Antipolis, France, May 1997.
- [4] European Broadcasting Union, *Digital Video Broadcasting: Framing Structure, Channel Coding, and Modulation for Digital Terrestrial Television*, Draft EN300744 V1.2.1, Geneva, Switzerland, Jan. 1999.
- [5] LAN/MAN Standards Committee, *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, IEEE Std. 802.11a, Piscataway, NJ, Sep. 1999.
- [6] N. R. Sollenberger, "The evolution of TDMA to 3G & 4G wireless systems," (on-line) <http://www.comsoc.org/~vancouver/TDMA3G4G-files/frame.html>.
- [7] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Weiner phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [8] P. Robertson and S. Kaiser, "Analysis of the loss of orthogonality through Doppler spread in OFDM systems," *Proc. IEEE Globecom'99*, Rio

- de Janeiro, Brazil, vol. 1, pp. 701-706, Dec. 1999.
- [9] Y. Zhao, J.-D. Leclercq, and S.-G. Häggman, "Intercarrier interference compression in OFDM communication systems by using correlative coding," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 8, pp. 214-216, Aug. 1998.
- [10] Y. Zhao and S.-G. Häggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, July 2001.
- [11] K. Sathananthan, R. M. A. P. Rajatheva, and S. Ben Slimane, "Cancellation technique to reduce intercarrier interference in OFDM," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 25, pp. 2078-2079, Dec. 2000.
- [12] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, Dec. 1994.

 저 자 소 개



강 석 근(정회원)

1988년 경북대학교 전자공학과 졸업. (공학사)

1993년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업. (공학석사)

1999년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업. (공학박사)

1993년~1994년 국방과학연구소 연구원

2000년~2003년 Department of Electrical and Computer Engineering,

National University of Singapore, Research Fellow

2003년~현재 경상대학교 공과대학 전기전자공학부 조교수

2003년~현재 경상대학교 공학연구원 책임연구원

<주관심분야: 디지털통신, 이동통신, 전력선통신, 통신신호처리, 통계적신호처리>