

# 부대역 부호화기법에 따른 직교 주파수분할다중화의 침투대 평균전력비

강석근\*

경상대학교 전기전자공학부

## Peak-to-Average Power Ratio of OFDM with respect to the Subchannel Coding Schemes

Seog Geun Kang\*

School of Electrical and Electronic Engineering, Gyeongsang National University

sgkang@gsnu.ac.kr

### 요 약

본 논문에서는 채널간간섭 자기소거를 위한 부대역 부호화기법에 따른 직교 주파수분할다중화의 침투전력 대 평균전력비가 분석된다. 인접부대역에 대척신호를 할당하는 기존 상관부호화의 경우 전송신호열에서 형상 성분이 발생되며, 이로 인하여 직교 주파수분할다중화 시스템의 침투전력 대 평균전력비가 최대 3dB 가량 증가됨을 이론적·실험적으로 검증한다. 그리고 이와 같은 형상성분을 제거할 수 있는 새로운 부대역 부호화 기법이 제시된다. 여기서는 인접부대역에 할당되는 신호쌍의 위상차가 신호사상기의 출력에 따라 변화된다. 그 결과, 새로운 부대역 부호화기법이 적용된 시스템은 기존의 시스템보다 2~3dB 적은 침투전력 대 평균전력비를 가지는 것을 확인할 수 있다.

### 1. 서론

직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)는 가용 주파수대역을 다수의 부대역으로 분할하고 각 부대역에 서로 직교인 신호를 할당하여 전송하는 병렬전송방식의 한 형태로서 스펙트럼 효율 면에서 우수하면서도 주파수선택성 페이딩에 강인하다. 이는 현재 유럽형 디지털 오디오/비디오 방송(digital audio/video broadcasting; DAB/ DVB)<sup>[1],[2]</sup>과 무선 근거리통신망(wireless local area network; W-LAN)<sup>[3]</sup> 등 고속 무선전송시스템의 표준으로 이미 채택되었거나 추천된 바 있다.

송·수신기간의 반송주파수 불일치 및 전송로에서의 도플러천이 등으로 인하여 수신신호에는 주파수 오프셋이 발생될 수 있다. 이는 부대역신호간 직교성을 전제로 스펙트럼의 중첩이 허용되는 직교 주파수분할다중화에서 채널간간섭(interchannel interference; ICI)을 일으키는 주된 원인이 된다<sup>[4],[5]</sup>. 이러한 문제점을 완화시키기 위하여 최근 채널간간섭 자기소거법(self-cancellation)이 소개된 바 있다<sup>[6],[8]</sup>. 여기서는 대척신호쌍이 서로 인접한 부대역에 할당되도록 송신기에서 상관부호화(correlative coding; CC) 방식을 사용한다. 그리고 수신기에서는 이들 신호의 차이를 이용하여 이미 발생된 간섭을 보정시킴으로써 채널간간섭을 크게 완화시킬 수 있다. 하지만 이러한 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 기존 상관부호화가 고속 역푸리에변환(inverse fast Fourier transform; IFFT)에 의하여 변조된 전송신호열에 형상성분을 초래함을 이론적으로 보인다. 또한 이를 근거로 기존 방식의 경우 직교 주파수분할다중화의 침투전력 대 평균전력비가 최대 3dB 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 2~3dB 가량 감소된 침투전력 대 평균전력비를 가지는 것으로 나타났다.

### 2. 부대역 부호화기법

주파수 오프셋이 존재하는 경우 수신된 직교 주파수분할다중화 심볼의  $k$ 번째 부대역신호는 다음과 같다<sup>[6]</sup>.

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

$0 \leq k \leq N-1$ . 여기서  $N$ 은 전체 부대역의 수이고  $X_k$ 는 직교 주파수분할다중화를 위한 신호사상기(signal

mapper)의 실수 또는 복소수 신호이다. 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, 두 번째 항은 동일 심볼내의 다른 부대역신호들이 주파수 옵셋에 의하여 왜곡되어  $k$ 번째 부대역에 합성되는 간섭성분을 나타낸다. 주파수 옵셋  $\epsilon$ 이 증가됨에 따라 간섭계수  $S_{-k}$ 는 증가되므로 시스템의 성능은 저하된다.

**A. 기존의 상관부호화기법**

이러한 문제점을 해결하기 위하여 Zhao와 Häggman은<sup>[6],[7]</sup> 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 연산 복잡도를 크게 증가시키지 않으면서도 채널간간섭을 상당히 감소시킬 수 있다. 하지만 이 방식에서는 신호의 부분적인 반복성으로 인하여 변조된 전송신호열의 특정 부분 신호전력을 증가시킬 수 있으며, 이는 첨두전력 대 평균전력비의 증가를 초래한다.

일반적으로 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비는 다음과 같이 정의된다.

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

$0 \leq n \leq N-1$ . 여기서  $x_n = \text{IFFT}\{X\}_N$ 은 복소 벡터  $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ 의 시간영역 전송신호열을 나타낸다. 그리고  $\max_n |x_n|^2$ 와  $E \{|x_n|^2\}$ 는  $|x_n|^2$ 의 최대값과 평균값을 각각 나타낸다. 전송신호열의 평균전력은 직교 주파수분할다중화를 위한 신호사상에 의하여 결정되므로  $N$ 이 충분히 크고 신호사상으로 사용되는 정상도상의 모든 신호들이 동일한 발생 확률을 가지는 것으로 가정하면 평균전력은  $E_{s, \text{OFDM}} = E \{|x_n|^2\}$ 로서 일정하다. 따라서 첨두전력 대 평균전력비는 전송신호열의 각 표본의 전력분포에 의존적이다.

직교 주파수분할다중화 시스템에서 변조와 복조는 각각 고속 역푸리에변환과 푸리에 변환에 의하여 이루어지므로 상관부호화기법이 적용된 시스템에서 전송신호열은 다음과 같이 나타내어진다.

$$x_n = \frac{1}{N} (1 - e^{j2\pi n/N}) \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k e^{j2\pi nk/N}. \quad (3)$$

그러므로 시간영역 직교 주파수분할다중화 심볼의 전력

분포  $|x_n|^2$ 은 다음과 같다.

$$|x_n|^2 = 2 \{1 - \cos(2\pi n/N)\} \times \frac{1}{N^2} \sum_{\substack{k=0, \\ \text{even}}}^{N-2} \sum_{\substack{m=0, \\ \text{even}}}^{N-2} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N}. \quad (4)$$

이로부터 각 표본의 전송전력은 형상계수를 나타내는 성분과 신호의 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 심볼에서 각 부대역의 위치를 나타내는 부대역인자에 의존적임을 알 수 있다. 이와는 달리 신호의 고유성분은 일반적인 직교 주파수분할다중화 심볼의 전력분포와 통계적으로 동일한 특성을 갖는다.

한편, 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템에서 전송신호열의 평균전력은 위의 식에 대한 평균을 취함으로써 다음과 같이 계산된다.

$$E_{s, \text{ICI-SC}} = E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N} \right\} = E_{s, \text{OFDM}}. \quad (5)$$

따라서 상관부호화 방식이 적용된 자기소거 직교 주파수분할다중화 시스템은 일반적인 직교 주파수분할다중화와 동일한 평균전력을 갖는 것을 알 수 있다. 그러나 전자의 경우 자연발생적으로 나타나는 형상성분에 의하여 전송신호열의 전력분포는 심볼에서 각 표본의 위치에 따라 서로 다른 가중치의 영향을 받는다. 따라서  $\{1 - \cos(2\pi n/N)\}$ 가 최대가 되는  $n = N/2$ , 즉 심볼의 가운데부분에서 신호전력은 평균전력의 2배로 증가되고 가장자리부분에서는 그 값이 매우 미미해진다. 그 결과, 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비는 일반적인 시스템에 비하여 최대 3dB 가량 증가될 것으로 유추할 수 있다.

**B. 새로운 부대역 부호화기법**

채널간간섭 자기소거를 위한 기존의 상관부호화에서는 부호 반전된 동일 신호의 부분적인 반복성을 이용하여 간섭계수의 추정 및 보정을 용이하게 하는 장점이 있다<sup>[6],[7]</sup>. 그러나 여기서는 상관성이 큰 신호들의 반복으로 인하여 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비가 증가될 수 있는 문제점을 피할 수 없다. 따라서 첨두전력 대 평균전력비를 감소시키기 위해서는 부대역신호간 반복성 또는 상관성을 제거함으로써 변조된 전송신호열에서 신호표본간의 통계적 독립성을 유지시키는 것이 바람직하다. 그러나 이 경우 채널간간섭을 감소시키기 위한 자기소거 알고리즘의 적용이 불가능하다.

이와 같이 서로 상충되는 점을 완화하여 일반적인 직교 주파수분할다중화 시스템에 비하여 월등히 감소된

채널간섭을 유지하면서도 첨두전력 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.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0, \text{even}}^{N/2-1} \{ X_k e^{j2\pi nk/N} - X_k^* e^{j2\pi n(k+1)/N} \} = \frac{1}{2} \tilde{x}_n, \quad (6)$$

여기서  $\tilde{X}_k = X_k - X_k^* e^{j2\pi n/N}$ 라 하면  $\tilde{x}_n$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{x}_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N/2-1} \tilde{X}_i e^{j2\pi ni/(N/2)} = \text{IFFT}\{\tilde{X}\}_{N/2}, \quad (7)$$

$i = k/2$ . 이는  $\tilde{x}_n$ 이 새로운 복소벡터  $\tilde{X} = [\tilde{X}_1, \tilde{X}_2, \dots, \tilde{X}_{N/2-1}]$ 의  $N/2$ -포인트 역푸리에변환에 의하여 변조된 신호열임을 뜻한다. 이러한  $\tilde{x}_n$ 은 중앙극한정리(central limit theorem)에 따라 영평균 가우시안 랜덤 변수가 되며 평균전력은  $E\{|\tilde{x}_n|^2\} = 4E_{s, \text{OFDM}}$ 이다. 따라서 전송신호열의 평균전력은 식 (6)으로부터

$$E\{|x_n|^2\} = E\{|\tilde{x}_n/2|^2\} = 4E_{s, \text{OFDM}}/4 \quad (8)$$

이 된다. 따라서 새로운 부대역 부호화기법이 적용된 시스템은 기존의 상관부호화가 적용된 시스템에서 발생되는 형상성분을 제거하면서도 일반적인 직교 주파수분할다중화와 통계적으로 동일한 전력분포를 갖는다. 이는 새로운 부대역 부호화의 경우 인접한 부대역신호간 위상차가 기존의 상관부호화처럼  $180^\circ$ 로 고정되지 않고 신호사상기의 출력에 따라 변화되기 때문인 것으로 분석된다.

### 3. 모의실험과 분석

성능평가를 위하여 일반적인 직교 주파수분할다중화, 기존의 자기소거법에 기반한 시스템, 그리고 새로운 시스템에 대한 모의실험이 수행되었다. 시스템의 매개 변수는 디지털 지상파방송과<sup>[4]</sup> 무선 근거리통신망용<sup>[5]</sup> 위한 표준안에 근거하여 심볼당 부대역의 수는 2048 개와 64개로 하고 신호사상기로는 16진 직교진폭변조와 4진 위상편이키잉을 사용하였다.

부대역 부호화기법에 따른 전송신호열 전력분포를 검증하기 위한 시간영역 심볼의 전송전력을 그림 1에 도시하였다. 여기서 심볼의 길이는 부대역의 수( $N =$  (a)  $N = 64$  (b)  $N = 2048(2048)$ )로 정규화시켜 나타내었으며 보다 명확한 실험치를 위하여 4개의 독립적인 심볼을 중첩하여 나타내었다.

그림 1(b)에 나타난 바와 같이 기존의 상관부호화에 기반한 자기소거 직교 주파수분할다중화 시스템은 일반적인 직교 주파수분할다중화 심볼의 경우를 나타내는 그림 1(a)와는 매우 상이한 전력분포를 가진다. 전자의

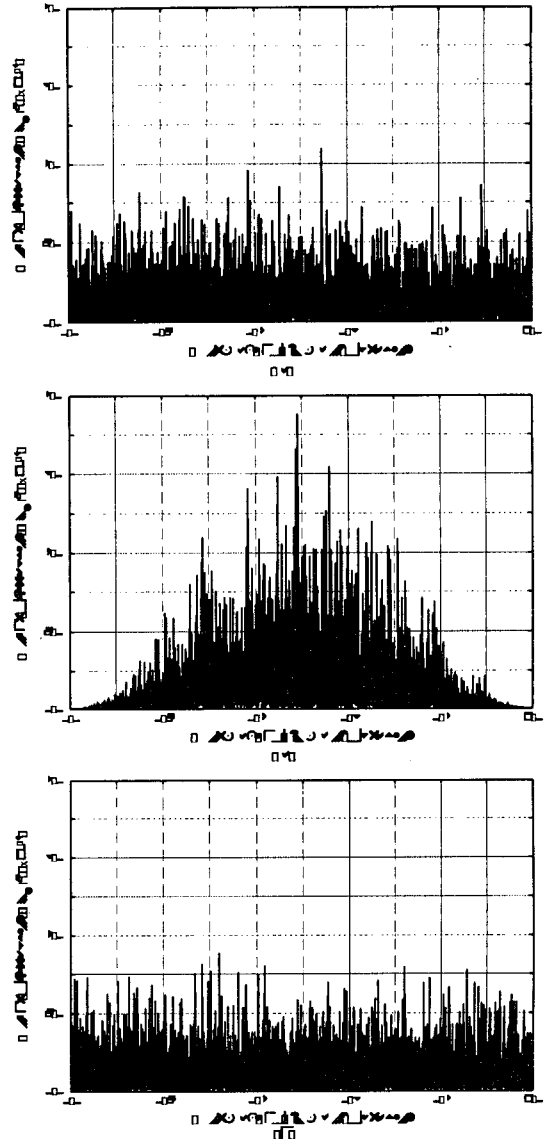


그림 1. 시간영역 심볼의 전력분포,  $|x_n|^2$ . (a) 일반적인 직교 주파수분할다중화 (b) 기존의 상관부호화에 기반한 시스템 (c) 새로운 부대역 부호화기법에 기반한 시스템

경우 형상성분의 영향으로 인하여 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 부호화 방식에 기반을 둔 시스템의 경우 그림 1(c)에 나타난 바와 같이 전송신호열의 전력분포는 일반적인 시스템과 거의 동일함을 알 수 있다.

이와 같은 전송신호의 전력분포는 직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비와 매우 밀접한 관련

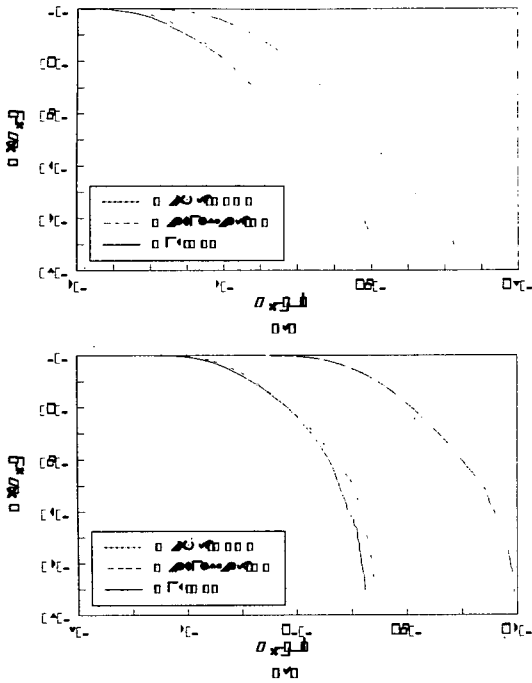


그림 2. 직교 주파수분할다중화 시스템의 침투전력 대 평균전력비.

이 있다. 세 가지 시스템의 침투전력 대 평균전력비를 그림 2에 나타내었다. 여기서  $Pr(P_{ref})$ 는 침투전력 대 평균전력비가 임의의 기준 전력  $P_{ref}$ 를 초과할 확률을 나타낸다.

전송신호열의 전력분포로부터 이미 예상되는 바와 같이 기존의 상관부호화기법이 적용된 직교 주파수분할다중화는 세 가지 시스템 가운데 가장 큰 침투전력 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 2dB와 3dB 가량 증가된 침투전력 대 평균전력비를 갖는다. 이에 비하여 새로운 상관부호화 방식이 적용된 시스템의 경우 거의 동일한 침투전력 대 평균전력비를 나타낸다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 채널간섭 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템에서 부대역 부호화기법에 따른 침투전력 대 평균전력비를 이론적·실험적으로 분석하였다. 기존 상관부호화기법의 경우 전송신호열의 전력분포에서 발생된 형상성분이 각 표본신호전력에 가중치로 작용하여 심볼의 중간부분에서는 신호전력이 증가되고 가장자리에서는 매우 미미해지는 것을 확인하였다. 이로 인하여 침투전력 대 평균전력비가 증가됨을 보였다. 이를 극복하기 위하여 소개된 새로운 부대역

부호화기법의 경우 기존의 상관부호화와는 달리 전송신호열에서 형상성분의 발생을 억제할 수 있다. 그 결과, 새로운 부대역 부호화기법이 적용된 시스템은 기존의 시스템에 비하여 2~3dB 적은 침투전력 대 평균전력비를 가진다.

#### 5. 참고 문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] K. Sathanathan, 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.