

논문-06-11-3-07

직교 주파수분할다중화에서 첨두전력 대 평균전력비 감소를 위한 체계적인 부호설계

강 석 근^{a)}, 김 정 구^{b)†}

A Systematic Code Design for Reduction of the PAPR in OFDM

Seog Geun Kang^{a)} and Jeong Goo Kim^{b)†}

요 약

본 논문에서는 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)의 변조된 신호열에서 항상 최소화된 첨두전력 대 평균전력비(peak-to-average power ratio; PAPR)를 보장할 수 있는 블록부호가 제안된다. 제안된 최소 PAPR 부호(minimum PAPR code; MPC) 부호화 과정은 씨앗부호어(seed codeword) 검색, 레지스터 요소의 순회천이(circular shifting), 그리고 비트반전(bit inversion)으로 이루어진다. 시간영역 전송신호열의 첨두 포락선전력(peak envelope power; PEP)이 레지스터에 저장된 부호어의 순회천이와 부호의 비트반전에 대하여 변화되지 않음을 보였다. 이러한 성질에 기반하여 체계적인 MPC 부호화 규칙이 제안되었다. 제안된 부호 규칙으로 MPC 부호화를 위한 조건표(look-up table)의 크기를 대폭 감소시킬 수 있다.

Abstract

Design criteria for a block code which guarantees minimized PAPR of the OFDM signals are proposed in this paper. Encoding procedure of the minimum PAPR codes (MPC) is composed of searching a seed codeword, circular shifting the register elements, and determining codeword inversion. It is shown that the PEP is invariant to the circular shift of register elements and codeword inversion. Based on such properties, systematic encoding rule for MPC is proposed. In addition proposed encoding rule can reduced greatly the size of look up table for MPC.

Key Words : OFDM, PAPR, selective mapping, block code, minimum PAPR code(MPC)

I. 서 론 : 조사 배경

직교 주파수분할다중화는 스펙트럼 효율 면에서 우수하

면서도 주파수선택성 페이딩에 강인한 신호전송방식으로 널리 알려져 있다^{[1][2]}. 이러한 장점들로 인하여 이는 현재 유럽형 디지털 오디오/비디오 방송^{[3][4]}, 무선 근거리통신망^[5], 4세대 무선통신시스템^[6], 디지털멀티미디어방송^[7], 그리고 초광대역 통신^[8] 등 다양한 고속 및 고품질 무선전송시스템을 위한 유력한 후보로 채택되었거나 추천된 바 있다.

직교 주파수분할다중화에서는 다수의 부대역에 통계적

a) 경상대학교 전기전자공학부
School of Electrical & Electronics Engineering Gyeongsang National University

b) 부산대학교 정보컴퓨터공학부
School of Computer Science and Engineering Pusan National University

† 교신저자 : 김정구(kimjg@pusan.ac.kr)

으로 서로 독립인 복소신호가 할당되고, 이를 효율적으로 동시에 변조하기 위하여 고속 역푸리에변환(inverse fast Fourier transform; IFFT)이 사용된다. 그러나 전체 부대역의 수가 충분히 크고 각 부대역신호가 통계적으로 독립이며 동일한 분포를 가지는 것으로 가정하면 변조된 신호열은 중앙극한정리에 의하여 복소 가우시안분포를 갖는다. 따라서 대부분 표본신호의 진폭은 가우시안분포의 평균과 그에 가까운 값을 가지게 되지만 가우시안분포의 꼬리부분에 해당되는 상대적으로 큰 진폭을 가지는 신호들도 발생할 수 있다. 이는 전송신호열의 평균전력에 비하여 상대적으로 매우 큰 첨두전력을 가지는 신호가 발생됨을 의미한다. 이로 인하여 전송신호열의 일부 신호들은 송신기의 출력단에서 비선형 증폭되는 문제점을 가진다.

직교 주파수분할다중화의 첨두전력 대 평균전력비를 감소시키기 위한 방안은 다양하게 연구가 수행되었다^[9-13]. 이들 가운데 부호화기법을 이용하는 방법에서는 블록부호나 상보부호(complementary codes)의 각 부호어에 대한 첨두전력을 미리 구하고, 그 중 상대적으로 작은 첨두전력을 가지는 부호어들만이 선택적으로 전송된다^{[10][11]}. 예를 들면, [10]에서 소개된 바 있는 (4,3) 부호의 경우 모든 가능한 16개의 부호어 가운데 작은 첨두전력을 가지는 8개의 부호어가 실제 데이터 전송을 위하여 사용된다. 이 기법은 부호어의 길이와 요구되는 부호율에 따라 오류정정 능력을 가지는 부호와의 결합이 가능할 뿐만 아니라 메모리가 없는 조합논리회로를 이용하여 구현될 수 있는 것으로 알려져 있다^[11]. 이로 인하여 인위적 왜곡이 유발되는 진폭삭감기법(amplitude clipping)^[12]이나 매 심볼마다 부가정보의 무오류전송이 요구되는 부분전송열기법(partial transmit sequence; PTS)^[13], 그리고 최적의 선택적사상을 구하기 위하여 매우 큰 연산복잡도가 요구되는 선택적사상기법(selective mapping; SLM)^{[14][15]}에 비하여 고품질 및 고속이 요구되는 무선통신시스템에의 적용에 있어서 효율가치가 상대적으로 높다.

일반적으로 직교 주파수분할다중화에서 부대역의 수는 부호화 기법의 적용을 위하여 제시된 부호어의 길이에 비하여 훨씬 크다. 따라서 단일 심볼의 구성을 위해서는 이러한 부호가 반복적으로 사용되어야 한다. 이와 같이 통계적

으로 동일한 특성을 가지는 부호어가 반복적으로 사용될 경우 매 반복마다 첨두전력 대 평균전력비가 최대 3 dB씩 증가될 수 있다^[9]. 따라서 동일한 부호어의 반복을 피하기 위해서는 부호어의 길이를 가급적 길게 정하는 것이 바람직하다. 하지만 이 경우 대상이 되는 부호어의 집합이 비현실적으로 커질 뿐만 아니라 정보비트열을 자동적으로 부호화할 수 있는 보편적 알고리즘의 부재로 인하여 정보비트열과 부호비트열간의 일대일 대응관계를 규정하는 조건표가 매우 방대해지는 단점이 있다. 이로 인하여 고품질 무선 통신을 위한 효율가치에도 불구하고 부호화기법을 이용한 첨두전력 대 평균전력비 감소방안에 대한 연구개발이 매우 미미하게 이루어져 왔다.

따라서 본 논문에서는 직교 주파수분할다중화의 변조된 신호열에서 항상 최소화된 첨두전력 대 평균전력비를 보장할 수 있는 효율적인 블록부호를 제안하였다. 또한 제안된 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호를 위한 체계적이면서 조건표의 크기 또한 대폭 감소된 부호화 규칙도 제시하였다.

II. 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호

직교 주파수분할 다중화에서는 다수의 부대역 복소신호를 시간영역의 신호로 변조하기 위하여 고속 역푸리에변환이 사용된다. 따라서 변조된 전송신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_n = IFFT\{X\}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad (1)$$

여기서 $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ 는 부대역 복소신호벡터를 나타내고 $x = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 는 역푸리에변환에 의해 변조된 전송신호를 나타낸다. N 은 단일 심벌내의 부대역의 수이다. 푸리에변환이 선형변환이므로 부대역신호 X_k 가 통계적으로 서로 독립일 때 신호벡터 x 의 진폭은 가우시안 분포를 가지게 된다. 따라서 전송신호 x 는 매우 큰 첨두치를 가질 수 있다. 일반적으로 첨두전력대 평균전력비는 다음

과 같이 정의된다.

$$PAPR(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\max_n \{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}} \right), \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad (2)$$

여기서 $\max_n \{|x_n|^2\}$ 와 $E\{|x_n|^2\}$ 는 $|x_n|^2$ 의 최대값과 평균값을 각각 나타낸다. 그러므로 첨두전력 대 평균전력비는 전송 신호열의 각 표본의 전력분포인 $|x_n|^2$ 에 의존적이다.

1. 최소 첨두 포락선전력

일반적인 직교 주파수분할다중화의 시간영역 표본신호의 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} |x_n|^2 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N} \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m^* e^{j2\pi nm/N} \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} X_k X_m^* e^{j2\pi n(k-m)/N}, \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 X_m^* 은 X_m 의 켈레복소수(complex conjugate)이다. $\tau = k - m$ 으로 변수변환하면 식 (3)은 다음과 같이 변형되어 나타낼 수 있다.

$$|x_n|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{\tau=0}^{N-1} S_\tau e^{j2\pi n\tau/N}, \quad (4)$$

여기서

$$S_\tau = \sum_{k=0}^{N-1} X_k X_{k-\tau}^* \quad (5)$$

는 직교 주파수분할다중화의 단일 심볼에서 주파수영역 부대역신호간 상관계수(correlation coefficient)임을 알 수 있다. 따라서 첨두전력 대 평균전력비의 최소화 문제는 다음과 같이 위상천이를 포함한 상관계수의 합에 대한 Min-Max 알고리즘으로 귀결된다.

$$\min_n \max \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{\tau=0}^{N-1} S_\tau e^{j2\pi n\tau/N} \right\}. \quad (6)$$

이는 직교 주파수분할다중화의 전송신호열에서 나타날 수 있는 이론적인 최소 첨두 포락선전력을 나타낸다.

2. 순회천이에 대한 첨두 포락선전력의 불변성

길이가 N 인 임의의 이진 부호어 $C_s = [C_0 C_1 \dots C_{N-1}]$ 를 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호의 씨앗부호어라 가정하고, N 비트 순회천이레지스터의 입력으로 사용한다. 여기서 씨앗부호어는 이진위상편이키잉(binary phase shift keying; BPSK) 신호사상기(signal mapper)에 의하여 변환된 실수열 벡터 $\mathbf{X}_s = [X_0 X_1 \dots X_{N-1}]$ 이 이산 역푸리에 변환을 이용하여 변조될 경우 식 (6)을 만족하는 최소 첨두전력 대 평균전력비를 가지는 부호어로 정의된다. 레지스터에 저장된 씨앗부호어를 m 회 순회천이(circular shift)하면 그림 1(b)에 나타낸 바와 같이 새로운 부호어 $C_s^m = [C_m C_{m+1} \dots C_{N-1} C_0 C_1 \dots C_{m-1}]$ 이 된다.

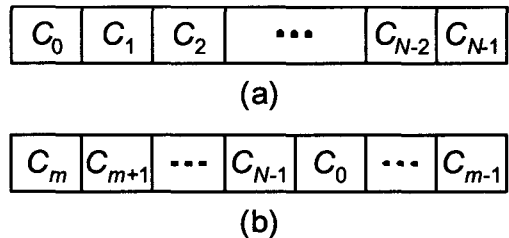


그림 1. 순회천이레지스터에 저장된 부호어 (a) 초기상태 (b) m 회 순회천이된 상태

Fig. 1. The codeword stored in a circular shift register. (a) Initial state (b) After m number of circular shifts.

따라서 부호비트열에 대한 신호열은 역푸리에변환에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_n^m = \frac{1}{N} \mathbf{X}_s^m \mathbf{W}_n, \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{X}_s^m = [X_m X_{m+1} \dots X_{N-1} X_0 X_1 \dots X_{m-1}]$ 과 $\mathbf{W}_n =$

$[1 e^{j2\pi n/N} e^{j4\pi n/N} \dots e^{j2\pi n(N-1)/N}]^T$ 은 C_s^m 의 신호사상기 출력과 $N \times N$ 고속 역푸리에변환 행렬 W_N 의 n 번째 열벡터를 각각 나타낸다^[16]. 그리고 첨자 T 는 전치행렬(transpose matrix)을 나타낸다. 역푸리에변환의 지수변환을 이용하면 열벡터 W_n 은 다음과 같이 변형될 수 있다.

$$W_n = e^{-j2\pi nm/N} W_n^m \quad (8)$$

여기서 $W_n^m = [e^{j2\pi nm/N} e^{j2\pi n(m+1)/N} \dots e^{j2\pi n(N-1)/N} 1 \dots e^{j2\pi n(m-1)/N}]^T$ 이다. 이를 식 (7)에 대입하면 순회천이된 정보비트열에 대한 직교 주파수분할다중화 신호열은

$$\begin{aligned} x_n^m &= \frac{1}{N} e^{-j2\pi nm/N} X^m W_n^m \\ &= e^{-j2\pi nm/N} x_n \end{aligned} \quad (9)$$

이 된다. 여기서 x_n 은 씨앗부호어 C_s 에 대한 변조된 신호열이다. 이로부터 레지스터에 저장된 요소의 순회천이는 변조에 의하여 위상천이(phase shift)의 형태로 나타남을 알 수 있다. 일반적으로 위상천이는 전송신호의 침두 포락선전력에 영향을 미치지 않으므로 새로운 부호어에 대한 변조된 신호열과 씨앗부호어에 대한 신호열은 다음과 같이 동일한 침두 포락선전력을 갖는다.

$$\max_{0 \leq n < N} \{|x_n^m|^2\} = \max_{0 \leq n < N} \{|x_n|^2\}. \quad (10)$$

따라서 N 비트 순회천이레지스터를 이용할 경우 초기 상태인 씨앗부호어로부터 $N-1$ 개의 최소 침두전력 대 평균전력비를 가지는 새로운 부호어를 정의하는 것이 가능하다.

3. 비트반전에 대한 침두 포락선전력의 불변성

한편, 또 다른 부호어로서 씨앗부호어의 비트반전된 부호어를 $\overline{C_s} = [\overline{C_0} \overline{C_1} \dots \overline{C_{N-1}}]$ 로 정의한다. 이 경우 $\overline{C_s}$ 의 변조된 신호열은

$$\overline{x_n} = \frac{1}{N} \overline{X_s} W_n \quad (11)$$

으로 주어진다. 이진위상편이키잉 신호사상기의 경우 $\overline{X_k} = -X_k$, 즉 부호어의 비트반전은 실수열에서는 부호반전(sign inversion)의 형태가 되므로 식 (11)은

$$\overline{x_n} = -\frac{1}{N} X_s W_n = -x_n \quad (12)$$

이 된다. 이로부터 비트반전된 새로운 부호어와 씨앗부호어에 대한 신호열들은 부호를 제외하면 동일한 분포를 갖는 것을 알 수 있다. 따라서 순회천이의 경우와 같이 신호열의 부호반전은 시간영역 표본신호의 진폭이나 전력분포에 전혀 영향을 미치지 못하므로 비트반전된 부호어에 대한 변조된 신호열은 원래의 부호어에 대한 신호열과 동일한 침두전력 특성을 가지며 다음의 식이 성립된다.

$$\max_{0 \leq n < N} \{|x_n^m|^2\} = \max_{0 \leq n < N} \{|x_n|^2\}. \quad (13)$$

그러므로 부호어의 순회천이에 따른 N 개의 비트반전된 부호어를 추가적으로 구할 수 있음이 자명하다. 이는 레지스터 요소의 순회천이와 비트반전에 의하여 하나의 씨앗부호어로부터 $2N-1$ 개의 최소 침두전력 대 평균전력비를 가지는 부호어를 생성시킬 수 있음을 의미한다.

4. 새로운 부호를 위한 체계적인 부호화

만일 부호어의 길이가 N 인 씨앗부호어가 N_s 개 존재한다면 순회천이와 비트반전에 의하여 가능한 모든 부호어의 수는 $2NN_s$ 가 된다. 따라서 이 경우 $(N, \log_2(2NN_s))$ 최소 침두전력 대 평균전력비 부호가 존재한다.

길이가 $\log_2(2NN_s)$ 인 정보원 이진 데이터는 부호기에서의 기능에 따라 세 부분으로 분류된다. 우선 $\log_2 N_s$ 개의 하위비트들은 N_s 개의 씨앗부호어 가운데 적절한 하나를 선택하는데 사용된다. 만일 씨앗부호어가 한 개만 존재하는

경우, 즉 $\log_2 N_s = 0$ 라면 이러한 씨앗부호어 선택과정은 생략될 수 있다. (4,3) 최소 전력비 부호의 경우 이와 같은 특별한 상황이 실제로 발생할 수 있다. 그리고 다음의 $\log_2 N$ 비트를 이용하여 레지스터 요소에 대한 순회천이의 수를 결정한다. 마지막으로 정보비트열의 최상위비트(most significant bit; MSB)가 '1'이면 레지스터에 저장된 부호를 비트반전시킨다. 이러한 부호화 과정을 그림 2(b)에 흐름도의 형태로 나타내었다.

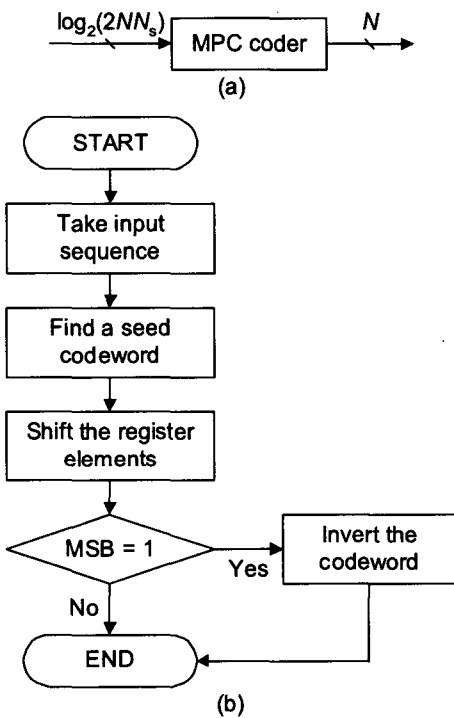


그림 2. (a) $(N, \log_2(2NN_s))$ 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호기 (b) MPC 부호를 위한 부호화과정
 Fig. 2. (a) The $(N, \log_2(2NN_s))$ MPC encoder (b) The encoding procedure for an MPC.

III. 모의실험 및 분석

제안된 부호가 실제로 최소 첨두전력 대 평균전력비를 제공할 수 있는지 확인하기 위하여 부대역의 수가 8개와 16개인 직교 주파수분할다중화 시스템을 대상으로 컴퓨

터 모의실험이 수행되었다. 성능평가의 척도로는 다음과 같이 정의되는 첨두전력 대 평균전력비에 대한 상보누적 분포함수(complementary cumulative distribution function; CCDF)^{[9][12][13]}와 부호기에서 요구되는 최소 기억소자의 크기로 하였다.

$$CCDF(P_{ref}) = 1 - \Pr(PAPR > P_{ref}), \quad (14)$$

여기서 P_{ref} 는 첨두전력 대 평균전력비의 기준 값이고 $\Pr(PAPR > P_{ref})$ 는 직교 주파수분할다중화 신호의 첨두전력 대 평균전력비가 P_{ref} 를 초과할 확률이다.

제안된 최소 전력비 부호가 적용된 직교 주파수분할다중화의 간략화된 송신기 구조를 그림 3에 나타내었다.

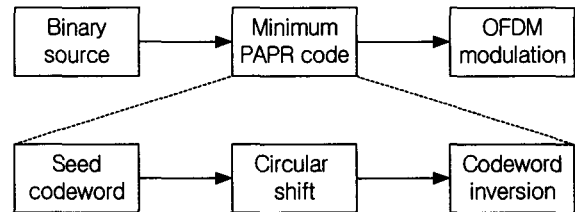


그림 3. MPC 부호가 적용된 직교 주파수분할다중화의 간략화된 송신기 블록도
 Fig. 3. A simplified block diagram of OFDM transmitter with the MPC.

예 1: 8개의 부대역을 가지는 직교 주파수분할다중화

길이가 8인 부호의 경우 최소의 첨두전력 대 평균전력비 1.76 dB를 가지는 씨앗부호어는 '00001011'과 '00001101'의 2개가 존재한다. 따라서 전체 부호어의 수는 $2NN_s = 32$ 이고, 이는 (8,5) 최소 전력비 부호가 된다. 그러므로 길이가 5인 정보원 비트열에 대하여 8비트 길이의 부호화 비트열이 생성된다. 이러한 부호화 규칙에 대한 구체적인 예시를 위하여 5비트 정보원 데이터 '01101'을 고려한다. 씨앗부호어가 2개이므로 최하위비트(least significant bit; LSB)를 이용하여 씨앗부호어를 정한다. 여기서는 '00001101'이 선택된 것으로 한다. 최하위비트 다음의 $\log_2 N = 3$ 비트가 '110'이므로 6회 순회천이시키면 레지스터에 저장된 데이터열은 '01000011'이 된다. 마지막으로 정보비트열의 최상위비트가 '0'이므로 레지스터의 데이터열은 바로 부호화된 비트열이 되고 이에 대한 신호

사상기 출력 데이터는 ‘-1 1 -1 -1 -1 -1 1 1’이 된다. 부호화되지 않은 직교 주파수분할다중화와 (8,5) MPC 부호화된 직교 주파수분할다중화의 상보누적분포함수를 그림 4에 나타내었다.

그림 4에서 부호화되지 않은 직교 주파수분할다중화 시스템의 경우 전송신호열에는 8개의 서로 다른 침두전력 대 평균전력비가 나타남을 알 수 있다. 이러한 전력비의 이론적인 최대 및 최소값은 각각 9.03과 1.76 dB이다. 하지만 전력비가 3.01 dB인 신호가 가장 빈번하게 발생된다. 이와는 달리 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템의 경우 현실적으로 발생 가능한 침두전력은 하나만 존재하는 것으로 나타나므로 침두전력 대 평균전력비 또한 단일의 값으로만 표시됨을 확인할 수 있다. 그리고 이때의 전력비는 1.76 dB로써 부호화되지 않은 시스템에서 얻을 수 있는 최소값과 동일하다.

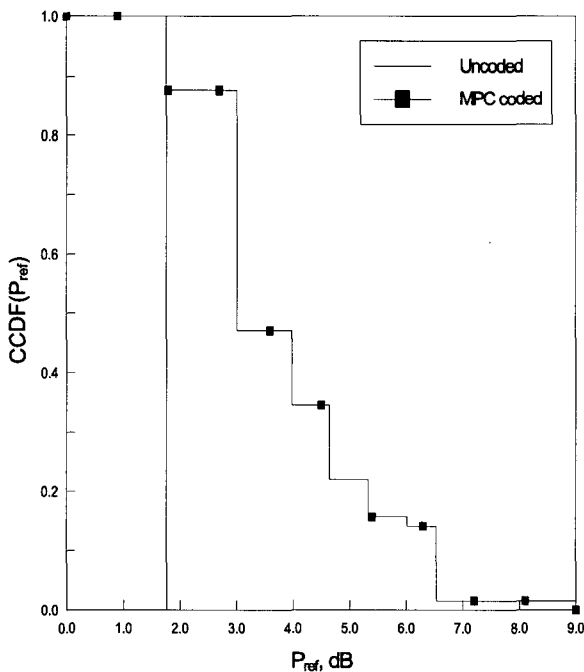


그림 4. 부반송파의 수가 8이고 부호화되지 않은 직교 주파수분할다중화와 (8,5) MPC 부호화된 직교 주파수분할다중화의 상보누적분포함수
Fig. 4. CCDFs of an uncoded 8-subcarrier and the (8,5) MPC coded OFDM.

예 2: 16개의 부대역을 가지는 직교 주파수분할다중화

16개의 부대역을 가지는 시스템의 경우에서도 가능한 최소 침두전력 대 평균전력비는 1.76 dB인 것으로 나타났다. 그리고 여기서는 8개의 16 비트 씨앗부호어가 존재하는 것을 소모적 검색(exhaustive search)을 통하여 구하였으며, 이를 표 1에 제시하였다. 이 경우 순회천이와 비트 반전을 통하여 생성 가능한 모든 부호어의 수는 256개이므로 (16,8) 최소 침두전력 대 평균전력비 부호를 설계할 수 있다.

그림 5에 부반송파의 수가 16인 경우에 대한 부호화되지 않은 시스템과 (16,8) MPC 부호화된 직교 주파수분할다중화의 상보누적분포함수를 나타내었다.

모의실험 결과 부호화되지 않은 시스템에서 침두전력 대 평균전력비는 1.76부터 12.04 dB까지 분포된다. 그리고 예상되는 바와 같이 부호어의 길이를 2배 증가시키면 최대 전력비도 3.01 dB 증가됨을 그림 4의 경우와 비교하여 확인할 수 있다. 이론적인 최소 및 최대 전력비를 가지는 직교 주파수분할다중화 심볼의 발생 확률은 사실상 매우 적은 반면 6.02 dB의 전력비를 가지는 신호가 가장 빈번하게 발생됨을 실험을 통하여 확인할 수 있다. 그리고 전력비가 6.0 dB 보다 큰 신호의 발생확률이 약 0.25정도 되는 것으로 나타났다. 이는 부호화되지 않은 일반적인 시스템에서 전송되는 심볼의 1/4 가량은 6.0 dB 이상의 전력비를 가짐을 뜻한다. 이에 비하여 제안된 부호가 적용된 시스템의 경우 여전히 일정한 침두 포락선전력을 가지며, 이로 인한 전력비는 겨우 1.76 dB에 불과한 것을 알 수 있다. 따라서 제안된 부호가 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템은 일반적인 시스템에 비하여

표 1. (16,8) 최소 침두전력 대 평균전력비 부호의 씨앗부호어
Table 1. Seed codewords for the (16,8) MPC code.

No.	Seed codeword	No.	Seed codeword
0	0000011010110111	4	0000101111001101
1	0000011101101011	5	0000110100111011
2	0000101100111101	6	0000110111001011
3	0000101101100111	7	0000111001101101

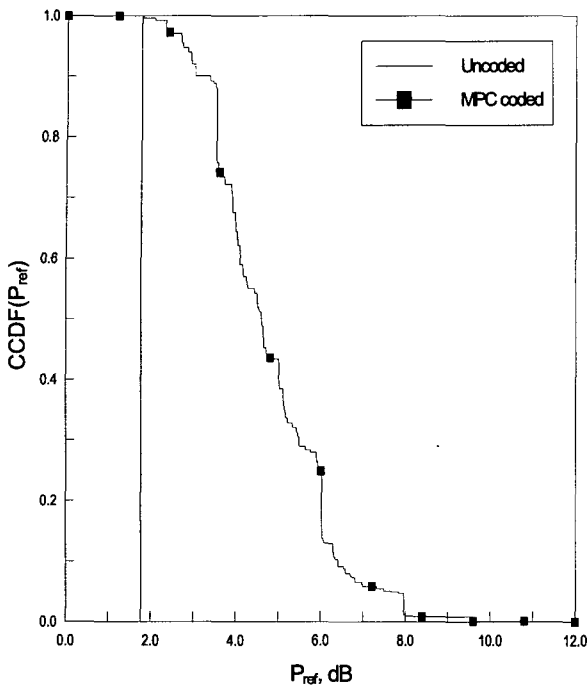


그림 5. 부반송파의 수가 16이고 부호화되지 않은 직교 주파수분할다중화와 (16,8) MPC 부호화된 직교 주파수분할다중화의 상보누적분포함수
 Fig. 5. CCDFs of an uncoded 16-subcarrier and the (16,8) MPC coded OFDM.

최대 10 dB 가량의 침투전력 대 평균전력비의 여유를 가짐을 알 수 있다.

예 3: 32개의 부대역을 가지는 직교 주파수분할다중화

부대역의 수를 32로 증가시킬 경우 제안된 부호의 씨앗 부호는 32개가 존재하며, 이때의 최소 침투전력 대 평균 전력비는 약 1.32 dB인 것으로 조사되었다. 표 2에 N=32 인 최소 침투전력 대 평균전력비 부호의 씨앗부호를 나타내었다. 이러한 32 비트 부호비트열에 대한 정보비트열은 32 가지의 씨앗부호를 위한 5 비트와 32 회의 순회천이를 위한 5 비트 그리고 비트반전을 위한 최상위비트를 포함하므로 11 비트가 된다. 따라서 이 경우 제안된 부호는 (32,11) 부호가 되며, 생성 가능한 모든 부호어의 수는 $2^{11}=2048$ 개이다. 그림 6에 부반송파의 수가 32인 경우에 대한 부호화되지 않은 시스템과 (32,11) MPC 부호화된 직교 주파수분할다중화의 상보누적분포함수를 나타

표 2. (32,11) 최소 침투전력 대 평균전력비 부호의 씨앗부호어
 Table 2. Seed codewords for the (32,11) MPC code.

No.	Seed codeword
0	00000000101110010101100101100011
1	00000000110001101001101010011101
2	00000001000110010011010010101111
3	00000001100010110101100101110111
4	00000001110111010011010110100011
5	00000001111010100101100100110001
6	00000010010001010010111000111011
7	00000010010111100010111010110011
8	0000001010001101110110010001001011
9	00000010110101011101100111001111
10	00000011000011011001010101111011
11	00000011001101011101000111101001
12	00000011010010000110111011000101
13	00000011011100011101001010001001
14	00000011011110101010011011000011
15	00000011110011100110111010101101
16	00000100001001011110001010110011
17	00000100011101010011101101101111
18	00000100111011100101110000110101
19	00000101011000011101001110111001
20	00000101100001000011101110010011
21	00000101101110110011101111001111
22	00000110000100010010101001101111
23	00000110010011101110000100001101
24	00000110011010100011110100100001
25	0000011100111101110011011101101
26	0000011101100101010010001000011
27	00000111101101101110010101110001
28	00001010010110010111011001110111
29	00001010011000110111011010001011
30	0000101000101101110110001100101
31	00001110111001101110100110100101

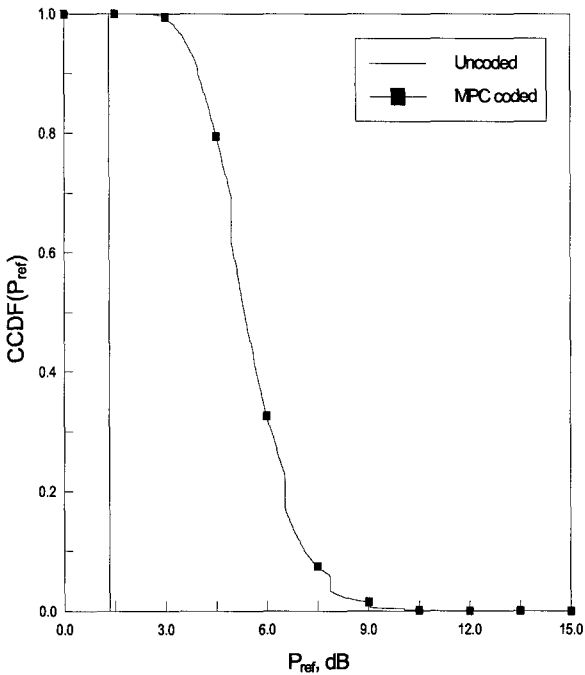


그림 6. 부반송파의 수가 32이고 부호화되지 않은 직교 주파수분할다중화와 (32,11) MPC 부호화된 직교 주파수분할다중화의 상보적분포함수
Fig. 6. CCDFs of an uncoded 16-subcarrier and the (32,11) MPC coded OFDM.

내었다.

부대역의 수가 32인 경우 이론적인 최대 첨두전력 대 평균전력비는 부대역의 수가 16인 경우보다 3.01 dB 증가된 15.05 dB이다. 하지만 이와 같이 극단적인 전력비를 가지는 부호어는 거의 발생되지 않는다. 그림 6의 모의실험 결과에서도 현실적으로 발생하는 직교 주파수분할다중화 심볼의 최대 첨두전력 대 평균전력비는 약 12 dB 정도인 것으로 나타난다. 이에 비하여 (32,11) 부호가 적용된 시스템의 경우 이전의 실험들과 동일하게 발생된 심볼들이 모두 동일한 첨두 포락선전력을 가짐을 확인할 수 있다. 이 경우 직교 주파수분할다중화 심볼의 첨두전력 대 평균전력비는 불과 1.32 dB이며, 이는 이론적인 최소의 전력비가 된다.

따라서 본 연구에서 개발된 부호는 직교 주파수분할다중화의 전송신호열에서 항상 최소의 첨두전력 대 평균전력비를 보장하는 것으로 사료된다.

기억장치에 대한 시스템의 부담을 나타내는 척도로서 부

호기에서 요구되는 최소 메모리의 크기를 표 3에 비교하여 제시하였다. 기존의 부호체계^{[6][7]}에서는 부호어의 길이에 구속되지 않는 일반적인 부호화 규칙이 개발된 바 없다. 따라서 이들 방법에서는 정보비트열과 부호비트열간 일대일 대응관계를 모두 저장할 수 있는 대규모 조건표가 요구된다. 그러므로 (8,5) 부호의 경우 25개의 5 비트 정보비트열과 8 비트 부호비트열을 저장하기 위하여 최소 52 바이트의 기억공간이 부호기에서 필요하다. 그리고 (16,8) 부호로 확장될 경우 28개의 8 비트 정보 비트열과 16 비트 부호 비트열을 저장하기 위하여 요구되는 기억공간은 768 바이트로 부호어의 길이는 2배 증가된 반면 이를 위한 기억용량은 약 14.8배 가량 증가된다. 특히, (32,11) 부호의 경우 211개의 11 비트 정보비트열과 32 비트 부호비트열을 저장하기 위하여 11008 바이트의 기억공간이 요구되며, 이는 (16,8) 부호의 경우에 비하여 약 14.3배 가량 증가된 값이다. 이에 비하여 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호를 위한 체계적인 부호화 규칙은 입력 정보비트열을 자동적으로 부호화시키므로 정보비트열과 부호비트열간의 일대일 대응관계를 규정하는 조건표가 요구되지 않는다. 따라서 부호기에서는 씨앗부호어들을 저장할 수 있는 기억공간만이 필요하다. 그 결과, (8,5) 부호, (16,8) 부호, (32,11) 부호를 위하여 요구되는 기억공간은 각각 2 바이트, 16 바이트, 128 바이트이다. 이는 기존 부호화기법에서 요구되는 기억공간의 3.85%, 2.08%, 1.16%에 불과하며, 부호어의 길이가 증가될수록 상대적인 비율은 감소됨을 알 수 있다. 그러므로 새로운 부호를 위한 체계적인 부호화 규칙은 부호기에서 요구되는 최소 기억공간의 크기를 대폭 감소시킴을 알 수 있다.

표 3. 부호기에서 요구되는 메모리의 크기
Table 3. The size of memory required in the encoder.

	부호의 길이, N		
	8	16	32
기존 부호화기법	52 bytes	768 bytes	11008 bytes
MPC 부호	2 bytes	16 bytes	128 bytes

IV. 결론

직교 주파수분할다중화에서 전송신호열의 큰 첨두전력 대 평균전력비는 직교 주파수분할다중화의 현실적인 적용을 가로막는 대표적인 장애요인이 되어 왔다. 첨두전력 대 평균전력비를 감소시킬 수 있는 여러 방법들 가운데 부호화기법은 고품질 무선 데이터전송시스템에의 적용에 있어 상대적으로 유리한 것으로 간주되어 왔다. 하지만 부호어의 길이에 구속받지 않는 보편적인 부호화기법의 부재로 인하여 그 효용가치에도 불구하고 이에 대한 연구와 개발이 거의 중단되었다.

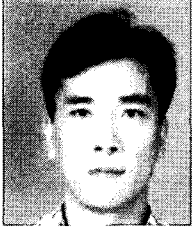
본 논문에서는 직교 주파수분할다중화 신호열에서 항상 최소의 첨두 포락선전력을 유지시키는 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호를 소개하고, 이에 대한 체계적인 부호화 알고리즘을 개발·제시하였다. 이를 위하여 본 연구에서는 전송신호열의 첨두 포락선전력이 레지스터의 순회천이와 비트반전에 대하여 불변성을 가짐을 이론적으로 증명하였다. 이러한 포락선전력의 불변성을 이용하면 부호어의 길이에 따라 정해지는 씨앗부호어만으로도 전체 부호어를 자동적으로 조합·생성할 수 있는 장점이 있다.

따라서 정보비트열과 부호비트열간의 일대일 대응관계를 규정하는 대규모 조건표가 요구되지 않으므로 본 연구에서 개발된 최소 첨두전력 대 평균전력비 부호는 직교 주파수분할다중화 시스템의 부호기에서 요구되는 기억공간의 크기를 현저히 감소시킬 수 있는 장점을 갖는다. 하지만 부대역의 수 또는 부호어의 길이가 64 이상인 경우 탐색대상 부호어의 집합이 매우 커지므로 씨앗부호어의 탐색시간이 비현실적으로 증가될 수 있다. 따라서 이와 같은 문제점을 해결할 수 있는 효율적인 씨앗부호어 탐색기술에 대한 연구가 필요하다.

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," <http://www.comsoc.org/~vancouver/TDMA3G4G-files/frame.html>.
- [7] 이진환, 함영권, 이수인, "국내 지상파 DMB 동향," *전자통신동향분석*, 제19권, 제4호, pp. 10-16, 2004. 08.
- [8] M. Ghavami, L.B. Michael, and R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*, Wiley, Chichester, England, 2004.
- [9] S. G. Kang, "Peak-to-average power ratio of orthogonal frequency division multiplexing with ICI self-cancellation," *J. IEEK*, vol. 42-TC, no. 1, pp. 1-8, Jan. 2005.
- [10] 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.
- [11] J. A. Davis and J. Jedweb, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397-2417, Nov. 1999.
- [12] H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 2, pp. 282-289, Feb. 2001.
- [13] S. G. Kang, J. G. Kim, and E. K. Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 45, no. 3, pp. 333-338, Sep. 1999.
- [14] H. Breiling, S. H. Muller-Weinfurter, and J. B. Huber, "SLM peak-power reduction without explicit side information," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 239-241, June 2001.
- [15] S. H. Han and J. H. Lee, "Modified selected mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 50, no. 3, pp. 335-341, Sep. 2004.
- [16] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice-Hall, New Jersey, 1993.

저 자 소 개



강 석 근

- 1984년 3월 ~ 1988년 2월 : 경북대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
- 1991년 3월 ~ 1993년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1993년 3월 ~ 1999년 8월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
- 1993년 3월 ~ 1994년 3월 : 국방과학연구소, 연구원
- 2000년 6월 ~ 2003년 4월 : National University of Singapore, Research Fellow
- 2003년 4월 ~ 현재 : 경상대학교 전기전자공학부 조교수
- 2003년 4월 ~ 현재 : 경상대학교 공학연구원, 책임연구원
- 주관심분야 : 디지털통신, 이동통신, 센서네트워크, 통계적신호처리



김 정 구

- 1983년 3월 ~ 1988년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
- 1989년 3월 ~ 1991년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1991년 3월 ~ 1995년 8월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
- 1995년 3월 ~ 2005년 2월 : 국립밀양대학교 정보통신공학과 부교수
- 1999년 3월 ~ 2001년 2월 : University of California at San Diego, Visiting Scholar
- 2006년 3월 ~ 현재 : 부산대학교 정보컴퓨터공학부 부교수
- 주관심분야 : 부호이론, 통신시스템, 방송전송기술