

# PAPR 저감을 위한 개선된 블록 코딩 방식의 성능 평가

## Performance Evaluation of an Improved Block Coding for PAPR Reduction

이 윤 희 · 정 기 호 · 유 흥 균

Yun-Hee Lee · Ki-Ho Chung · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신 시스템에서 발생하는 중요한 문제점인 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 저감하기 위하여 개선된 블록 코딩 방식을 제안하고 코딩 이득을 분석한다. 부반송파수가  $N$ 인 경우, 기존 블록 코딩 방식에서는 블록 인코더 1 개를 이용하지만, 제안된 블록 코딩 방식은 블록 인코더 2개를 이용한다. 이 방식은 기존 블록 코딩과 비교하여 동일한 PAPR 저감 능력을 가지면서도 코드율을 2배로 증가시켜서 스펙트럼 효율을 2배로 개선시킨다. 또한 코드 블록당 1 개의 오류가 정정된다는 가정 하에서 BER 성능 평가를 수행하였다.

### Abstract

In this paper, we propose an improved block coding scheme for PAPR reduction in the OFDM communication system. Unlike the conventional block coding scheme which uses one block encoder of subcarrier  $N$ , two block encoders of subcarrier  $N/2$  is used for the proposed block coding scheme. This not only improves the coding gain, but enhances the spectral efficiency by twice due to the increment of code rate. PAPR Reduction performance is the same as the conventional block coding. When BER is  $10^{-4}$ , the proposed block coding scheme has coding gain of 0.5 dB than the conventional scheme.

Key words : OFDM, PAPR, Block Coding, Complementary Sequence

### I. 서 론

OFDM 통신 시스템은 주파수 선택적 채널에서도 매우 잘 견디며, 고속 데이터 전송에 효과적인 방식이다<sup>[1]</sup>. 그러나 OFDM과 같은 다중반송파 시스템에서는 다수의 부반송파로 인해 높은 PAPR을 가지게 되어 증폭기에서 비선형 왜곡이 발생되므로 PAPR을 줄이는 것이 매우 중요하다. 이러한 문제를 극복하기 위하여 낮은 PAPR의 시퀀스를 찾게 되었는데, 이것이 상보(complementary) 시퀀스이다<sup>[2]-[4]</sup>. H.

Ochiai와 H. Imai는 상보 시퀀스를 이용한 블록 코딩을 연구하였다<sup>[5]</sup>. 채널을 경유하면서 생기는 에러를 수신단에서 정정하기 위해 채널 코딩은 미리 송신데이터에 인코딩을 하여 단지 BER을 줄이는 것을 목표로 하지만, 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩은 PAPR을 3 dB 이하로 제한시키면서도 BER 성능 향상을 얻는 방식이다. 그러나 이 블록 코딩 방식은 코드율이  $k/2^{k-1}$ 이 되어 정보시퀀스 길이  $k$ 가 커짐에 따라 코드율이 매우 낮아지는 것, 즉 스펙트럼 효율이 매우 낮아지는 것이 큰 문제점이다.

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20020521-062

· 수정완료일자 : 2002년 7월 26일

제안하는 개선된 블록 코딩 방식은 기존의 블록 코딩 방식에서 인코더 한 개( $E_N$ )를 사용하는 것을 인코더 두 개( $E_{N/2}$ ,  $E_{N/2}$ )를 사용하여 상보 시퀀스를 발생시킨다. 제안 방식은 상보 시퀀스를 모두 이용하여 기존 방식의 코드율을 2배로 증가시킨다. 또한 부반송파수가  $N$ 인 경우, 제안 방식은 수신단에서 디코딩을 할 때 디코더 한 개 대신 디코더 두 개를 사용한다. 코드 블록당 한 개의 오류가 정정된다는 가정하에서 시뮬레이션을 수행하였고 성능 평가를 하였다. 본 연구에서는 가산성 백색 가우시안 잡음 채널을 가정하고 변조방식은 BPSK을 적용한다.

## II. 블록 코딩을 적용한 OFDM 통신 시스템

그림 1은 OFDM 통신 시스템의 구성도이다. 입력 데이터는 mapper를 거쳐 PSK나 QAM 복소 데이터 심볼로 변환된다. IFFT 변조시켜서 OFDM 심볼로 만든다.

송신기에서 변조된 복소 기저대역 OFDM 신호는 아래와 같다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T_s}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1)$$

여기서,  $X_n$ 은 M-ary PSK 변조된 복소 심벌이고 다음과 같다.

$$X_n = A e^{j\psi_n} \quad (2)$$

여기서,  $A$ 는 진폭이고,  $\psi_n$ 은 위상을 나타내며  $2\pi k/M$  (단,  $k=0, 1, \dots, M-1$ ) 값을 갖는다. 그리고  $T_s$ 는 OFDM 심볼 주기,  $N$ 은 부반송파의 수이다.

이 OFDM 신호는 HPA를 거쳐서 AWGN 채널을 경유한다. 잡음이 포함된 신호는 수신단에서는 LNA를 거쳐 복조된다. PAPR은 다음과 같다.

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} \quad [dB] \quad (3)$$

여기서,  $P_{peak}$ 와  $P_{av}$ 는 다음과 같다.

$$P_{peak} = \max |x(t)|^2 = |NA|^2, \quad (4)$$

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = NA^2 \quad (5)$$

여기서  $x(t)$ 는 식 (1)로 주어지는 IFFT의 출력 신호

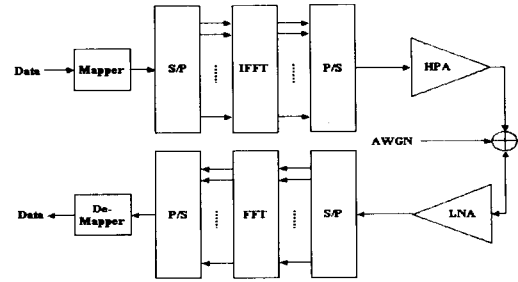


그림 1. OFDM 통신 시스템 구성도  
Fig. 1. Block diagram of OFDM communication system.

이다. 따라서 이론적인 최대 PAPR은 다음과 같다.

$$PAPR_{max} = 10 \log_{10} N \quad [dB]. \quad (6)$$

최대 PAPR값은  $N$ 이 커질수록 증가한다.

한 쌍의 유한 길이의 시퀀스가 있을 때, 0이 아닌 모든 지연 이동에 대해 두 시퀀스 사이의 비주기 자기상관함수의 합이 0인 한 쌍의 시퀀스를 Golay 상보 시퀀스라고 한다. 즉, 길이  $N$ 인  $A_N$ ,  $B_N$  시퀀스 쌍이 있다고 할 때, 다음 조건을 만족하면 상보 시퀀스라고 한다<sup>[2],[4]</sup>.

$$R_{A_N}(n) + R_{B_N}(n) = 2N\delta_n, \quad (7)$$

여기서,  $R_{X_N}(n)$ 은  $X_N = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 의 비주기 자기상관함수이며 다음과 같이 정의된다.

$$R_{X_N}(n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} x_i x_{i+n}^* \quad (8)$$

여기서, '\*'은 복소공액이며  $\delta_n$ 은 다음과 같이 정의되는 Dirac 델타 함수이다.

$$\delta_n = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \quad (9)$$

길이  $N$ 인 상보 시퀀스  $A_N$ ,  $B_N$ 은 다음 식에 의해서 길이  $2N$ 으로 확장할 수 있다<sup>[2],[3]</sup>.

$$\begin{cases} A_{2N} = (A_N)(B_N) \\ B_{2N} = (A_N)(\overline{B_N}) \end{cases} \quad (10)$$

여기서, 괄호는 연결시키는 것을 의미하고,  $\overline{B_N}$ 은  $B_N$ 의 위상을  $\pi$ 만큼 회전시킨 것을 의미한다.

H. Ochiai와 H. Imai는 상보 시퀀스를 이용한 블

록 코딩을 연구하였다<sup>[5]</sup>. 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩 방식은 에러 정정 능력을 가지면서 다른 PAPR 저감기법들과 달리 신호를 왜곡시키지 않고, 낮은 PAPR을 찾기 위해 막대한 탐색 과정을 요구하지 않는 PAPR 저감 기법이다<sup>[5]</sup>. 이 연구에서는 다중 위상 변조시 다중캐리어 신호의 PAPR을 감소시키는 블록 코드를 생성하기 위하여 quasi-systematic 코딩 기법을 적용하였다. 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩이 적용된 OFDM 통신 시스템 구성도를 그림 2에 나타내었다. 블록 인코더는 S/P 블록과 IFFT 블록 사이에, 블록 디코더는 P/S 블록과 FFT 블록 사이에 들어간다. S/P된 복소 데이터 심볼은 블록 인코더를 거쳐 상보 시퀀스로 변환된 후 IFFT 변조된다. 변조된 OFDM 신호는 3 dB 이하의 PAPR을 갖게 된다.

블록 인코더가 포함된 송신기의 구조는 그림 3과 같다. 길이  $k$ 를 갖는 M-ary PSK인 입력 데이터  $u(1 \times k)$ 가 들어오면  $G_N(k \times N)$ 행렬과 곱해져 길이  $N$ 인 시퀀스  $x'(1 \times N)$ 되고, 길이  $N$ 인 위상회전 시퀀스  $b_N(1 \times N)$ 와 더해져서 길이  $N$ 인 상보 시퀀스  $x(1 \times N)$ 가 된다. 즉, 길이  $k$ 인 정보시퀀스가  $E_N$ 에 의해서 길이  $N$ 인 상보 시퀀스로 생성된다. 여기서,  $N=2^{k-1}$ 이다. 그러므로 OFDM 신호  $x$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$x = u \cdot G_N + b_N \pmod{2\pi}. \quad (11)$$

임의의 위상  $\phi_0, \phi_1, \phi_2$ 을 갖는 두 시퀀스 쌍  $A_2 = [e^{j\phi_0}, e^{j\phi_1}]$ ,  $B_2 = [e^{j\phi_2}, e^{j\phi_2'}]$ 이 상보 시퀀스일 충분조건은 다음과 같다.

$$\phi_2' = \phi_2 + \phi_1 - \phi_0 + \pi \pmod{2\pi} \quad (12)$$

길이가 2인 두 개의 커널  $A_2, B_2$ 를 가지고 식 (10)을 적용하여 길이가 4인 상보 시퀀스를 생성할 수 있고, 이런 과정을 반복적으로 수행하여 길이가  $N = 2^k$  ( $k=2, 3, \dots$ )인 시퀀스로 확장할 수 있다. 동일한 시퀀스를 구하기 위한 방법으로 생성 행렬을 고려할 수 있다.  $N$ 이 4일 경우, 다음과 같이 두 가지 방법으로 표현할 수 있다.

$$A_4 = (A_2)(B_2)$$

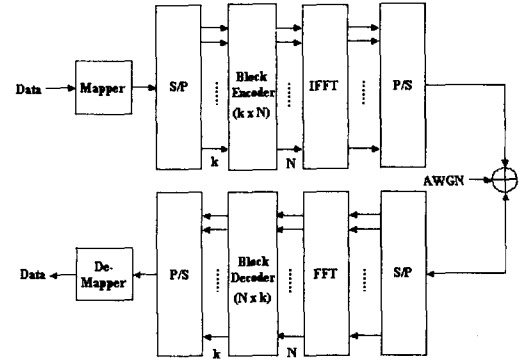


그림 2. 블록 코딩을 사용하는 OFDM 통신 시스템 구성도

Fig. 2. Block diagram OFDM communication system using block coding.

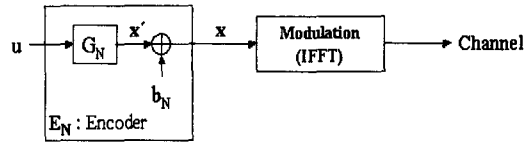


그림 3. 블록코딩 송신기

Fig. 3. Transmitter of block coding.

$$\begin{aligned} &= [\phi_0, \phi_1, \phi_2] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} + [0, 0, 0, \pi] \quad (13) \\ &= u \cdot G_4 + b_4 \end{aligned}$$

여기서,  $G_4$ 는  $3 \times 4$ 의 생성 행렬이고,  $b_4$ 는  $1 \times 4$ 의 위상간의 상보적 특성을 만족시키기 위해 필요한 위상회전 시퀀스이다.  $k > 3$ 인 일반적인 경우로 확장하기 위해 식 (10)을 이용하면 다음과 같다.

$$G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, b_2 = [0 \ 0], \quad (14)$$

$$G_{2N} = \begin{bmatrix} G_N & G_N \\ 00 \dots 0 & 00 \dots 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & -1 \dots & -1 \\ O_{N,k+1} & 1 & O_{N,k-1} \\ & & 1 \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

여기서,  $O_{N,k}$ 은  $k \times N$ 의 영행렬이다.

$$b_{2N} = [b_N \ b_N] + \begin{bmatrix} \underbrace{0, 0, \dots, 0}_N, \underbrace{0, \dots, 0}_{N/2}, \underbrace{\frac{M}{2}, \dots, \frac{M}{2}}_{N/2} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

일반적으로  $(N, k)$  블록 코드의 코드율  $R$ 은 다음과 같다.

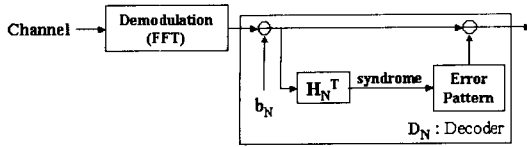


그림 4. 블록 디코더의 수신기  
Fig. 4. Receiver of block decoder.

$$R = \frac{k}{N} = \frac{1 + \log_2 N}{N} = \frac{k}{2^{k-1}} \quad (17)$$

위 방법으로 만들어진 상보 시퀀스가 IFFT 변조되어 잡음 채널을 경유한 후, 수신기에서 복조된다. 그림 4는 블록 디코더가 포함된 수신기이다. 채널을 통해 수신된 데이터는 FFT를 통해 복조된다. 그 다음 송신시에 더해진 위상회전 시퀀스  $b_N$ 을 빼고, 패리티 검출 행렬  $H_N^T$ 을 통해서 신드롬을 확인해서 에러 발생 여부를 확인한 후, 에러 정정 과정을 거치고, 디코딩 과정을 통해 송신 데이터를 찾아낸다.

### III. 제안된 블록 코딩 방식

#### 3-1 제안된 방식의 구조와 PAPR

그림 5는 제안된 블록 코딩을 적용한 OFDM 통신 시스템을 나타낸다. 제안된 블록 코딩 방식은 그림에서 볼 수 있듯이 부반송파  $N$ 개를 송신하기 위해 한개의 인코더( $E_N$ )와 디코더( $D_N$ )를 사용하지 않고 두개의 인코더( $E_{N/2}$ ,  $E_{N/2}$ )와 디코더( $D_{N/2}$ ,  $D_{N/2}$ )를 사용한다. 그러나 부반송파수  $N/2$ 을 가지는 인코더 두 개를 병렬 연결하면 인코더 한개에서 3 dB PAPR이 발생되므로 전체적으로 6 dB PAPR이 발생하게 된다. 제안된 블록 코딩 방식은 PAPR을 3 dB로 제한하면서도 스펙트럼 효율을 2배로 증가시킬 수 있다. 두 번째 인코더에서, 처음 2비트를 제외한 나머지 비트들은 정보 데이터가 아닌 부가 정보 비트들이다. 부가 정보 비트들은 인코더 두개의 전체 출력 시퀀스가 상보 시퀀스가 되도록 정보 데이터의 조합으로 이루어진다. 그러므로 PAPR은 3 dB로 제한된다.

부반송파  $N(N=2^{k-1})$ 개를 보내는 경우, 기존 방식의 코드율  $R = \frac{k}{N}$  이고, 제안 방식의 코드율  $R = \frac{(k-1)+2}{N} = \frac{k+1}{N}$  이다. 또한 정보 데이터

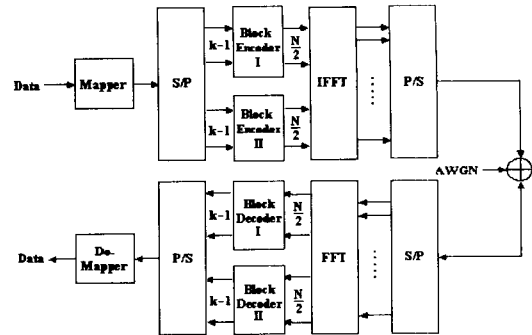


그림 5. 제안 방식의 OFDM 통신 시스템  
Fig. 5. OFDM communication system for proposed scheme.

$k$ 개를 보낼 때, 기존 방식의 코드율  $R = \frac{k}{2^{k-1}}$  이고, 제안 방식의 코드율  $R = \frac{k}{2^{k-2}}$  이다.

즉, 같은 양의 정보데이터를 보낼 때 제안 방식에서 필요한 부반송파수가 기존 방식의 절반이므로 스펙트럼 효율이 2배 증가한다.  $N$ 이 8인 경우를 예로 들어 코드율을 증가하도록 부가 정보 비트를 찾는 알고리즘을 설명한다.

그림 6은 제안된 블록 코딩을 적용한 OFDM 송신기이다. 부반송파수  $N = 8$ 일 때  $E_8$  블록 한개가 아닌  $E_4$  블록 두개를 사용하여 블록 코딩을 한다. 이 때, 입력  $k_1 \sim k_6$ 을 모두 데이터 전송을 위해 사용하지 않는다.  $k_6$ 은 그림처럼 정보 데이터  $k_1 \sim k_5$ 에 의해서 결정되는 부가정보이다.

BPSK 변조방식을 고려하면,  $N=4$ 일 때  $E_4$  블록의  $k_1, k_2, k_3$ 로 구성되는 각각의 모든 입력  $u$ 에 대한 블록 코딩 후의 출력  $x$ 는 표 1과 같다.

만약 낮은 PAPR을 갖는 임의의 부호어가 주어지

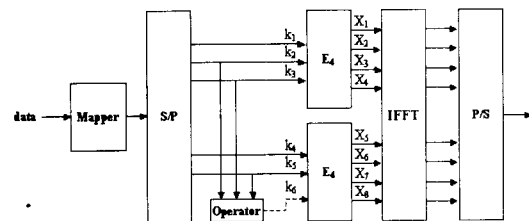


그림 6. 제안된 방식의 송신기( $N=8$ )  
Fig. 6. Transmitter for the proposed scheme( $N=8$ ).

표 1.  $E_4$ 의 입력  $u$ 와 출력  $x$

Table 1. Input  $u$  of  $E_4$  and output  $x$ .

입력( $u$ ) $k_1 k_2 k_3$	출력( $x$ ) $x_1 x_2 x_3 x_4$	지시자
-1 -1 -1	-1 -1 -1 1	a
-1 -1 1	-1 -1 1 -1	b
-1 1 -1	-1 1 -1 -1	B
-1 1 1	-1 1 1 1	-A
1 -1 -1	1 -1 -1 -1	A
1 -1 1	1 -1 1 1	-B
1 1 -1	1 1 -1 1	-b
1 1 1	1 1 1 -1	-a

면 그 부호어의 reverse도 낮은 PAPR을 갖는다. 게다가, 이진일 경우 inverse(90도 위상 회전)와 M-ary 일 경우 임의의 위상회전도 낮은 PAPR을 갖는다<sup>[6]</sup>. 표 1에서 지시자는 이러한 관계를 나타내며 a, b 두 종류의 독립적인 기본 지시자가 있을 때, 대문자는 소문자에 대한 reverse를 나타내고, '-'는 inverse를 나타낸다. 각각의 출력  $x$ 는 길이 4인 상보 시퀀스를 나타내며 3 dB의 PAPR을 갖는다.

BPSK이고,  $N=4$ 이면, 기본 지시자는 a, b 두 종류가 있고,  $N=8$ 이면, a, b, c, d 네 종류가 있고,  $N=16$ 이면, a, b, c, d, e, f, g, h의 여덟 종류가 있다.

BPSK이고,  $N=8$ 일 경우 총 256 ( $M^N = 2^8$ )개의 경우의 수가 있는데, 이 중에서 3 dB 이하의 PAPR을 갖는 부호어는 64( $2^6$ )개다. 표 2는 이 중에서 상보 시퀀스만을 나타낸 것이다.

총 32( $2^5$ )개의 부호어가 있는데 기존의 블록 코딩 방식을 사용하면 32개 중에서 1/2인 16( $2^4$ )개의 부호어만 사용하고 나머지 1/2은 상보 시퀀스이면서도 사용하지 않는다. 32개의 부호어를 모두 사용하기 위해서 4개씩( $N/2$ ) 나누면 그 집합이 표 1의 출력값 중 하나가 되고, 각각의 지시자로 표시할 수 있다. 이 결과는  $N=8$ 일 때, 3 dB 이하의 PAPR을 갖는 모든 상보 시퀀스는  $N=4$ 일 때의 상보 시퀀스로 모두 표현할 수 있음을 보여준다. 즉,  $N=8$ 일 때  $E_8$  한개가 아닌  $E_4$  두개를 사용하면, 기존 16개가 아닌 표 2에 나타나 있는 32개의 상보 시퀀스를 모두 사용하여 코드율을 높일 수 있다. 그러나, 곧바로 2개의  $E_4$  블록을 사용하면 코드율이 4/8에서 6/8이 되지만, 표 2에 있는 출력  $x$  이외의 부호어를 발생

표 2.  $N=8$ 일 때, 3 dB 이하의 PAPR을 갖는 상보 시퀀스

Table 2. Complementary sequence to limit PAPR under 3 dB.

$x$ $x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 x_7 x_8$	지시자	$x$ $x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 x_7 x_8$	지시자
-1-1-1 1 -1-1 1-1	a, b	1-1-1-1 -1-1 1-1	A, b
-1-1-1 1 -1 1-1-1	a, B	1-1-1-1 -1 1-1-1	A, B
-1-1-1 1 1-1 1 1	a, -B	1-1-1-1 1-1 1 1	A, -B
-1-1-1 1 1 1-1 1	a, -b	1-1-1-1 1 1-1 1	A, -b
-1-1 1-1 -1-1-1 1	b, a	1-1 1 1 -1-1-1 1	-B, a
-1-1 1-1 -1 1 1 1	b, -A	1-1 1 1 -1 1 1 1	-B, -A
-1-1 1-1 1-1-1-1	b, A	1-1 1 1 1-1-1-1	-B, A
-1-1 1-1 1 1 1-1	b, -a	1-1 1 1 1 1 1-1	-B, -a
-1 1-1-1 -1-1-1 1	B, a	1 1-1 1 -1-1-1 1	-b, a
-1 1-1-1 -1 1 1 1	B, -A	1 1-1 1 -1 1 1 1	-b, -A
-1 1-1-1 1-1-1-1	B, A	1 1-1 1 1-1-1-1	-b, A
-1 1-1-1 1 1 1-1	B, -a	1 1-1 1 1 1 1-1	-b, -a
-1 1 1 1 -1-1 1-1	-A, b	1 1 1 1 -1-1 1-1	-a, b
-1 1 1 1 -1 1-1-1	-A, B	1 1 1 1 -1 1-1-1	-a, B
-1 1 1 1 1-1 1 1	-A, -B	1 1 1 1 1-1 1 1	-a, -B
-1 1 1 1 1 1-1 1	-A, -b	1 1 1 1 1 1-1 1	-a, -b

시켜 결국은 PAPR이 3 dB가 아닌 6 dB가 된다. 그래서 약간의 알고리즘을 적용하여 코드율을 5/8로 하면, 표 2에 있는 부호어가 발생되어 3 dB 이하의 PAPR을 갖는다. 알고리즘은 다음과 같다. 그림 6과 같이  $N=8$ 일 때  $E_4$  두개를 사용할 때 그때의 입력을 각각  $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6$  이라고 하면 표 2의 지시자를 발생시키기 위한 입력들은 표 3과 같다. 표 3을 보면  $k_6$ 의 값이  $k_1 \sim k_5$ 의 값에 의해서 결정되는 것을 알 수 있다. 즉, Operator는 다음과 같이  $k_6$ 의 값을 결정한다.

$$k_6 = -k_2 \cdot k_3 \cdot k_5 \tag{18}$$

여기서,  $\cdot$ 는 곱셈을 의미한다.

결과적으로 5개의 입력이 들어가서 8개의 출력이 나오므로 코드율은 6/8에서 5/8로 약간 낮아지지만, PAPR을 6 dB가 아닌 3 dB로 제한할 수 있다.

BPSK 변조 방식을 적용하고  $N=2^m$ 이면, 부가 정보의 일반식은 다음과 같다.

$$k_{2m} = -k_2 \cdot k_m \cdot k_{m+2}, \tag{19}$$

$$k_{2m-i} = k_1 \cdot k_{m-i} \cdot k_{m+1}, \quad i=1, \dots, (m-3). \tag{20}$$

그림 7과 8은 OFDM 신호의 PAPR이다. 그림 7

표 3. 3 dB PAPR을 갖기 위한 입력 시퀀스(N=8)

Table 3. Input sequence for 3 dB PAPR(N=8).

$u$ $k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$	지시자	$u$ $k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$	지시자
-1-1-1 -1-1 1	a, b	1-1-1 -1-1 1	A, b
-1-1-1 -1 1-1	a, B	1-1-1 -1 1-1	A, B
-1-1-1 1-1 1	a, -B	1-1-1 1-1 1	A, -B
-1-1-1 1 1-1	a, -b	1-1-1 1 1-1	A, -b
-1-1 1 -1-1-1	b, a	1-1 1 -1-1-1	-B, a
-1-1 1 -1 1 1	b, -A	1-1 1 -1 1 1	-B, -A
-1-1 1 1-1-1	b, A	1-1 1 1-1-1	-B, A
-1-1 1 1 1 1	b, -a	1-1 1 1 1 1	-B, -a
-1 1-1 -1-1-1	B, a	1 1-1 -1-1-1	-b, a
-1 1-1 -1 1 1	B, -A	1 1-1 -1 1 1	-b, -A
-1 1-1 1-1-1	B, A	1 1-1 1-1-1	-b, A
-1 1-1 1 1 1	B, -a	1 1-1 1 1 1	-b, -a
-1 1 1 -1-1 1	-A, b	1 1 1 -1-1 1	-a, b
-1 1 1 -1 1-1	-A, B	1 1 1 -1 1-1	-a, B
-1 1 1 1-1 1	-A, -B	1 1 1 1-1 1	-a, -B
-1 1 1 1 1-1	-A, -b	1 1 1 1 1-1	-a, -b

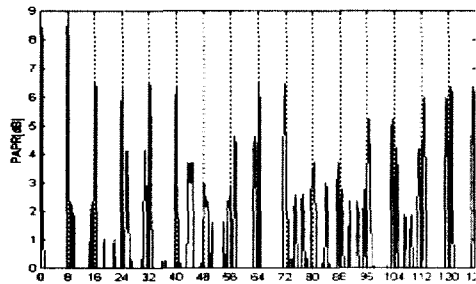


그림 7. 블록 코딩을 적용하지 않은 경우의 PAPR 분포(N=8)

Fig. 7. PAPR distribution without block coding.

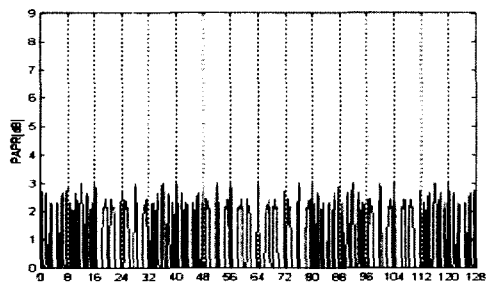


그림 8. 제안된 블록 코딩을 적용한 경우의 PAPR 분포(N=8)

Fig. 8. PAPR distribution with proposed block coding.

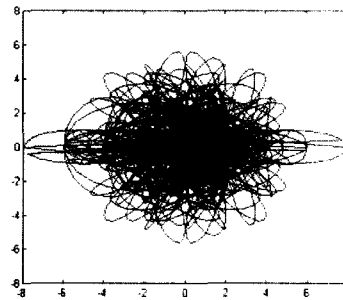


그림 9. 블록 코딩을 적용하지 않은 경우의 성상도 (N=8)

Fig. 9. Constellation without block coding.

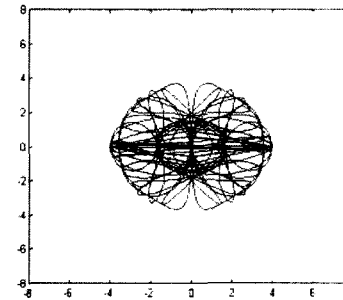


그림 10. 제안된 블록 코딩을 적용한 경우의 성상도 (N=8)

Fig. 10. Constellation with proposed block coding.

은  $N$ 이 8일 경우 식 (6)에 의해서 최대 9 dB까지의 PAPR이 나타나는 것을 보여준다. 그림 8은 제안된 블록 코딩을 할 때, 2개의  $E_4$  블록을 적용한 결과, PAPR이 6 dB가 아닌 3 dB로 제한되는 것을 보여준다. 그림 9와 10은 각각의 성상 궤적도이다. 제안된 블록 코딩을 한 경우, 하지 않은 경우보다 진폭의 크기 변동이 작음을 알 수 있다.

### 3-2 제안된 방식의 디코딩

그림 11은 제안된 블록 코딩 방식의 수신기이다. 그림 11에서와 같이 FFT 복조 후에 2개의 디코더를 거친다.  $N$ 개의 FFT 출력 데이터는  $N/2$ 로 나누어져 각 디코더의 입력으로 들어간 후, 각 디코더에서 여러 정정이 이루어진다.

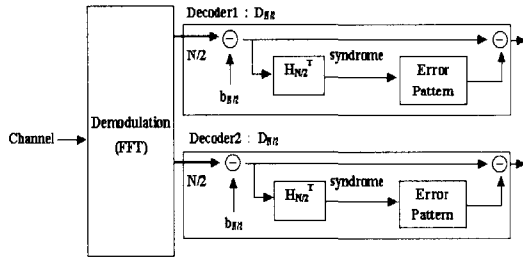


그림 11. 제안된 방식의 수신기  
Fig. 11. Receiver for the proposed scheme.

디코딩은 Hard decision을 이용하고 변조 방식은 BPSK를 가정한다. 채널을 통해 수신된 데이터는 FFT를 통해 복조된다. 먼저 인코딩 과정에서 송신 데이터에 더해진 위상 회전 시퀀스  $b_N$ 을 뺀다. 이 데이터를 가지고 에러 정정을 수행한다. 에러 정정은 신드롬에 해당하는 에러 패턴을 찾아서 데이터에서 이 에러 패턴을 빼줌으로써 이루어진다. 신드롬은 수신데이터에서  $b_N$ 을 뺀 후  $H$  행렬( $(N-k) \times N$ )의 전치행렬을 곱했을 때 나타나는 결과이며 에러가 없으면 영행렬이 되고, 에러가 있으면 적어도 하나의 1을 포함하는 행렬이 된다.  $H$  행렬은  $G \cdot H^T=0$ (영행렬)을 만족하는 패리티 검출(parity-check) 행렬로서 생성(generator) 행렬을 알고 있기 때문에 쉽게 구할 수가 있다.

부반송파수  $N$ 이 8일 때, 생성 행렬  $G_8$ 과 패리티 검출 행렬  $H_8$ 은 다음과 같다.

$$G_8 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \pmod{2}$$

$$H_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \pmod{2}$$

에러 정정 후에 원래 정보 데이터를 검출한다. 실제 송신 데이터를 알고 있다는 가정하에, 검출된 데이터를 비교하여 BER을 계산하면 코딩 이득을 구할 수 있다. 데이터를 검출하는 방법은 다음과 같다. 정보 데이터는 에러 정정을 거친 출력 데이터  $N$ 개 중에 존재하고,  $N$ 에 따라 특정한 규칙을 가지고 검출된다. 송신단에서 인코더의 입력 데이터를  $X$ , 수

신단에서 디코더의 출력 데이터를  $Y$ 라 한다.

그리고  $k = \{1, 2, \dots, m\}$

$$X_k = Y_N, \begin{cases} N=k, & (k \leq 3) \\ N=2^{(k-2)}+1, & (k > 3) \\ N=2^{(k-2)}+2, & (k=m \text{ 단, 제안 방식에서만}). \end{cases} \quad (21)$$

예를 들어  $N$ 이 8일 때, 기존 방식에서 (8,4) 블록 코드이므로 인덱스  $k = 1, 2, 3, 4$ 이고  $N = 1, 2, 3, \dots, 8$ 이며,  $X_1 = Y_1, X_2 = Y_2, X_3 = Y_3, X_4 = Y_5$ 가 되고, 제안 방식의 (8,5) 블록 코드에서 처음 비트 네 개는 기존 방식과 동일하고 추가되는 마지막 한 비트  $X_5 = Y_6$ 가 된다.

$N$ 이 8일 때 기존 방식에서는 하나의 디코더를 사용하므로 8개의 데이터에 대해 에러 정정이 이루어진다. 그리고 제안된 방식에서는 두 개의 디코더를 사용하므로 각각 4개의 데이터에 대해 에러 정정이 이루어진다. 제안된 방식에서는 블록당 1개 에러(single error per block)를 정정한다. 에러 정정은 신드롬을 통해서 이루어지는데 에러가 1개인 경우 유일한 신드롬을 갖지만 그 이상의 경우 중복된 신드롬이 나타난다. 그러므로 2개 이상의 에러를 정정하는 것은 오히려 성능에 역효과를 미치므로 1개 에러 정정만 수행한다. 블록당 1개 에러 정정시 기존 방식은 8개 중에 1개 에러를 정정한다. 제안된 방식에서는 블록을 두개로 나누었으므로 8개 중에 2개 에러까지 정정하게 된다. 본 논문에서는 블록당 한 개의 오류가 정정된다는 가정 하에서 성능 평가를 수행한다.

#### IV. 시뮬레이션을 통한 성능 비교

변조방식은 BPSK를 적용하고, 채널은 AWGN을 가정한다. 증폭기는 고려하지 않으며 데이터 수는 10만개를 사용하여 부반송파 수  $N = 16, 32, 64$ 인 경우에 대해 시뮬레이션을 수행한다.

그림 12는 부반송파수  $N=16$ 일 때,  $E_b/N_0$ 에 따른 BER 곡선이다.  $k$ 가 5이고  $N$ 이 16이므로 기존 블록 코딩 방식의 코드율은 5/16이다. 제안된 블록 코딩 방식의 코드율은 6/16이고, 부가 정보 비트들은 식 (19)과 식 (20)에 의해  $k_7 = k_1 \times k_3 \times k_5, k_8 = -k_2 \times k_4 \times k_6$ 이다. 그림에서 볼 수 있듯이,  $BER = 10^{-4}$

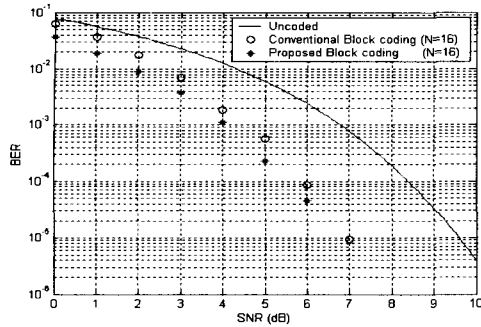


그림 12.  $N=16$ 일 때 각 방식의 BER 성능  
Fig. 12. BER performance of each methods( $N=16$ ).

을 만족하기 위해 기존 블록 코딩 방식의 요구  $E_b/N_0$ 는 6 dB이고, 제안된 블록 코딩 방식의 요구  $E_b/N_0$ 는 5.5 dB이다.

그림 13은 부반송파수  $N=32$ 일 때,  $E_b/N_0$ 에 따른 BER 곡선이다.  $k$ 가 6이고  $N$ 이 32이므로 기존 블록 코딩 방식의 코드율은  $6/32$ 이다. 제안된 블록 코딩 방식의 코드율은  $7/32$ 이고, 부가 정보 비트들은 식 (19)과 식 (20)에 의해  $k_8 = k_1 \times k_3 \times k_6$ ,  $k_9 = k_1 \times k_4 \times k_6$ ,  $k_{10} = -k_2 \times k_5 \times k_7$ 이다. 그림에서 볼 수 있듯이,  $BER = 10^{-4}$ 을 만족하기 위해 기존 블록 코딩 방식의 요구  $E_b/N_0$ 는 6.3 dB이고, 제안된 블록 코딩 방식의 요구  $E_b/N_0$ 는 5.8 dB이다.

그림 14는 부반송파수  $N=64$ 일 때,  $E_b/N_0$ 에 따른 BER 곡선이다.  $k$ 가 7이고  $N$ 이 64이므로 기존 블록 코딩 방식의 코드율은  $7/64$ 이다. 제안된 블록 코딩 방식의 코드율은  $8/64$ 이고, 부가 정보 비트들은 식 (19)과 식 (20)에 의해  $k_9 = k_1 \times k_3 \times k_7$ ,  $k_{10} = k_1 \times k_4 \times k_7$ ,  $k_{11} = k_1 \times k_5 \times k_7$ ,  $k_{12} = -k_2 \times k_6 \times k_8$ 이다. 그림에서 볼 수 있듯이,  $BER = 10^{-4}$ 을 만족하기 위해 기존 블록 코딩 방식의 요구  $E_b/N_0$ 는 6.7 dB이고, 제안된 블록 코딩 방식의 요구  $E_b/N_0$ 는 6.2 dB이다.

코드율과 BER은 서로 상충 관계를 가진다. 채널 환경이 취약할 때 더 많은 잉여 비트를 추가하여 코드율이 낮더라도 에러 확률을 감소시키는 것이 채널 코딩의 목적이다.

보통의 코딩 방식에서는 코드율이 감소하면 BER은 증가하게 된다. 하지만 상보시퀀스를 이용하는 블록 코딩의 경우, 주된 목적이 PAPR을 감소시키는

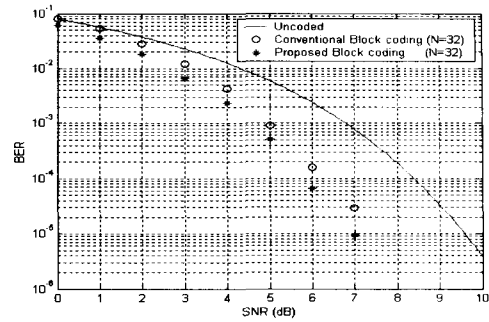


그림 13.  $N=32$ 일 때 각 방식의 BER 성능  
Fig. 13. BER performance of each methods( $N=32$ ).

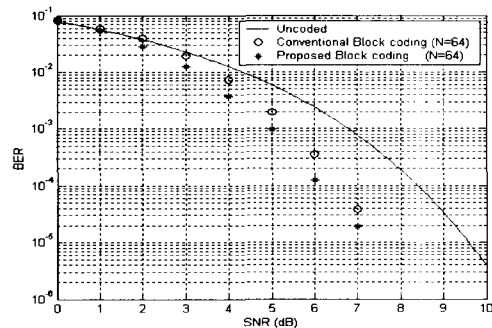


그림 14.  $N=64$ 일 때 각 방식의 BER 성능  
Fig. 14. BER performance of each methods( $N=64$ ).

표 4. 입력시퀀스 길이에 따른 코드율 비교  
Table 4. Comparison of code rate to the input sequence length.

입력시퀀스( $k$ )	5	6	7
기존 방식의 코드율	5/16	6/32	7/64
제안 방식의 코드율	5/8	6/16	7/32

것이므로, 이 블록 코딩 방식에 들어가는 잉여 비트들은 상보시퀀스를 만들어내기 위한데에 있다. 또한 제안된 블록 코딩 방식의 성능을 알아보기 위해 1개 에러 정정을 적용했으므로 부반송파가 커져서 코드율이 낮아지더라도 BER은 감소하지 않는다.

표 4에서는 입력 시퀀스  $k$ 에 따라 기존 방식과 제안 방식의 코드율을 비교하였다. 기존 방식의 코드율이 제안된 방식의 코드율보다 2배 향상된 것을 알 수 있다.

## V. 결 론



본 논문에서는 기존 블록 코딩 방식과 같이 PAPR 저감 능력을 유지하면서도 스펙트럼 효율과 코딩 이득이 향상된 블록 코딩 방식을 제안하였다. 기존 방식은 3 dB 이하로 PAPR을 감소시킬 수 있고, 에러정정능력을 가지고 있어 코딩 이득을 얻을 수 있다. 그러나, 부반송파의 수가 증가하면 할수록 코드율이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 제안된 방식에서는 기존 방식에서 인코더 한 개를 사용하는 대신 두 개의 인코더를 적용하는 아이디어를 바탕으로 코드율과 코딩 이득을 향상시켰다. BPSK의 입력 신호를 가지는 OFDM 통신 시스템에 블록 코딩을 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 PAPR과 코딩 이득 성능을 알아보았다. 결과적으로 제안된 블록 코딩 방식이 PAPR을 3 dB로 제한시키면서 코드율은 증가하여 송신에 필요한 부반송파의 수가 반으로 줄어들어 같은 양의 정보를 전송하는데 기존 대역의 반을 절약할 수 있었다. 또한 코드 블록당 한 개의 오류가 정정된다는 가정 하에서 BER 성능 평가를 수행하였다.

참 고 문 헌

[1] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmi-

ssion techniques for digital terrestrial TV broadcasting", *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.

[2] M. J. E. Golay, "Complementary series", *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-7, pp. 82-87, April 1961.

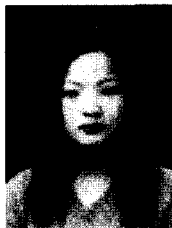
[3] R. Sivaswamy, "Multiphase complementary codes", *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. IT-24, no. 5, pp. 546-552, Sept. 1978.

[4] R. L. Frank, "Polyphase complementary codes", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-26, no. 6, pp. 641-647, Nov. 1980.

[5] H. Ochiai, H. Imai, "Block Coding scheme Based on Complementary Sequences for Multi-carrier Signals", *IEICE Trans. on Fundamentals*, pp. 2136-2143, Nov. 1997.

[6] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, "Minimisation of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding", *Proc. of IEEE VTC '95, Chicago*, pp. 825-829, July 1995.

이 윤 희



2002년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 디지털 공학, 디지털 신호 처리, OFDM 통신 시스템

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
 [주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

정 기 호



1991년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
 1993년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2000년 8월: 충북대학교 박사과정  
 현재: 삼성전자 통신연구소 표준연구팀 책임연구원

[주 관심분야] 제4세대 디지털 이동통신, 정보통신 표준화