

새로운 방식의 Complementary Code Keying Orthogonal Frequency Division Multiplexing (CCK-OFDM) 무선랜 모뎀에 관한 연구

준회원 정 원 정*, 정회원 박 현 철**

A New Type of Complementary Code Keying Orthogonal Frequency Division Multiplexing (CCK-OFDM) Wireless LAN Modem

Wonjeong Jeong* Associate Member, Hyuncheol Park** Regular Member

요 약

본 논문에서는 변수 3개를 가지는 1차 리드물러 (Reed-Muller: RM(1, 3)) 코드를 이용하여 보수 코드 키잉 (Complementary Code Keying: CCK) 방식의 8칩을 동일하게 생성하는 것을 보였다. 여기서 CCK 코드워드는 하나의 에러 정정이 가능하고, 평균 전력 대 최대 전력 비 (Peak-to-Average Power Ratio: PAPR)가 2인 골레이 시퀀스 (Golay Sequence)이다. 이러한 RM 코드 성질을 이용하여 우리는 CCK 방식과 직교 주파수 분할 다중 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 시스템 방식을 동시에 사용하는 무선랜 모뎀을 제안하였다. 제안된 시스템을 바탕으로 RM 코드 변수가 4개로 확장, 즉 RM(1, 4)를 적용 시, 성능이 개선되고 OFDM 시스템에서 큰 문제점인 PAPR이 최대 9dB 이하로 나타남을 살펴 보았다. 일반적으로 RM(1, 4)를 위해서 수신부에서는 16 256 크기의 고속 하다마드 변환 (Fast Hadamard Transform: FHT) 행렬이 필요하지만, 제안된 시스템에서는 성능 열화 없이 8 64와 2 4 크기의 FHT 행렬을 각각 하나씩 사용하여 그 복잡도 (Complexity)를 줄일 수 있다. 일반화된 형태로 RM 코드의 변수가 증가하더라도 수신부의 복잡도는 증가하지 않고, 성능 및 PAPR 개선의 효과를 가질 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we show the equivalence between complementary code keying (CCK) codeword and coset of the first order Reed-Muller (RM) code with variables of three. The CCK codewords are Golay sequences which have peak-to-average power ratio (PAPR) of two at most and can correct one error. We propose a CCK-orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modem to reduce PAPR. Also, we present the performance improvement techniques by increasing the variables of four to correct three errors and reduce PAPR at least 9dB with this system. Although, two Fast Hadamard Transform (FHT) blocks of size 8 64 are required at the receiver, we reduce the complexity by using FHT blocks of size 8 64 and 2 4 without deteriorating the performance. We generalize our results that we may increase the variables of RM code to enhance the error correcting and PAPR reduction capabilities without increasing receiver's complexity.

* 삼성전자 통신연구소 Wibro System Lab. 연구원

** 한국정보통신대학교(ICU) 공학부 조교수

논문번호: #030397-0915, 접수일자: 2003년 9월 15일

I. 서론

기존 이동통신망의 경우 이동성과 전송 커버리지 측면에서는 절대 우위성을 갖고 있지만, 통신속도는 무선랜에 비해 상대적으로 취약하다. 또한 유선망은 통신속도에서는 뛰어나지만, 이동성 차원에서는 불편한 단점이 있다. 반면에, 무선랜은 이동성에 있어서 유선망에 비해 뛰어나며, 통신 속도 측면에서는 이동통신망에 비해 빠르다. 이러한 장점들로 인해, 무선랜 사용이 현재 급속도로 증가하고 있다.

현재 급속도로 사용이 증대되고 있는 무선랜은 1991년 5월 처음으로 표준화 그룹 (Working Group)이 형성되어 논의가 시작되었다. 그 후 1997년에 IEEE 802.11 무선랜 표준이 완성되었다. 제안된 IEEE 802.11 표준은 물리계층의 송수신 방식을 위해 직접 시퀀스 확산 대역방식(Direct Sequence Spread Spectrum: DSSS)과 주파수 도약 확산 대역방식(Frequency Hopping Spread Spectrum: FHSS) 그리고, 적외선 방식을 사용하였다. 초기에는 이처럼 다양한 표준으로 인한 호환성 문제로 큰 호응을 얻지 못하다가, 1998년 7월 Harris Semiconductor 와 Lucent Technologies가 제안한 CCK를 기반으로 하여 2.4GHz ISM 대역에서 최대 11Mbit/s까지 데이터 전송율을 올리는 DSSS 방식의 802.11b 규격이 IEEE에 의해 채택됨으로써, 무선랜 시장은 활성화 되었다. 추후 전송 속도를 높이기 위하여, 5 GHz 대역의 OFDM 방식을 이용한 802.11a 표준이 개발 되었다. OFDM 방식은 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파를 사용하여 데이터를 전송하는 방식으로서 과거에는 많은 기저대역 필터와 발진기를 사용함으로써 시스템 복잡도가 증가하기 때문에 실제로 구현에 어려움이 많았으나 현재는 디지털 직접도가 높고 속도가 빠른 칩이 개발됨에 따라 이러한 연산들을 고속 푸리에 역변환 (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT)과 고속 푸리에 변환 (Fast Fourier Transform: FFT)에 의해 수행할 수 있기 때문에 시스템 복잡도를 크게 증가시키지 않고도 구현이 가능하게 되었다. 그러나, OFDM 시스템은 다수의 직교 부반송파를 사용하여 병렬 전송을 하기 때문에 오류 정정 부호와 함께 사용할 때에는 고속 데이터 전송 시에 나타나는 주파수 선택적 페이딩을 극복할 수 있으나, 이것은 부반송파 사이의 직교성이 유지되는 경우에만 가능하다. 만약에 직교성이 깨어진다면, 채널간 간섭이 발생하여 오류

성능이 크게 저하가 될 것이다. 그리고, OFDM 시스템의 가장 큰 단점으로 크게 두 가지를 들 수가 있는데, OFDM 신호의 주파수 동기를 맞추기 어렵다는 점이고 높은 PAPR을 가진다는 점이다. 특히 OFDM 시스템에서 PAPR은 중요한 문제로서, 만약 OFDM 신호가 N개의 부반송파로 이루어질 경우 모든 부반송파의 위상이 일치 할 때는 포락선 최대 파워 (Peak Envelope Power)가 전체신호의 평균파워보다 N배만큼 증가하게 된다. 높은 PAPR은 RF (Radio Frequency) 파워 앰프 효율의 저하를 가져올 뿐만 아니라 시스템의 복잡도가 증가되게 된다. 위와 같은 문제점을 비롯하여 802.11b와의 호환성 문제 및 서비스 셀 반경이 작은 문제가 존재하여, OFDM 시스템을 기반으로 한 시장은 크게 형성되지 못하고 있다.

위와 같은 문제를 해결하기 위하여, 2.4GHz 대역에서 IEEE 802.11a와 유사한 54Mbit/s의 전송 속도를 낼 수 있는 IEEE 802.11g 무선랜이 새로운 표준으로 채택되었다[1]. 이 새로운 표준은 현재 가장 많이 사용되고 있는 IEEE 802.11b 기반의 네트워크와 호환되면서도 속도는 5배 빠르다. IEEE 802.11g 표준은 초고속의 전송속도를 위하여 OFDM을 이용하며, IEEE 802.11b와의 호환성을 위하여 CCK를 동시에 지원하고 있다.

본 논문에서는 CCK-OFDM 방식을 기반으로 한 시스템을 제안하였다. 제안한 시스템을 바탕으로 성능 개선 뿐만 아니라, 수신부 복잡도 감소, OFDM에서 심각한 문제인 PAPR 까지 감소시킬 수 있는 방법을 살펴보았다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 특정 RM 코드를 이용하여 CCK 코드워드를 등가 생성하는 것을 2장에서 살펴보고, 제 3장에서는 제안한 시스템을 바탕으로 송신부에서 PAPR이 감소되는 것을 보일 것이다. 제 4장에서는 제안한 시스템을 이용하여 수신부 복잡도를 감소시킬 수 있는 방법에 대해서 살펴볼 것이며, 마지막으로 제 5장에서는 시뮬레이션 결과를 바탕으로 본 연구의 결론과 향후 연구 목표를 제시 할 것이다.

II. RM 코드를 이용한 Golay complementary code 생성

WLAN IEEE 802.11g 11Mbps 용 CCK 방식의 8칩을 살펴보면 아래의 식 (2-1)과 같다. 즉, 지수함수를 취한 각각의 8칩의 값은 $\{±1, ±j\}$ 중의 하

$$\mathbf{c}' = \{e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j(\varphi_1)}\} \quad (2-1)$$

나의 값을 가지게 된다[1]:

여기서 $\varphi_1 \sim \varphi_4$ 의 값은 이진 입력 데이터를 두 비트씩 묶어서 직교위상편이 변조(QPSK)를 한 위상으로서 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ 중 하나의 값이 된다.

식 (2-1)에 의해 생성되는 CCK 코드워드는 다음의 RM 코드로서 등가 생성이 가능하다. 우선 RM 코드를 살펴보면, 불린 함수(Boolean Function)로서 정의되는 RM 코드는 일반적으로 길이가 크지 않은 블록 코드에 많이 사용되었으며, 복호가 간편하다는 이점을 가지고 있다. 1차 RM 코드의 경우 생성 행렬(Generator Matrix: G)을 통하여 부호화(Encoding)를 진행하고 고속 하다마드 변환 (FHT)을 이용하여 복호화(Decoding)를 한다. 일반적으로 RM 코드는 차수 r 과 변수 개수 m 을 이용하여 $RM(r, m)$ 와 같이 표현한다. 특정 RM 코드로서 $RM(1, 3)$ 의 Generator matrix G_3 는 아래의 식 (2-2)와 같이 나타내어진다. 첫 행은 항상 코드 워드의 길이에 따라서 1로 반복되고, 첫 행을 제외한 나머지 행들은 각각의 열을 디지털 카운터처럼 나타내어 일정 벡터들로 구성하게 된다.

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

입력 벡터 \mathbf{u} 를 이용하여 부호화를 하고, 2차 RM 코드에서 만들어지는 코셋 리더를 더하게 되면 CCK 코드워드 (mod Q)와 동일한 값을 생성이 가능하게 된다. 또한 이 코드워드는 PAPR이 최대 3dB 이하를 가지는 Golay complementary sequences 성질을 가진다. 수식적으로 살펴보면 다음과 같다[2]:

$$\mathbf{c} = \frac{Q}{2} \sum_{k=1}^{m-1} \mathbf{x}_{\pi(k)} \mathbf{x}_{\pi(k+1)} + \mathbf{u} \mathbf{G}_m \quad (2-3)$$

여기서 π 는 순열(permutation)이고, \mathbf{x} 는 G_m 의 행 벡터이다. 식 (2-3)의 우변의 첫번째 부분은 2차 RM 코드로서 코셋 리더이고, 두번째 부분은 1차 RM 코드 연산을 나타낸다. $m=3, Q=4$ (QPSK)인 경우 2차 RM 코드에 해당하는 코셋 리더는 다음과 같이 3가지를 가질 수 있다.

$$2 \sum_{k=1}^2 \mathbf{x}_{\pi(k)} \mathbf{x}_{\pi(k+1)} = [00020020], [00000220], [00020200] \quad (2-4)$$

이 중 [00020020]를 선택을 하게 된다면, 식 (2-4)의 코드워드는 앞에서 언급한 식 (2-1)의 CCK 코드워드와 동일한 값이 된다.

코셋 리더와 $RM(1, 3)$ 을 이용하여 CCK와 동일한 값을 생성할 수 있음을 알 수 있었다. 이것을 바탕으로 변수 개수를 4개로 확장한 $RM(1, 4)$ 를 살펴 볼 수 있다. 다음과 같이 $RM(1, 4)$ 의 Generator matrix G_4 는 0 벡터와 1 벡터 그리고 앞에서 언급한 G_3 를 두개 이용하여 구할 수 있다.

$$\mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_3 & \mathbf{G}_3 \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

또한 식 (2-5)가 확장되는 것을 바탕으로 일반화된 형태로의 확장이 가능하다. 즉, m 이 3보다 큰 경우에는 일반화된 형태로서 0 벡터와 1 벡터 그리고, 다수의 G_3 를 이용하여 어떠한 형태로든 생성이 가능하다.

$$\mathbf{G}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_3 & \mathbf{G}_3 & \cdots & \mathbf{G}_3 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \cdots & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

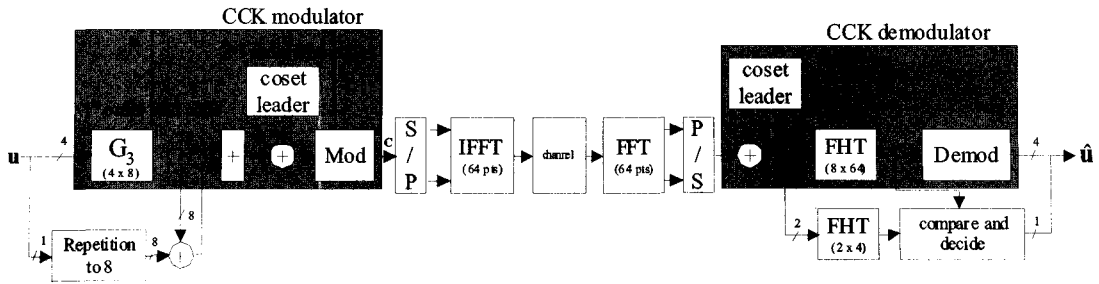


그림 1. 제안한 시스템의 블록도

식 (2-5)를 바탕으로 한 제안된 시스템은 그림 1과 같다. RM(1, 4)를 위한 입력 벡터는 5비트이다. 그 중 4비트는 RM(1, 3)의 G3와 연산을 하고, 나머지 한 비트는 그 비트 값을 길이를 8까지 반복한 후 앞에서 구한 G3의 출력이 더해진다. G3에 의해서 나온 값과 확장된 마지막 비트와 G3의 출력을 더한 값을 병렬로 나열을 하게 되면 RM(1, 4)의 G4에 의해 나온 값과 동일한 값이 된다. 여기에 $m=4, Q=4$ 를 적용하여 코셋 리더를 구하면 12개의 코셋 리더 생성이 가능하고, 그 중 [0002002000022202], [0002002002000222]를 선택하면 그림에서 표시된 상위부분은 CCK 방식과 동일한 변조가 된다.

III. OFDM 시스템의 PAPR 감소

두 개의 Golay complementary sequences (x, y)로 구성된 Golay complementary pair는 다음과 같이 비주기 자기 상관함수 특징을 가진다. 시간 이동 (u)이 있을 때에는 그 자기 상관함수 값이 0이고, 시간 이동이 없을 때에만 자기 상관함수 값을 가지게 된다[3]:

$$\sum_{k=0}^{N-1} (x_k x_{k+u} + y_k y_{k+u}) = C_x(u) + C_y(u) = \begin{cases} 2N, & u = 0 \\ 0, & u \neq 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

여기서, N 은 부반송파의 개수를 의미한다. 식 (3-1)을 푸리에 변환을 하게 되면, 하나의 Golay

complementary sequence는 최대 파워가 $2N$ 이하로 나오게 된다.

$$PAPR = 10 \log \frac{P_{Peak}}{P_{Average}} = 10 \log N [dB] \quad (3-2)$$

수학적인 PAPR 정의식이 식 (3-2)와 같으므로, Golay complementary sequence의 PAPR은 최대 3dB 이하로 나타나게 된다.

그림 1에서와 같이 CCK 변조기를 지난 신호는 병렬로 바뀌어서 역 고속 푸리에 변환 (IFFT)을 하게 된다. CCK 변조기를 통한 한 코드워드의 길이는 16인데, 부반송파 수는 64 이므로 4개의 CCK 신호를 이용하여 역 고속 푸리에 변환을 하게 된다.

일반적으로 64개의 부반송파를 사용하는 OFDM 시스템에 있어서 그 PAPR 값은 부반송파 수에 비례해서 약 18dB 값이 나오게 된다. 하지만, 제안된 시스템에 있어서는 모든 코드워드가 각각 PAPR이 최대 3dB 이하인 Golay complementary sequence이므로, 그 값은 최대 9dB 이하가 된다. 그러므로, PAPR이 약 9dB 개선이 되었다. 제안한 시스템을

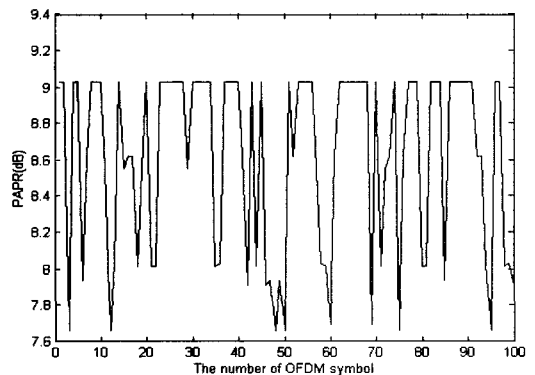


그림 2. 제안한 시스템에서 PAPR

바탕으로 임의의 OFDM 심볼을 이용하여 시뮬레이션을 하였다. 그림 2와 같이 앞에서 언급한 바와 같이 각 심볼에 대한 PAPR 값이 모두 9dB 이하로 나타남을 알 수 있다.

IV. 제안한 시스템의 수신부 복잡도 감소

일반적으로 1차 RM 코드를 위한 복호는 2^m 크기의 FHT를 통해 수행한다. RM(1, 4)를 사용하는 시스템을 위해서는 실질적으로는 16 256 사이의 블록이 필요하지만, 제안한 시스템을 위해서는 그림 1에서와 같이 8 64 와 2 4 크기의 FHT 블록 2개를 사용하여 복호가 가능하다. 8 64 크기의 FHT 블록은 Maximum-likelihood 과정을 거쳐서 입력 벡터의 4비트를 결정하고, 나머지는 한 비트는 두 FHT 블록 최대값의 위상 차이로서 구할 수 있다.

FHT 행렬은 다음과 같이 일반화 될 수 있다[4]:

$$\mathbf{H}_m = \prod_{i=1}^m \mathbf{I}_{2^{m-i}} \otimes \mathbf{H}_1 \otimes \mathbf{I}_{Q^{i-1}} \quad (4-1)$$

여기서 \otimes 는 Kronecker 곱을 정의하고, 기본 행렬 \mathbf{H}_1 은 $Q = 4$ (QPSK)일 때, 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

제 2장에서 살펴 보았듯이 특정 RM 코드 즉, RM(1, 3)으로부터 코드워드를 생성하여, 코셋 리더와의 결합으로 등가를 이루었다. 이렇게 생성되어진 코드는 8 64 크기의 FHT 블록을 이용하여 복호가 가능하다. 그림 1과 같이 제안한 시스템을 살펴보면 마지막 한 비트는 길이를 8까지 반복하고 G3의 결과를 더하였다. 이것은 G3의 코드워드 결과에 위상이 동일하게 변한 것과 같은 결과이다. 그러므로, 마지막 한 비트를 찾기 위해서는 위상 차이만 있으면 되므로, 아래 부분의 FHT 블록은 8 64 크기를 사용할 필요 없이 2 4 크기를 사용하여 마지막 비트 값을 찾을 수 있다. 그것을 수학적으로 살펴보면 다음과 같다.

$m = 3, Q = 4$ 일 때 FHT 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_3 &= \prod_{i=1}^3 \mathbf{I}_{2^{2-i}} \otimes \mathbf{H}_1 \otimes \mathbf{I}_{4^{i-1}} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & -j\mathbf{H}_2 & -\mathbf{H}_2 & j\mathbf{H}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-3)$$

\mathbf{H}_2 는 다음과 같이 \mathbf{H}_1 에서 확장된 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & -j\mathbf{H}_1 & -\mathbf{H}_1 & j\mathbf{H}_1 \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

수신된 벡터를 $\mathbf{r}_1 = [r_0, r_1, \dots, r_7]$, $r_i \in \{\pm 1, \pm j\}$ 이라 하면, $\mathbf{H}_3 = [\mathbf{K}_0 | \mathbf{K}_1 | \dots | \mathbf{K}_{63}]$ 이다.

$$\mathbf{r}_1 \mathbf{H}_3 = [\mathbf{r}_1 \mathbf{K}_0 | \mathbf{r}_1 \mathbf{K}_1 | \dots | \mathbf{r}_1 \mathbf{K}_{63}] \quad (4-5)$$

식 (4-5) 컴포넌트 중 가장 큰 값은 $\{\pm 8, \pm 8j\}$ 중 하나이다. 여기서, $\mathbf{K}_i = [k_0 \ k_1 \ \dots \ k_7]^T$ 을 i 번째 열 벡터로 정의를 하면:

$$\mathbf{r}_1 \mathbf{K}_i \in \{\pm 8, \pm 8j\}, |\mathbf{r}_1 \mathbf{K}_i| = \left| \sum_{i=0}^7 r_i k_i \right| = 8 \quad (4-6)$$

다음과 같은 경우에만 식 (4-6)을 만족하게 된다.

$$r_0 k_0 = r_1 k_1 = \dots = r_7 k_7 \in \{\pm 1, \pm j\} \quad (4-7)$$

2×4 크기의 FHT 블록 부분의 수신 벡터를 $\mathbf{r}_2 = [r_0, r_1]$ 라고 하고, $\mathbf{P}_i = [k_0 \ k_1]^T$ 를 \mathbf{H}_1 의 열 벡터라고 하면, $\mathbf{r}_2 \mathbf{P}_i \in \{\pm 2, \pm 2j\}$ 이다. 식 (4-7)과 같이 각각의 컴포넌트 값은 모두 동일해야 한다. 앞에서 언급했듯이 2×4 크기의 FHT 블록 부분은 8 64 크기의 FHT 블록 부분처럼 인덱스로서 그 값을 복호하는 것이 아니라, 단지 8 64 크기의 FHT 블록 부분에서 나온 최대값과의 위상 차이 값을 구하기 위해 필요한 블록이다. \mathbf{H}_3 행렬이 \mathbf{H}_2 에 의해 확장되고, \mathbf{H}_2 는 \mathbf{H}_1 에 의해 확장이 된 형태이므로 수신된 벡터를 곱하게 되면 각각의 행렬의 최대값의 크기는 변하더라도 그 위상 성분은 변하지 않게 된다. 이것의 일반화된 형태는 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m-1} & \mathbf{H}_{m-1} & \mathbf{H}_{m-1} & \mathbf{H}_{m-1} \\ \mathbf{H}_{m-1} & -j\mathbf{H}_{m-1} & -\mathbf{H}_{m-1} & j\mathbf{H}_{m-1} \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

V. 시뮬레이션 결과 및 결론

Golay complementary sequences는 앞에서 언급 했듯이 OFDM 시스템에 적용 시 PAPR이 최대 3dB 이하를 가지는 특별한 성질을 가지고 있다. 이러한 특징을 IEEE 802.11g 무선랜 모델에 적용 시 송신부에서 CCK 변조부 등과 생성과 동시에 PAPR을 줄이기 위한 추가 블록 없이도 PAPR을 약 6dB 개선 할 수 있다.

여기에 변수의 개수를 늘려서 RM(1, 4)로 확장 하였을 때, RM(1, 3)보다 에러 정정 능력이 증가하고 PAPR 또한 3dB 더 개선할 수 있다. 하지만, RM(1, 3)보다 코드 레이트가 감소하는 단점이 있다. 그림 3은 제안한 시스템과 CCK에 대해서 SNR (Signal to Noise Ratio) 대 SER (Symbol Error Ratio)의 성능 곡선을 보여주고 있다. SER이 10⁻⁴일 때 제안한 시스템이 CCK보다 약 3dB 개선되어 나타나는 것을 볼 수 있다.

마지막으로 제안된 시스템을 IEEE 802.11g 무선랜과 호환을 하기 위해서는 수신부의 수정이 필요하다.

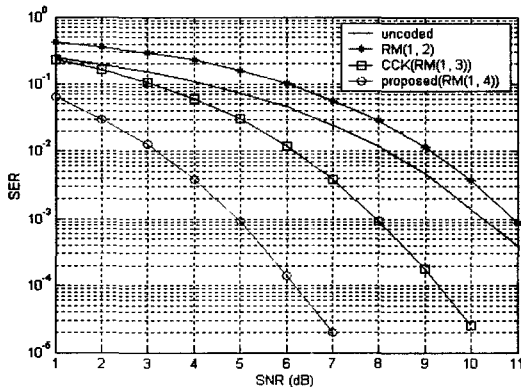


그림 3. RM 코드의 성능 개선

참고 문헌

[1] IEEE Standard 802.11g/D4.0, *Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz Band*, September 2002.

[2] J. A. Davis, and J. Jedwab, "Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences, and Reed-Muller Codes", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397-2417, November 1999.

[3] M. J. E. Golay, "Complementary series" *IRE Transaction on Information Theory*, vol. IT-7, pp. 82-87, April 1961.

[4] A. J. Grant and R. D. J. Van Nee, "Efficient Maximum-Likelihood Decoding of Q-ary Modulated Reed-Muller Codes" *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 5, May 1998.

[5] W. Jeong, H. Park, H. Lee and S. Hwang, "Performance Improvement Techniques for CCK OFDM WLAN Modem", *IEEE International Conference on Consumer Electronics*, WAM 12.3, L.A, USA, June 2003.

[6] F. J. MacWilliams and N. J. A. Sloane, *The Theory of Error-Correcting Codes*. Amsterdam, Netherlands: North-Holland, 1977.

[7] R. D. J. Van Nee, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*, Artech House Publishers, 2000.

[8] T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimization of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding," *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conf.*, pp. 904-908, Chicago, IL, July 1995.

[9] R. D. J. Van Nee, "OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction," *IEEE Globecom*, pp. 740-744, London, U.k., November 1996.

[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 scheme," *Electron. Letter*, vol. 30, pp. 2098-2099, 1994.

정 원 정(Wonjeong Jeong)

준회원



2002: 한국항공대학교

항공통신정보공학과 학사

2004: 한국정보통신대학교(ICU)

정보통신공학과 석사

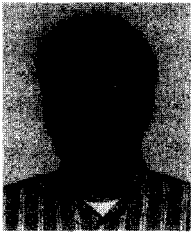
2004: 삼성전자 통신연구소

Wibro System Lab. 연구원

관심분야: WIBRO System, PAPR Reduction,
Channel Estimation

박 현 철(Hyuncheol Park)

정회원



1983: 연세대학교 전자공학과
학사

1985: 연세대학교 전자공학과
석사

1997: Georgia Institute of
Technology 전자공학과 박사

1997 ~ 2002: 삼성전자
수석연구원

2002~ 한국정보통신대학교(ICU) 공학부 조교수

관심분야 : 초고속 무선통신, 부호이론