

# PPM-DCSK 변조를 이용한 카오스 시스템

## Chaos system using PPM-DCSK modulation

김성곤\*, 장은영\*\*★

Sung-Gon Kim\*, Eun-Young Jang\*\*★

### Abstract

In the M-ary DCSK system up to now, as M increases, the distance between constellation signal points becomes closer and performance deteriorates. we propose a hybrid modulation scheme based on PPM and DCSK to improve the BER performance. one part of the bit is modulated by the PPM and the other part by DCSK. Thus, the information bearing signal is modulated simultaneously according to the selected pulse position of the PPM determined by the information bit and the additional information bit. The analytical BER performance of the proposed plan is derived and verified by simulation. The results show that the proposed scheme outperforms conventional M-DCSK, code index modulation DCSK and rectified code index DCSK in additional white Gaussian noise and multipath Rayleigh fading channels.

### 요약

현재까지의 M진 DCSK 시스템에서 M이 증가함에 따라 성상도 신호점 사이의 거리는 더 가까워져서 성능이 저하된다. 본 논문에서는 비트 오류율 (BER) 성능을 향상시키기 위해 펄스위치변조 및 DCSK를 기반으로 하이브리드 변조 방식을 제안한다. 비트의 한 부분은 PPM에 의해 변조되고 다른 부분은 DCSK에 의해 변조된다. 따라서 정보 베어링 신호는 정보 비트 및 추가 정보 비트에 의해 결정되는 PPM의 선택된 펄스 위치에 따라 동시에 변조된다. 제안된 방식은 BER 성능은 시뮬레이션에 의해 도출되고 검증된다. 결과는 논문에서 제안한 방식이 부가적인 백색 가우시안 잡음 및 다중 경로 레일리 페이딩 채널에서 기존의 M-DCSK, 코드 인덱스 변조 DCSK 및 정류 코드 인덱스 DCSK를 능가한다는 것을 보여준다.

*Key words* : chaos communication, PPM, DCSK, PPM-DCSK, M-DCSK

### 1. 서론

카오스 통신은 저전력, 낮은 복잡성 및 우수한 안티 페이딩 기능으로 인해 확산 스펙트럼 통신 시스템에서 널리 사용될 수 있으므로 주목을 받고 있다 [1]. 카오스 통신을 위해 제안된 변조 기법인 DCSK (Differential Chaos Shift Keying)는 단순한 트랜

시버 온 피처 레이션과 다중 경로 페이딩 채널에 대한 탁월한 성능을 특징으로하며, 채널 추정기 및 이퀄라이제이션없이 단순한 비일관성 복조기만을 필요로 한다[2-4]. 인덱스 변조를 사용하는 순열 인덱스 DCSK(PI-DCSK)와 코드 인덱스 변조 DCSK (CIM, CCI-DCSK)와 같은 DCSK의 일부 변형도 제안되었다[5-8].

\* Professor, Dept. of IT Convergence Control, Busan Campus of KOREA POLYTECHNIC

\*\* Consultant of Korea Invention Promotion Association

★ Corresponding author

E-mail : kim3pyo1@kopo.ac.kr, Tel : +82-51-330-7797

※ Acknowledgment

Manuscript received Aug. 31, 2020; revised Sep. 18, 2020; accepted Sep. 22, 2020.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

MPSK(M-ary phase-shift-keying) 성상을 갖는 다중 해상도 M-ary DCSK는 성상 구조를 변경함으로써 더 나은 BER 성능을 제공하는 QCSK(quadrature chaotic shift keying)에 기초하여 제안되었다[9]. 단순성과 고성능으로 인해 펄스 위치 변조(PPM)는 확산 스펙트럼 통신에도 널리 사용되고 있고 PPM을 사용하는 하이브리드 결합 변조의 아이디어는 광 통신에서 처음 제안되었다[10]. 또한 성능을 향상시키기 위해 전송된 기준 펄스 클러스터(TRPC)를 위한 하이브리드 펄스 PPM-BPSK 추가 공간이 제안되었다[11]. 마찬가지로, DCSK는 PPM과 결합하여 확산 스펙트럼 통신 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

기존의 M-ary DCSK의 BER 성능을 향상시키기 위해서 본 논문에서는 하이브리드 PPM-DCSK 변조 방식을 제안한다.

먼저, 하이브리드 2 차원 변조 방식에 기초하여, PPM 부품이 mc 비트 신호를 갖는 PPM 및 DCSK와의 혼합 변조 방식이 제안된다. 두 번째로 고려된 시스템에 대한 BER(bit error rate) 표현은 분석에 의해 얻어진 다음 시뮬레이션에 의해 검증된다. 결과는 제안된 시스템이 기존 M-DCSK, 다차원 CIM-DCSK 및 CCI-DCSK 체계보다 BER 성능이 더 우수함을 보여준다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 PPM-DCSK 시스템의 시스템 모델을 제시하고 III장에서 제안된 시스템의 BER 표현 계산을 도출한다. IV장에 시뮬레이션 결과와 성능비교를 하고 V장에서 결론으로 마무리한다.

## II. 시스템 모델

제안한 시스템의 송신기는 그림 1과 같다.

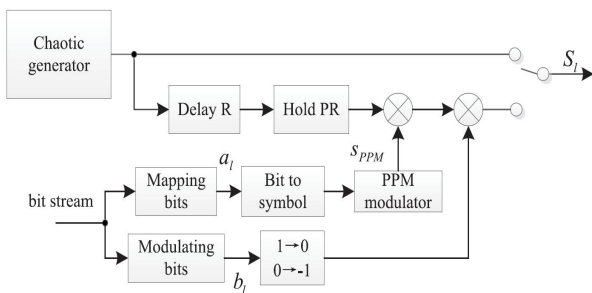


Fig. 1. Block diagram of PPM-DCSK transmitter.  
그림 1. PPM-DCSK 송신기의 블록 다이어그램

여기서 총 전송 비트는  $m_c + 1$ 이고 심볼 기간은  $(2^{m_c} + 1) R$ 이다. 제안된 시스템에서  $m_c$  비트는 PPM 위치에 매핑된다.

전송된 신호  $s_l$ 은  $c_x$ 가 길이가 R인 카오스 신호이고,  $b_l \in \{-1, 1\}$ 이 정보 비트이고, 크로네커 연산자인 경우로 표현될 수 있다.

$$S_l = [ \underbrace{c_x}_{reference}, \underbrace{b_{lsPPM} \otimes c_x}_{information-bearing} ] \quad (1)$$

제안된 시스템에서 정보 비트는 PPM 프레임의 한 위치에서 전송된다. 위치는 매핑 비트에 의해 결정된다.

$sPPM = [0, 0, \dots, 1_{a_l}, \dots, 0]_{1 \times P}$  ( $P = 2^{m_c}$ ), 여기서  $1_{a_l}$ 은 sPPM의 a번째 위치가 1임을 나타낸다.  $a_l$ 은 비트를 매핑하여 변환되는 위치 인덱스 변조의 심볼이다.

전송된 신호가 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널에 의해 손상되었다고 가정하면 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_l = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \otimes s_l n_l \quad (2)$$

여기서 L은 경로 수,  $\alpha_l$ 과  $\tau_l$ 은 각각 l번째 경로의 채널 계수와 경로 지연,  $\otimes$ 는 컨볼루션 연산자를 나타낸다. 또한 채널 계수는 각 심볼 기간 동안 일정하며 최대 다중 경로 지연은 R보다 훨씬 짧다 (예:  $R \gg \tau_{lmax}$ ).  $n_l$ 은 평균값이 0이고 분산이  $N_0/2$ 인 부가 백색 가우스 잡음(AWGN)이다. 그림 2는 수신기의 블록 다이어그램이다.

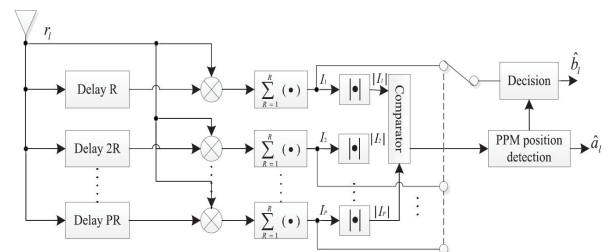


Fig. 2. Block diagram of PPM-DCSK receiver.  
그림 2. PPM-DCSK 수신기의 블록 다이어그램

수신기는 DCSK 신호에서 변조 비트를 감지할 뿐만 아니라 PPM의 인덱스 위치도 감지해야 한다.

즉 수신된 참조 신호가 수신된  $sPPM$ 의 각각의 길이  $R$ 과 상관되어야하므로 PPM 신호의 정보 포함 신호의  $a_l$ 부분은 식(3)과 같이 쓸 수 있다.

$$r_\infty = r_{a_l}, 1 \leq a_l \leq P \quad (3)$$

$m = a_l$  일 때  $m$  번째 분기의 결정 변수  $I_m$ 은 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$I_m = \sum_{i=1}^R \left( \sum_{l=1}^L \alpha_l c_x + n_r \right) \left( \sum_{l=1}^L \alpha_l b_l c_x + n_{r-R} \right) \quad (4)$$

마찬가지로  $m \neq a_l$  일 때  $m$  번째 분기의 결정 변수는 식(5)과 같이 표현 될 수 있다.

$$\begin{aligned} I'_m &= \sum_{i=1}^R \left( \sum_{l=1}^L \alpha_l c_x + n_r \right) (n_{r-R}) \\ &= \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l c_x n_{r-R} + \sum_{i=1}^R n_r n_{r-R} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 기호  $a_l$  및  $b_l$ 은 각각 다음과 같이 추정 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{a}_l &= \arg \max_{m=1, \dots, P} (|I_m|, |I'_m|) \\ \hat{b}_l &= \text{sign}(I'_m) \end{aligned} \quad (6)$$

식(6)에서 추정된  $a_l$ 의 최대값은 PPM 프레임에서 정보를 포함하는 신호의 위치로 결정되고,  $b_l$ 은 해당 상관기의 출력을 복조하여 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그러면 위치별로 매핑된 비트는 10 진수에서 2 진수로 변환하는 부분에서 얻을 수 있다.  $m_c$  매핑된 비트의 경우 PPM-DCSK, CIMDCSK 및 CCI-DCSK의 심볼기간은 각각  $(2^{m_c} + 1) * R$ ,  $(2^{m_c} + 1) * R$  및  $2^n * R (n \geq m_c)$  이다[1,6]. 따라서 대역폭 효율성이 비슷하다.

### III. PPM-DCSK 분석의 성능

#### 1. 시스템 BER 분석

전체 시스템 BER은 변조된 비트  $P_{cm}$ 의 BER과 매핑된  $P_{cim}$ 의 BER의 함수이며, 이는 PPM 검출 오류 확률  $P_{ed}$ 의 오류 확률 함수이다.  $m_c$ 를 PPM

인덱스 변조 심볼의 한 위치에 매핑된 비트 수로 설정한다. 심볼  $a_l$ 은  $m_c$ 비트에서 매핑되며 나머지  $P-1$  잘못된 위치 중 하나를 감지 할 확률은 모든 위치에서 동일하다. 따라서 오류 수에 대한 예상은 다음과 같이 식(7)로 표현할 수 있다.

$$Q = \sum_{i=1}^{m_c} i \frac{\binom{m_c}{i}}{P-1} \quad (7)$$

여기서  $P-1$  부정확 한 위치 확률은  $\frac{1}{p-1}$ 이고  $\binom{n}{m} = \frac{n!}{m!(n-m)!}$  이다. 따라서 매핑된 비트의 BER은 다음과 같이 식(8)과 같이 계산된다.

$$P_{ecim} = \frac{Q}{m_c} P_{ed} \quad (8)$$

변조된 비트에 대한 BER은 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$P_{em} = P_e (1 - P_{ed}) + 0.5 P_{ed} \quad (9)$$

여기서  $P_e$ 는 DCSK의 비트 오류 확률이고 변조 비트의 오류 확률이 잘못된 경우 잘못된 PPM 위치 검출 확률은 50 %이므로 전체 시스템의 오류 확률은 다음과 같이 식(10)으로 표현할 수 있다.

$$P_{sys} = \frac{m_c}{m_c + 1} P_{ecim} + \frac{1}{m_c + 1} P_{em} \quad (10)$$

#### 2. $P_{ed}$ 의 유도

변조 심볼  $b_l = +1$  및  $a_l = \hat{m}$  (PPM에 대한 위치 인덱스 선택이 모두 전송된다고 가정한다. 따라서  $I_m$ 과  $I'_m$ 의 평균과 분산은 각각 다음과 같이 식(11)로 계산된다.

$$\begin{aligned} \mu_1 &= E\{I_m\} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E_s}{2}, \mu_2 = E\{I'_m\} = 0 \\ \alpha_1^2 &= \sum_{l=1}^L \text{Var}\{I_m\} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E_s N_0}{2} + \frac{N_0^2 R}{4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha_2^2 &= \text{Var}\{I'_m\} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E_s N_0}{4} + \frac{N_0^2 R}{4} \\ &= E_s N_0 \underbrace{\left( \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2}{4} + \frac{R}{4r_s} \right)}_{\chi} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $E_s = 2RE\{x^2\}$ 는 PPM-DCSK의 심볼 에너지는  $r_s = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2$ 이고  $E_s/N_0$ 은 신호 대 잡음비,  $E\{\bullet\}$ 는 기대 연산자,  $\text{Var}\{\bullet\}$ 는 분산 연산자이고 랜덤 변수  $|I_m|$  및  $|I'_m|$ 은 동일한 정규 분포를 따르므로  $|I_m|$ 의 확률 밀도 함수 및 누적 분포 함수  $|I'_m|$  각각 다음과 같이 계산된다.

$$f_{|I_m|}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{|I_m|}^2}} \left\{ e^{-\frac{(y-\mu_{|I_m|})^2}{2\sigma_{|I_m|}^2}} + e^{-\frac{(y+\mu_{|I_m|})^2}{2\sigma_{|I_m|}^2}} \right\} \quad (12)$$

$$F_{|I'_m|}(y) = \text{erf}\left(\frac{y}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \quad (13)$$

$\mu_{|I_m|}$  및  $\sigma_{|I_m|}^2$ 은  $|I_m|$ 의 평균과 분산이고 다음과 같이 식(14)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mu_{|I_m|} &= \sqrt{\frac{2\sigma_1^2}{\pi}} e^{-\frac{\mu_1^2}{2\sigma_1^2}} - \mu_1 \text{erf}\left(-\frac{\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) \\ &= \sqrt{E_s N_0} \gamma \end{aligned} \quad (14)$$

여기서  $\gamma$ 는 식 (15)와 같다.

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} + \frac{R}{4\pi r_s}} e^{-\left(\frac{1}{\frac{4}{r_s} + \frac{2R}{r_s^2}}\right)} \\ &\quad - \frac{\sqrt{r_s}}{2} \text{erf}\left(-\sqrt{\frac{1}{\frac{4}{r_s} + \frac{2R}{r_s^2}}}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

그리고

$$\begin{aligned} \sigma_{|I_m|}^2 &= \mu_1^2 + \sigma_1^2 - \mu_{|I_m|}^2 \\ &= E_s N_0 \underbrace{\left( \frac{r_s}{4} + \frac{1}{2} + \frac{R}{4r_s} - \gamma^2 \right)}_{\rho} \end{aligned} \quad (16)$$

$X_1 = \max\{|I_m|\}, m = 1, 2, \dots, P-1$ 이라고 가정

한다. PPM위치의 검출 오류 확률은 다음과 같이 식(17)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} P_{ed} &= 1 - P_r\{Y \geq X\} \\ &= \int_0^\infty [1 - P_r\{y \geq X\}] f_{|I_m|}(y) dy \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{|I_m|}^2}} \int_0^\infty \left[ 1 - \left[ \text{erf}\left(\frac{y}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \right]^{P-1} \right] \\ &\quad \times \left\{ e^{-\frac{(y-\mu_{|I_m|})^2}{2\sigma_{|I_m|}^2}} + e^{-\frac{(y+\mu_{|I_m|})^2}{2\sigma_{|I_m|}^2}} \right\} dy \end{aligned} \quad (17)$$

$\mu = \frac{y}{\sqrt{E_s N_0}}$ 라고하면 위치 감지 오류 확률은 다음과 같이 도출된다.

$$\begin{aligned} P_{ed} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \int_0^\infty \left[ 1 - \left[ \text{erf}\left(\frac{\mu}{\sqrt{2\lambda}}\right) \right]^{P-1} \right] \\ &\quad \times \left\{ e^{-\frac{(y-\gamma)^2}{2\rho}} + e^{-\frac{(y+\gamma)^2}{2\rho}} \right\} d\mu \end{aligned} \quad (18)$$

$P_e$ 는 다음과 같이 계산할 수 있는 DCSK의 비트 오류 확률이다.

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\left[\frac{4}{r_s} + \frac{2R}{r_s^2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right) \quad (19)$$

전체 시스템 마지막으로 식(10)에 식(10)을 대입하여 Rayleigh 페이딩 채널을 통해 PPM-DCSK의 BER을 얻고 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널의 오류확률은 식(20)과 같이 주어진다.

$$P_{mul} = \int_0^\infty P_e \cdot f(r_s) dr_s \quad (20)$$

여기서  $f(r_s)$ 는  $r_s$ 의 PDF이다[4].

#### IV. 시뮬레이션 결과

AWGN 및 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널을 통해 제안된 시스템의 성능을 평가하기 위해 시뮬레이션을 하고 결과는 AWGN 및 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널 모두에 대한 이전 분석에서 도출된 이론적 결과와 비교하였다. 모든 그림에서 SF는 확산 인자를 나타내고  $m_c$ 는 PPM 변조의 한 위치에 매핑된 비트이다. 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널에

서는 평균 전력 이득  $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = E[\alpha_3^2] = \frac{1}{3}$  이고, 경로 지연  $\tau_1 = 0, \tau_2 = 1, \tau_3 = 2$ 을 갖는 3개의 경로로  $L=3$ 이다.

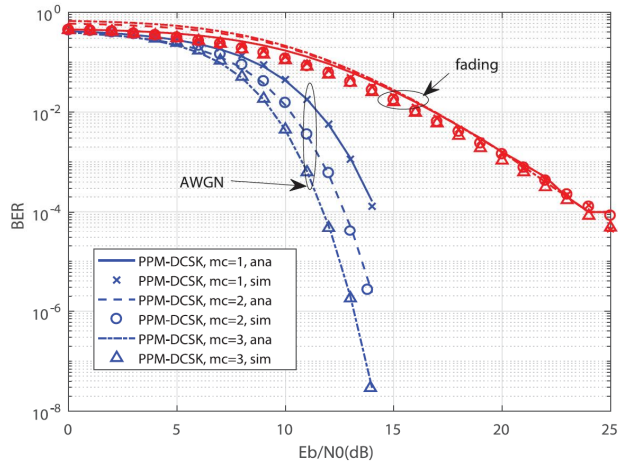


Fig. 3. BER according to  $m_c$  in AWGN, Rayleigh multipath fading channel ( $SF=64, P=2m_c$ ).

그림 3. AWGN 및 Rayleigh 다중 경로 페이딩 채널에서  $m_c$ 에 따른 BER( $SF=64, P=2m_c$ )

PPM-DCSK의  $m_c$ 는 PPM의 변조 된 비트 수를 의미하고 변조 된 비트의 전체 수는  $m_c + 1$ 인 반면 M-DCSK의 전체 수는  $m_c$ 이다. PPM-DCSK에 대한 분석 및 시뮬레이션 결과는 그림 3에 나와 있으며, 분석 결과는 높은 SNR에서 시뮬레이션과 일치한다. 또한 그림에서 확인할 수 있듯이 BER은  $m_c$ 가 증가함에 따라 항상 감소하고 SF가 AWGN에서 감소함에 따라 다중 경로 페이딩에 미치는 영향이 적은 것을 확인할 수 있다. 이렇게 동작하는 이유는  $m_c$ 가 증가함에 따라 동일한 심볼 에너지에서 더 많은 비트가 전송되기 때문이다. 즉, 전송 된 각 비트에 더 적은 에너지가 필요하다.

그림 4는 AWGN 채널을 통한 PPMDCSK, CIM-DCSK, CCI-DCSK 및 M-DCSK의 성능 비교이다. PPM-DCSK는 다른 방법보다 낮은 BER을 나타내며, 또한  $m_c$ 가 증가하면 M-DCSK의 BER이 증가하고 PPM-DCSK가 감소한다. M-DCSK에 대한 PPM-DCSK의 이득은  $m_c$  증가에 따라 최소 약 4dB이고 CIM-DCSK 및 CCI-DCSK에 대한 이득은  $10^{-4}$ 에서 약 0.3dB, 2.5dB이다. PPM-DCSK의 성능은 M-DCSK에 비해 크게 향상되었음을 확인

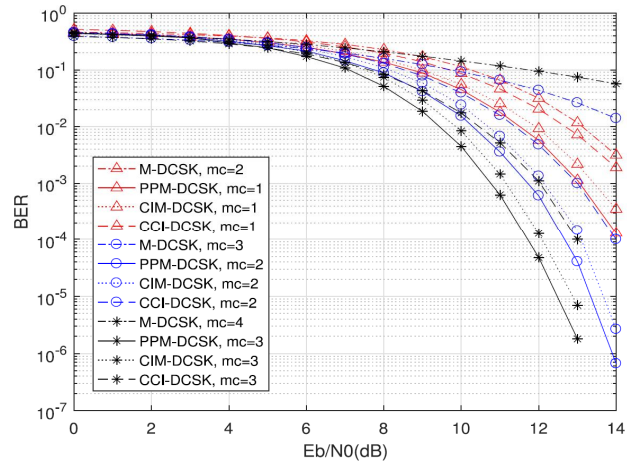


Fig. 4. Comparisons of BER performance over RAWGN channel( $SF=64$ ).

그림 4. AWGN 채널에 대한 BER 성능비교( $SF=64$ )

할 수 있다.

그림 5에서 볼 수 있듯이 다중 경로 조정 채널에서 PPM-DCSK의 BER 성능은  $SF=64$  일 때 다른 방법들보다 성능이 우수한 것을 확인 할 수 있다. 모든 방법들은 유사하게 증가하는 BER 동작을 가지며, PPM-DCSK는  $m_c$ 가 증가 할 때 다른 변조 방법들 보다 증가량이 작다.

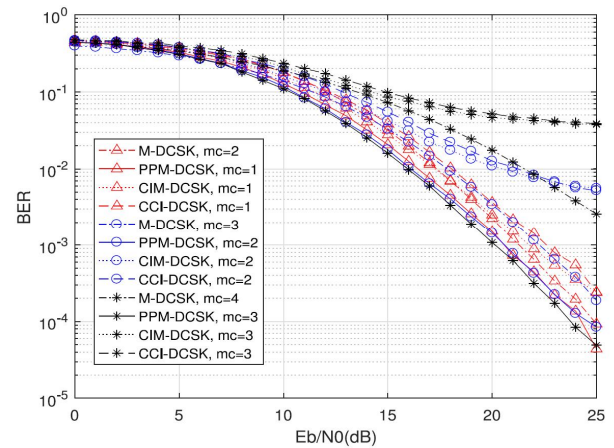


Fig. 5. Comparisons of BER performance over Rayleigh multipath fading channel( $L=3, SF=64$ ).

그림 5. Rayleigh 다중 경로 페이딩에 대한 BER 성능 비교 ( $L=3, SF=64$ )

제안 된 PPM-DCSK의 높은  $m_c$ 에서 우수한 성능을 가지는 것을 확인 할 수 있다.

그림 6은 AWGN 및 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널을 통해 이러한 방식의 변조 된 비트 수를 사용한 BER 성능이다.

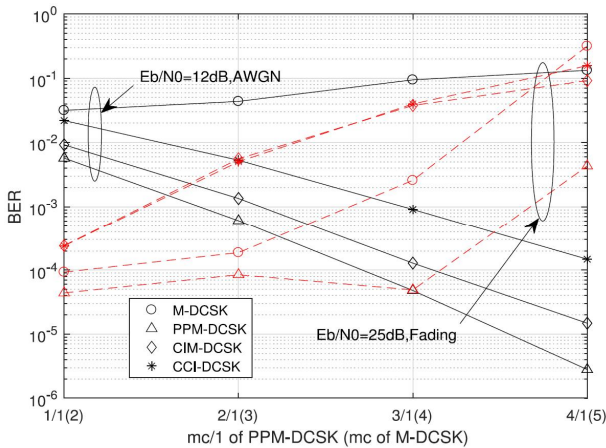


Fig. 6. Effect of the number of modulated bits on BER in AWGN and Rayleigh Multipath Fading Channels ( $L=3$ ,  $SF=64$ ).

그림 6. AWGN 및 Rayleigh 다중 경로 페이딩 채널에서 BER에 대한 변조 된 비트 수의 영향( $L=3$ ,  $SF=64$ )

M-DCSK의 성능은  $m_c$ 가 증가함에 따라 단조롭게 증가하지만  $m_c$ 가 증가함에 따라 PPM-DCSK, CIM-DCSK 및 CCI-DCSK의 성능은 페이딩환경에서는 증가하지만 AWGN은 감소한다.

## V. 결론

본 논문에서는 PPM과 DCSK를 결합한 새로운 하이브리드 변조 방식을 이용한 시스템을 제안했다. 이 변조방식은 M-DCSK 시스템에서 특히 M의 큰 값에서 성과 지점을 부정확하게 식별하는 문제를 방지한다. 제안된 시스템에서 정보 베어링 신호는 위치 변조에 의해 DCSK 변조 비트와 여분의  $m_c$  비트를 모두 전송하는 PPM에 의해 전송된다. BER 표현은 시뮬레이션을 통해 분석하고 검증하였다. BER 성능은 기존 M-DCSK, CIM-DCSK 및 CCI-DCSK와 비교하여 제안된 방법인 PPM-DCSK 시스템이 AWGN 및 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널에서 보다 우수한 BER 성능을 가지는 것을 확인하였다.

## References

[1] W. Xu, Y. Tan, F. C. M. Lau, and G. Kolumbán, "Design and optimization of differential chaos shift keying scheme with code index modulation,"

*IEEE Trans. Commun.*, vol.66, no.5, pp.1970–1980, 2018. DOI: 10.1109/TCOMM.2018.2805342

[2] G. Kolumbán, B. Vizvári, W. Schwarz, and A. Abel, "Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication," in *Proc. NDES, Seville*, pp.87–92, 1996.

DOI: 10.1109/TCSII.2016.2546901

[3] M. Dawa, G. Kaddoum, and Z. Sattar, "A generalized lower bound on the bit error rate of DCSK systems over multi-path Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol.65, no.3, pp.321–325, 2018.

DOI: 10.1109/TCSII.2017.2733381

[4] G. Cheng, L. Wang, W. Xu, and G. Chen, "Carrier index differential chaos shift keying modulation," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol.64, no.8, pp.907–911, 2017.

DOI: 10.1109/TCSII.2016.2613093

[5] M. Herceg, G. Kaddoum, D. Vranješ, and E. Soujeri, "Permutation index DCSK modulation technique for secure multiuser high-data-rate communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.67, no.4, pp.2997–3011, 2018.

DOI: 10.1109/TVT.2017.2774108

[6] G. Kaddoum, M. F. A. Ahmed, and Y. Nijsure, "Code index modulation: A high data rate and energy efficient communication system," *IEEE Commun. Lett.*, vol.19, no.2, pp.175–178, Feb. 2015.

DOI: 10.1109/LCOMM.2014.2385054

[7] G. Kaddoum, Y. Nijsure, and H. Tran, "Generalized code index modulation technique for high-data-rate communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.65, no.9, pp.7000–7009, 2016.

DOI: 10.1109/TVT.2015.2498040

[8] E. Jang, "Performance of optimization for Short Reference Differential Chaos Shift Keying Scheme," *J. of Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol.14, no.3, pp.453–460, 2019.

DOI: 10.1109/ICSPCC.2017.8242434

[9] G. Kaddoum, Y. Nijsure, and H. Tran, "Generalized code index modulation technique for high-data-rate communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.65, no.9, pp.7000–7009, 2016.

DOI: 10.1109/TVT.2015.2498040

[10] L. Bosotti and G. Pirani, "A PAM-PPM signalling format in optical fibre digital communications," *Opt. Quantum Electron.*, vol.11, no.1, pp.71-86, 1979. DOI: 10.1007/BF00624059

[11] G. Kaddoum, Y. Nijasure, and H. Tran, "Generalized code index modulation technique for high-data-rate communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.65, no.9, pp.7000-7009, 2016.

DOI: 10.1109/TVT.2015.2498040

## BIOGRAPHY

### Sung-Gon Kim (Member)



1997 : BS degree in Electronic Engineering, Dong-A Univ.  
 1999 : MS degree in Electronic Engineering, Dong-A Univ.  
 2003 : PhD degree in Electronic Engineering, Dong-A Univ.  
 2004~Present : Professor, KOREA POLYTECHNIC

### Eun-Young Jang (Member)



1998 : BS degree in Electronic Engineering, Dong-A Univ.  
 2000 : MS degree in Electronic Engineering, Dong-A Univ.  
 2008 : PhD degree in Electronic Engineering, Dong-A Univ.  
 2014.03~2020.08 : Professor, Silla Univ.

2020.09~Present : Consultant, Korea Invention Promotion Association