

# 역방향 DCSK를 이용한 카오스기반 통신 시스템

## Chaos based Communication System Using Reverse DCSK

장은영\*

Eun-Young Jang\*

### Abstract

In this paper, we propose a Reverse Differential Chaos Shift Keying (RE-DCSK) system for low cost, high reliability and high data rate non-coherent chaos communication. In RE-DCSK, reference signals are transmitted in the first slot as in the conventional differential chaos shift modulation scheme (DCSK) and in the second slot a time inversion block strengthens the autocorrelation of the chaos signal and uses the orthogonality of the two signals to obtain the information signal. RE-DCSK enables relatively double the data rate compared to DCSK and also improves the security of communications without any additional cost of system complexity. To prove its effectiveness, we analyze it through Rayleigh fading channel and additional white Gaussian noise (AWGN) channel based on the derived BER expression. The BER performance of the proposed system is improved when compared with the CDSK and DCSK system using AWGN channel.

### 요약

본 논문에서는 낮은 비용과 높은 신뢰성 그리고 데이터율이 좋은 비-코히어런트 카오스 통신을 위한 역방향 차동 카오스 편이변조(Reverse Differential Chaos Shift Keying, RE-DCSK) 시스템을 제안한다. RE-DCSK의 참조 신호들은 기존 차동 카오스 편이 변조 방식(DCSK)에서처럼 첫 번째 슬롯에서 전송하며 두 번째 슬롯에서는 시간 반전 블록이 카오스 신호의 자기상관 관계를 강화시키고 두 신호의 직교성을 이용하여 정보신호의 역할을 한다. RE-DCSK는 시스템의 복잡성에 따르는 어떠한 추가 비용도 없이 DCSK와 비교했을 때 상대적으로 두 배의 전송률을 가능하게 하고 통신의 보안 성능도 역시 향상시킨다. 그 효율성을 입증하기 위해 도출한 BER 표현식을 기반으로 레일리 페이딩 채널과 부가 백색 가우시안잡음(AWGN) 채널을 통하여 분석한다. 제안한 시스템의 BER 성능은 AWGN 채널을 사용한 상호지연 편이변조 방식(CDSK)와 DCSK 시스템과 비교하였을 경우 성능이 향상된다.

*Key words : chaos communication, DCSK, CDSK, RE-DCSK, spreading factor, non-coherent*

### 1. 서론

지난 수십 년간 카오스 신호를 이용한 수많은 디지털 통신 시스템은 집중적으로 논의되고 연구되어 왔다. 페이딩 효과의 감소, 그리고 LPI(Low

Probability of Interception) 전파방해에 대한 성능 등을 포함한 카오스 변조 통신의 고유 특성들 때문에 다양한 확산 스펙트럼 변조 시스템에 적합하고 단거리 및 보안 통신 분야에서 우수한 성능을 가지고 있다. 카오스 변조 시스템은 수신기가 카오스

\* Dept. of Smart Electrical and Electronic Engineering, Silla University

★ Corresponding author

E-mail : [electron@silla.ac.kr](mailto:electron@silla.ac.kr), Tel : +82-51-999-5635

※ Acknowledgment

Manuscript received Sep. 2, 2019; revised Sep. 24, 2019; accepted Sep. 26, 2019.

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.

동기화를 필요로 하는지의 여부에 따라서 코히어런트 또는 비-코히어런트 시스템으로 분류될 수 있다. 코히어런트 시스템은 수신기에서 카오스 신호의 정확한 복제가 필요하다. 아직까지도 카오스 신호의 정확한 재생은 과제로 남아 있기 때문에 코히어런트 시스템의 적용은 제한적이다[1]. 그와 반면에 카오스 동기화와 채널 추정기가 필요하지 않은 비-코히어런트 시스템은 구현 가능성이 더 높다.

지난 20여 년간 많은 사람이 여러 카오스 변조 체계를 제안하고 연구해왔으며 가장 많은 관심을 받은 시스템은 다중 경로 페이딩 또는 시간 변동 채널에 대해 뛰어난 성능을 가지고 있는 시스템은 DCSK(Differential Chaos Shift Keying)이다. DCSK에서 비트 당 지속시간은 두 개의 동등한 슬롯으로 나누어진다. 참조 신호가 첫 번째 슬롯으로 전송되고 참조신호의 반전된 정보신호는 순차적인 시간 슬롯으로 보내진다. 기존의 DCSK 시스템은 카오스 신호 순서의 반복으로 인해 신호의 속도가 느려지고 비트 에너지의 절반이 소모된다[2]. 반면에 CDSK(Correlation Delay Shift Keying) 시스템에서는 특정 시간지연 동안 참조 신호와 정보 신호가 함께 추가되고, 이는 송신기가 빠른 속도로 정보를 얻을 수 있도록 하여 지속적인 운영을 가능케 한다. 그러나 아쉽게도 수신기 측에서 내부 신호 혼선 또는 잡음 간섭이 발생된다. CDSK의 BER 성능은 DCSK보다 떨어진다[3]. 다중 반송파 DCSK(Multi Carry-DCSK) 시스템은 아날로그 네트워크 코딩 대응 상대에 의해 시스템의 에너지를 절약할 수 있고 스펙트럼 효율을 증가시킨다. 하지만 단점으로 병렬 전송의 대역폭을 필요로 한다[4]. 직교 카오스 편이변조(Quadrature Chaos Shift Keying : QCSK) 시스템은 카오스 신호의 직교성을 위해 힐버트 변환(Hilbert transform)를 사용한다[5]. 코드 편이(Code Shifted : CS) DCSK은 UWB(Ultra Wideband) 통신의 수요를 충족시키기 위해 참조 및 데이터 시퀀스로 Walsh 코드 대신 카오스 신호를 사용하여 다중화한다[6]. Walsh 함수 및 카오스 신호를 결합하여 에너지 효율을 향상시킨 직교 신호가 다중 레벨 FM(Frequency modulation)-DCSK 시스템에 적용된다. 또한 DCSK의 각 기준 샘플을 재활용하여 데이터 속도를 향상시킨 고효율 차동 카오스 편이 변조(High Efficiency : HE-DCSK)도 있다[7].

본 논문에서는 DCSK의 변형된 형태로 역방향

차동 카오스 편이변조(RE-DCSK) 시스템을 제안한다. RE-DCSK는 두 개의 분기 중 두 번째 시간 슬롯에 새로운 변조기가 있는 비 코히어런트 시스템으로 전송률이 높다. 첫 번째 분기에서 2진 정보는 변조된 지연 신호이며 두 번째 분기에서는 지연 신호가 시간 반전 블록을 통과한 후 또 다른 2진 정보를 변조한다. 마지막으로 두 분기들의 정보 참조 신호는 전송될 새로운 정보 참조신호에 추가되어 전송된다. 시간 반전 블록은 카오스 신호의 자기상관성을 강화시키고 인접 정보 관련 신호들 사이의 관계는 거의 직교한다. 이러한 이유로 RE-DCSK 시스템은 DCSK와 비교했을 때 같은 대역폭 사용과 비트 지속기간에서 전송률을 향상시킨다. 그 효과를 확인하기 위해 이론적인 BER 식은 레일리 페이딩 채널(Rayleigh flat fading channel)과 AWGN채널 하에서 분석한다. 그밖에 BER 성능을 시스템 매개 변수의 시뮬레이션 결과를 이용해서 논의하고 증명한다. 또한 제안된 시스템은 DCSK와 CDSK 시스템과 BER성능을 비교를 한다. II장에서 RE-DCSK 시스템 모델의 구조를 제안하고 III장에서는 RE-DCSK 시스템의 성능 분석, IV장과 V장에서 시뮬레이션 결과와 성능 비교 및 결론으로 구성되어 있다.

## II. RE-DCSK 시스템의 구조

그림 1은 일반적인 RE-DCSK 시스템의 송신기 블록 다이어그램이다. 기본적인 DCSK와 비교하여 RE-DCSK 시스템의 추가된 부분은 간단하고 구현하기 쉬운 하나의 덧셈기와 하나의 곱셈기이다.

그림 1에 확인할 수 있듯이 카오스 신호 생성기는  $i$  번째 순간에 신호  $x_i$ 를 생성한다. 시간 지연 블록 뒤에 비간섭성을 가진 시스템의 두 번째 시간 슬롯은 두 개로 나뉜다.

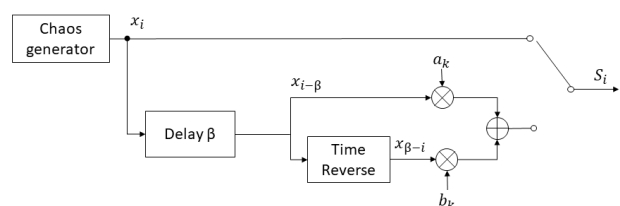


Fig. 1. Block Diagram of the RE-DCSK Transmitter.

그림 1. RE-DCSK 송신기의 블록 다이어그램

K번째 비트를 전송하는 동안 첫 번째 이진 정보  $a_K$ 는 지연된 카오스 신호  $x_{i-\beta}$ 에 의해 변조되고, 두 번째 이진 정보  $b_K$ 는 시간 반전된 카오스 신호  $x_{\beta-i}$ 에 의해 변조된다. 그런 다음 정보가 담긴 두 개의 신호를 합친다. 이후 단계에서 가산을 가능하게 하기 위해 정보 신호의 직교 신호를 생성하는 것을 목표로 한다. 마지막으로, 첫 번째 타임 슬롯 신호를 기준으로 두 번째 타임 슬롯 신호는 2개의 2진 정보 비트를 갖는다.

전송된 신호는 식(1)과 같이 표현 될 수 있다.

$$s_i = \begin{cases} x_i & 2k\beta < i \leq (2k+1)\beta \\ a_k x_{i-\beta} + b_k x_{\beta-i} & (2k+1)\beta < i \leq 2(k+1)\beta \end{cases} \quad (1)$$

시스템의 수신기는 카오스 신호를 재생산할 필요가 없다. 시간 반전 블록과 시간 지연 블록은 정보 비트를 디코딩할 때 사용된다. 수신된 신호는 지연 프로세스 및 시간 반전 프로세스를 거친다. 두 신호(시간지연 및 역방향 수신 신호)는 각각 자신의 신호와 상호관련이 있고 그 결과 두 신호는 비트 지속 기간의 절반 이상에 걸쳐 통합된다. 그림 2는 RE-DCSK 시스템의 수신기의 블록 다이어그램이다.

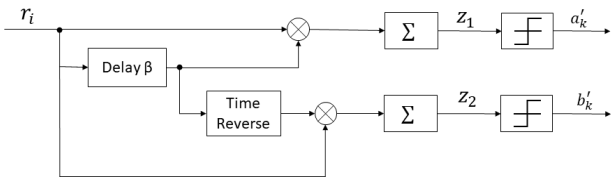


Fig. 2. Block Diagram of the RE-DCSK Receiver.  
그림 2. RE-DCSK 수신기의 블록다이어그램

분석을 위해 송신된 신호가 2개의 레일리 페이딩 채널의 간섭을 고려하고 있다.  $\lambda_1, \lambda_2$ 는 각각의 채널 계수이다.  $\tau$ 는 두 간섭간의 시간 지연이다.  $\lambda_1$ 와  $\lambda_2$ 는 비트 지속 시간동안 일정하게 유지된다고 가정한다.

따라서 채널 계수의 확률 밀도 함수(PDF)는 식(2)와 같다.

$$f(\lambda) = \frac{\lambda}{\sigma^2} e^{-\frac{\lambda^2}{2\sigma^2}} \quad (2)$$

여기서  $\sigma$ 는 포락선 검파 이전에 수신된 전압 신호의 RMS(root mean square)값을 표현하는 분포

의 스케일 매개 변수로 0보다 크다. 수신된 신호는 식(3)과 같이 쓸 수 있다.

$$r_i = \lambda_1 s_i + \lambda_2 s_{i-\tau} + n_i \quad (3)$$

여기서,  $n_i$ 는  $i$  번째 비트 시간 간격에서 독립적이고 동일하게 분산된 제로 평균 및  $N_0/2$  변화하는 가산 백색 가우시안 잡음의 시퀀스이다. 상관기 출력의 결정 변수는  $z_1$  및  $z_2$ 는 식(4)와 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} z_1 &= \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} r_i r_{i-\beta} \\ &= \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} (\lambda_1 a_k x_{i-\beta} + \lambda_1 b_k x_{\beta-i} + \lambda_2 a_k x_{i-\beta-\tau} \\ &\quad + \lambda_2 b_k x_{\beta-i-\tau} + n_i)(\lambda_1 x_{i-\beta} + \lambda_2 x_{\beta-i-\tau} + n_{i-\beta}) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} z_2 &= \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} r_i r_{\beta-i} \\ &= \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} (\lambda_1 a_k x_{i-\beta} + \lambda_1 b_k x_{\beta-i} + \lambda_2 a_k x_{i-\beta-\tau} \\ &\quad + \lambda_2 b_k x_{\beta-i-\tau} + n_i)(\lambda_1 x_{\beta-i} + \lambda_2 x_{\beta+\tau-i} + n_{\beta-i}) \end{aligned} \quad (5)$$

$z_1$ 과  $z_2$ 는 식(6)과 식(7)과 같이 단순화되고 확장될 수 있다.

$$\begin{aligned} z_1 &= \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} \underbrace{\lambda_1^2 a_k^2 x_{i-\beta}^2 + \lambda_2^2 a_k^2 x_{i-\beta-\tau}^2}_{U} + 2\lambda_1 \lambda_2 a_k x_{i-\beta} x_{i-\beta-\tau} \\ &\quad + \underbrace{\lambda_1^2 b_k x_{\beta-i} x_{i-\beta} + \lambda_1 \lambda_2 b_k x_{\beta-i-\tau} x_{i-\beta} + \lambda_1 \lambda_2 b_k x_{i-\beta-\tau} x_{\beta-i}}_I \\ &\quad + \underbrace{\lambda_2^2 b_k x_{i-\beta-\tau} x_{\beta-i-\tau}}_I + \underbrace{\lambda_1 x_{i-\beta} n_i + \lambda_2 x_{i-\beta-\tau} n_i + \lambda_1 a_k x_{i-\beta} n_{i-\beta}}_N \\ &\quad + \underbrace{\lambda_1 b_k x_{\beta-i} n_{i-\beta} + \lambda_2 a_k x_{i-\beta-\tau} n_{i-\beta} + \lambda_2 b_k x_{\beta-i-\tau} n_{i-\beta} + n_i n_{i-\beta}}_N \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} z_2 &= \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} \underbrace{\lambda_1^2 b_k x_{\beta-i}^2 + \lambda_2^2 a_k x_{i-\beta-\tau} x_{\beta+\tau-i} + \lambda_1 a_k x_{i-\beta} x_{\beta-i}}_U \\ &\quad + \underbrace{\lambda_2^2 b_k x_{\beta-i-\tau} x_{\beta+\tau-i} + \lambda_1 \lambda_2 a_k x_{i-\beta-\tau} x_{\beta-i} + \lambda_1 \lambda_2 b_k x_{\beta-i-\tau} x_{\beta-i}}_I \\ &\quad + \underbrace{\lambda_1 \lambda_2 a_k x_{i-\beta} x_{\beta+\tau-i} + \lambda_1 \lambda_2 b_k x_{\beta-i} x_{\beta+\tau-i}}_I \\ &\quad + \underbrace{\lambda_1 x_{\beta-i} n_i + \lambda_2 x_{\beta+\tau-i} n_i + \lambda_1 a_k x_{i-\beta} n_{\beta-i}}_N \\ &\quad + \underbrace{\lambda_1 b_k x_{\beta-i} n_{\beta-i} + \lambda_2 b_k x_{i-\beta-\tau} n_{\beta-i} + \lambda_2 b_k x_{\beta-i-\tau} n_{\beta-i} + n_i n_{\beta-i}}_N \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, U는 신호성분을 나타내고, I는 심볼 간 간섭(다중 경로 채널 및 카오스 시퀀스로부터 생성된 성분)이고, N은 가우시안 잡음으로부터의 간섭을 나타낸다.

### III. RE - DCSK 시스템의 성능 분석

2개의 주파수 비 선택적 레일리 페이딩 채널 및 AWGN 채널 하에서 RE-DCSK 시스템의 BER 수식을 도출한다. 제2종 체비셰프 다항 함수  $x_{i+1} = 1 - 2x_i^2 (x_i \in (-1, +1))$ 는 카오스 시퀀스를 생성하기 위해 사용된다. 기댓값은  $E[x_i^2] = 1/2$ 이고 분산값은  $var[x_i^2] = 1/8$ 이다. 사용하는 카오스 생성 맵은 카오스 시퀀스를 쉽게 생성하고 우수한 성능을 제공하기 때문에 송신기에서 사용된다[8].

시간반전 블록을 사용하여 카오스 신호와 그 역방향 신호를 직교시킨다. 두 카오스 신호 사이의 높은 직교성을 위해 확산 시퀀스 길이  $\beta$ 를 가능한 크게 한다.  $\beta, \tau$ 는  $0 < \tau \ll \beta$ 를 만족 시키며 ISI는 무시할 만하다. 즉  $\sum_{i=0}^{\beta-1} x_i x_{i-\tau} = 0$ 이다[9].

또한  $n_i$ 는  $i$  번째 비트 시간 간격에서 독립적이고 동일하게 분포된 AWGN의 시퀀스이다. 카오스 시퀀스는 잡음과 독립적으로 분리되어 있다[13].  $\lambda_1$ 와  $\lambda_2$ 는 서로 독립적이기 때문에 카오스 시퀀스와 가우시안잡음도 서로 독립적이고  $z_1$ 와  $z_2$ 의 구성요소 (U, I 그리고 N)도 독립적이다.

위의 조건에 따라 상관기 출력은 가우스 분포로 가정할 수 있다. 또한 상관기 출력은 분산과 평균값으로 완전히 특성화 될 수 있다. I와 N은 평균이 0이다.  $z_1$ 의 평균은 U의 평균과 같다. 즉,  $E[z_1] = (\lambda_1^2 + \lambda_2^2)a_k E_b$  여기서  $E_b = \sum_{i=(2k+1)\beta+1}^{2(k+1)\beta} E[x_i^2]$ 인 전송된 신호의 평균 비트 에너지이다.  $\beta$ 의 값이 큰 경우  $E_b$ 는 일정한 크기로 가정할 수 있다[14].  $z_1$ 의 분산값은 식(8)과 같다. 그리고 U, I 및 N의 분산을 계산하여 효율적으로 특성화 할 수 있다[11].

$$var[z_1] = 3(\lambda_1^4 + \lambda_2^4)\beta/8 + \lambda_1^2\lambda_2^2\beta + 3N_0\beta(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)/4 + (N_0^2\beta/4) \quad (8)$$

$erfc(\bullet)$ 를 보완된 오차 함수로 정의하고 식(9)와 같다.

$$erfc(\varphi) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\varphi}^{\infty} e^{-\mu^2} d\mu \quad (9)$$

상관기 출력의 BER 표현을 간단히 계산하면 식(10)과 같다.

$$BER = \frac{1}{2}P(z_1 < 0|a_k = +1) + \frac{1}{2}P(z_1 > 0|a_k = -1) \quad (10)$$

$$= \frac{1}{2}erfc\left(\frac{|E[z_1]|}{\sqrt{2var[z_1]}}\right)$$

$$BER_{z_1} = \frac{1}{2}erfc\left[\left(\frac{3(\lambda_1^4 + \lambda_2^4)}{2(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)^2} + \frac{4\lambda_1^2\lambda_2^2}{(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)^2}\right)\frac{1}{\beta} + \frac{3N_0}{2(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)E_b} + \frac{3\beta N_0^2}{4(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)^2 E_b^2}\right]\frac{1}{\beta} \quad (11)$$

식(11)은 두 개의 페이딩 채널에 대한  $z_1$ 의 이론적 BER 표현식이다.

그러나 실제로는 매 전송 순간마다 채널환경이 변경되므로 BER의 평균을 식(12)와 같이 다시 표현한다.

$$\overline{BER}_{z_1} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} erfc\left[\left(\frac{3(\lambda_1^4 + \lambda_2^4)}{2(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)^2} + \frac{4\lambda_1^2\lambda_2^2}{(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)^2}\right)\frac{1}{\beta} + \frac{3N_0}{2(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)E_b} + \frac{3\beta N_0^2}{4(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)^2 E_b^2}\right]^{-\frac{1}{2}} \left\} f(\lambda_1)f(\lambda_2)d\lambda_1d\lambda_2 \quad (12)$$

동일한 방법으로  $z_2$ 의 BER 표현도 식(13)~식(16)처럼 계산할 수 있다.

$$E[z_2] = \lambda_1^2 b_k E_b \quad (13)$$

$$var[z_2] = (3\lambda_1^4 + 4\lambda_2^4)\beta/8 + \lambda_1^2\lambda_2^2\beta + 3N_0\beta(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)/4 + (N_0^2\beta/4) \quad (14)$$

$$BER_{z_2} = \frac{1}{2}erfc\left[\left(\frac{3\lambda_1^2}{2} + \frac{2\lambda_2^4}{\lambda_1^4} + \frac{4\lambda_2^2}{\lambda_1^2}\right)\frac{1}{\beta} + \frac{3(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)N_0}{2\lambda_1^4 E_b} + \frac{\beta N_0^2}{4\lambda_1^4 E_b^2}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (15)$$

$$\overline{BER}_{z_2} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} erfc\left[\left(\frac{3\lambda_1^2}{2} + \frac{2\lambda_2^4}{\lambda_1^4} + \frac{4\lambda_2^2}{\lambda_1^2}\right)\frac{1}{\beta} + \frac{3(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)N_0}{2\lambda_1^4 E_b} + \frac{\beta N_0^2}{4\lambda_1^4 E_b^2}\right]^{-\frac{1}{2}} \left\} f(\lambda_1)f(\lambda_2)d\lambda_1d\lambda_2 \quad (16)$$

또한  $\lambda_1 = 1, \lambda_2 = 0$ 이라고 가정하면 시스템은 AWGN 채널환경 하에 식(17)과 같이 BER을 간단히 표현할 수 있다.

$$BER_{z_1, z_2} = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{3}{2\beta} + \frac{3N_0}{2E_b} + \frac{3\beta N_0^2}{4E_b^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (17)$$

따라서, RE-DCSK 시스템의 평균 BER값은 식(18)과 같다.

$$BER_{RE-DCSK} = \frac{BER_{Z_1} + BER_{Z_2}}{2} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{3}{2\beta} + \frac{3N_0}{2E_b} + \frac{3\beta N_0^2}{4E_b^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (18)$$

IV. 시뮬레이션 결과

RE-DCSK 시스템의 BER 성능을 분석하고 기존의 카오스 기반 시스템과 비교한다. 또한 확산 스펙트럼 계수  $\beta$ 와 BER 성능 사이의 관계를 확인한다. 모든 시뮬레이션의 결과는 AWGN 채널 하에서 하였다.

그림 3은  $E_b/N_0$ 과  $\beta$ 값의 변화에 따른 BER특성을 나타낸다.

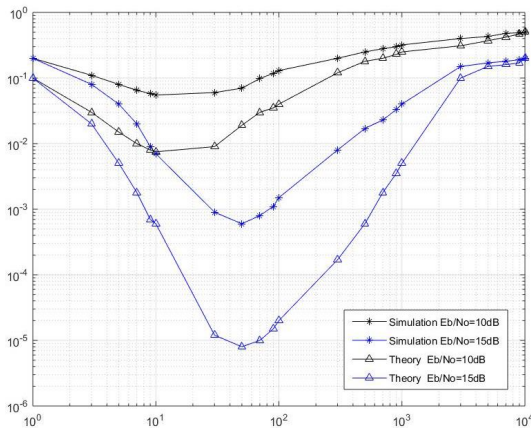


Fig. 3. Comparison of BER Performance According to spreading factor  $\beta$  of RE-DCSK.

그림 3. RE-DCSK의 확산계수  $\beta$ 의 변화에 따른 BER 성능 비교

$E_b/N_0 = 10$  및  $E_b/N_0 = 15$ [dB]의 조건 하에서 각각 BER 성능을 최소화하는 최적의 값  $\beta$ 가 있음을 확인할 수 있다.  $\beta$ 가 증가할수록 사용가능한 신호 성분의 변화가 성능에 큰 변화를 주기 때문이다. 유용한 신호 성분의 변동이 작을수록 BER이 감소한다.  $\beta$ 의 값이 최적 BER값을 가지는 지점을 넘어서 더 증가함에 따라 잡음-소음 상호 상관의 분산이 증가하게 되고 이는 BER 증가의 주요 원인이 된다.

이론값과 시뮬레이션 값이 서로 다른 것은 가우스 근사법이 작은  $\beta$ 에서 한계가 있기 때문이다. 또한 원래의 카오스 신호와 역방향 신호는 작은  $\beta$ 값에서는 직교하지 않기 때문에 ISI 영향이 없다고

가정한 상황에서는 편차가 발생한다.  $\beta$ 값이 커질수록 이러한 영향들이 줄어들면서 이론값과 시뮬레이션 값이 편차가 작아지고 두 값의 오차가 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

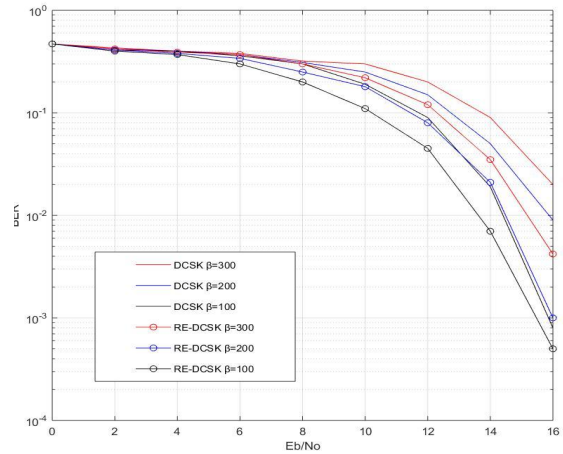


Fig. 4. Comparisons of BER performance between DCSK and RE-DCSK.

그림 4. DCSK와 RE-DCSK의 BER 성능 비교

그림 4와 5는 RE-DCSK와 DCSK 및 CDSK시스템에서  $\beta$ 의 값을 100, 200, 300으로 변경하여 BER 성능을 비교하였다. 그림4에서  $E_b/N_0$ 의 변화에 대한 RE-DCSK의 BER이 2dB 이상 좋은 성능을 보인다. 그리고 CDSK에 비해서도 약 3dB의 성능 이득을 갖는 것을 그림 5에서 확인할 수 있다.

그림 4와 5에서 확인할 수 있듯이 카오스 시스템의 BER성능이  $\beta$ 와 관계가 있으며 그 값이 증가할수록 성능이 나빠지게 되며, 이는 해당 상관기의 출력에서 잡음과 잡음사이의 교차 항의 영향에 의해 발생한다. 또한 RE-DCSK성능이 DCSK 및 CDSK보다 약 1~3dB 더 우수한 것을 확인할 수 있다. RE-DCSK 시스템은 카오스 신호와 시간 반전 블록에 의해 반전된 역방향 카오스 신호 간의 직교성을 이용한다. 따라서 상관기 출력의 신호 내 간섭을 무시할 수 있다. 그리고 RE-DCSK 시스템의 전송 속도는 DCSK의 1비트 전송시간과 비교하였을 경우 시간 단위로 2 배씩 증가 할 수 있다. 또한 변조된 카오스 신호와 기준 참조 신호는 CDSK와 같은 구조를 가진다. CDSK는 RE-DCSK에 비하여 두가지 단점을 가지고 있는데 AWGN 채널에서 CDSK와 RE-DCSK를 비교하면 RE-DCSK는 간섭항이 5개 인데 반해 CDSK는 8개의 간섭항을 가지고 있다. 그리고 CDSK이 비해 RE-DCSK은 시

간반전 블록에 의하여 ISI의 영향이 약해지며 시간 반전 전에는 카오스 신호 처리를 하지 않는다.

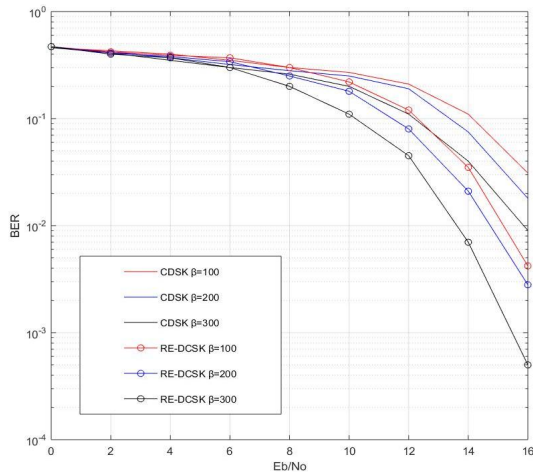


Fig. 5. Comparisons of BER performance between CDSK and RE-DCSK.

그림 5. CDSK와 RE-DCSK의 BER 성능 비교

## V. 결론

본 논문에서는 비-코히어런트 카오스 기반 스펙트럼 확산대역의 하나로 RE-DCSK 변조 시스템을 제안했다. 지연된 신호는 역방향 시간 블록을 통해 전달된다. 이런 과정을 거쳐 기본 정보 신호와 역방향 신호 사이의 직교성을 생성한다. 또한 이 신호들의 합은 부호 전송 시간 내의 정보량을 두 배로 증가 시키고 이로 인하여 DCSK보다 상대적으로 스펙트럼 효율을 향상시킨다.

수신기에서 수신 신호는 기존 신호와 또한 그비트의 지속기간 동안에 역방향 시간 신호와 상관관계가 있다. 마지막으로 2진 정보 비트는 제로 임계값의 상관기로 출력을 비교함으로써 정보신호를 검출할 수 있다. 이 때 수신기는 어떠한 복소 채널 추정치 없이도 작동할 수 있다.

BER 표현은 레일리 페이딩 채널과 AWGN 채널 하에서 도출하였다. 그리고 수치상 성능을 그것과 연결시킴으로써 분석의 정확성을 보여준다.

이론적인 식을 이용하여 RE-DCSK와 DCSK 및 CDSK의 BER 성능을 분석 및 비교했다. 같은 대역폭을 가진 DCSK와 비교했을 때 전송률을 두 배로 증가시킬 뿐만 아니라, RE-DCSK의 BER특성 곡선이 DCSK와 CDSK보다 1dB에서 3dB 정도 우수한 것을 확인하였다.

본 논문에서 제안한 시스템은 단순화된 구조를 갖추었기 때문에 복잡성이 낮은 변조기와 확산대역 통신과 같은 환경에서 우수한 성능을 가진 것을 확인할 수 있다.

## References

- [1] C. C. Chen and K. Yao, "Stochastic calculus based numerical evaluation and performance analysis of chaotic communication systems," *IEEE Trans. Circuits Syst*, vol.47, no.12, pp.1663-1672, 2000. DOI: 10.1109/81.899918
- [2] G. Kolumbán, B. Vizvki, W. Schwarz, and A. Abel, "Differential chaos shift keying : A robust coding for chaotic communication," in Proc. *NDES*, pp.87-92, 1996. DOI: 10.1109/tcsii.2016.2546901
- [3] M. Sushchik, L. S. Tsimring, and A. R. Volkovskii, "Performance analysis of correlation based communication schemes utilizing chaos," *IEEE Trans. Circuits Syst*, vol.47, no.12, pp.1684-1691, 2000. DOI: 10.1109/81.899920
- [4] G. Kaddoum, F. Richardson, and F. Gagnon, "Design and analysis of a multi-carrier differential chaos shift keying communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol.61, no.8, pp.3281-3291, 2013. DOI: 10.1109/TCOMM.2013.071013.130225
- [5] Z. Galias and G. M. Maggio, "Quadrature chaos shift keying: Theory and Performance analysis," *IEEE Trans. Cicuits Syst.*, vol.48, no.12, pp.1510-1519, 2001. DOI: 10.1109/TCSI.2001.972858
- [6] W. K. Xu and L. Wang, "A novel differential chaos shift keying modulation scheme," *Int. J. Bifurcation Chaos*, vol.21, no.3, pp.799-814, 2011. DOI: 10.1142/S0218127411028672
- [7] 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
- [8] G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras, and D. Fournier-Prunaret, "A methodology for bit error rate prediction in chaos-based communication systems," *Birkhäuser Circuits Syst*, vol.28, no.6,

pp.925-944, 2009. DOI: 10.1007/s00034-009-9124-5  
 [9] Y. Xia, C. K. Tse, and F. C. M. Lau, "Permanence of differential chaos shift-keying digital communication systems over a multipath fading channel with delay spread," *IEEE Trans. Circuits Syst*, vol.51, no.12, pp.680-684, 2004.

DOI: 10.1109/TCSII.2004.838329

[10] F. C. M. Lau and C. K. Tse, "*Chaos-based digital communication systems*," Springer, 2003.

DOI: 10.1007/978-3-662-05183-2

[11] G. Kaddoum, P. Chargé, and D. Roviras, "A generalized methodology for bit-error-rate prediction in correlation-based communication schemes using chaos," *IEEE Commun. Lett.*, vol.13, no.8, pp.567-569, 2009. DOI: 10.1109/LCOMM.2009.090715

---

## BIOGRAPHY

---

### 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.

2010~Present : Professor, Silla Univ.