

해양 다중 경로 환경에 알맞은 오버랩 기반 처프 확산 대역 전송 기법

채근홍*, 이성로*, 윤석호^o

Overlap-Based Chirp Spread Spectrum Transmission Scheme for Maritime Multipath Environment

Keunhong Chae*, Seong Ro Lee*, Seokho Yoon^o

요약

처프 확산 대역 (chirp spread spectrum: CSS) 기술은 데이터 신호를 처프 신호를 통하여 전송하는 기술로, 잡수함 음향 탐지 등 해양 무선 통신 분야에서 널리 이용되어 왔다. 하지만, 해양 통신 중 존재하는 다중 경로 환경으로 인하여, CSS 기술의 데이터 전송률이 낮아질 수 있다. 이를 극복하기 위하여, 데이터 전송률을 증가시킬 수 있는 오버랩 기반 처프 확산 대역 기술을 제안하고 분석한다. 근사화된 가우시안 Q 함수를 바탕으로 오버랩 기반 CSS 시스템의 닫힌꼴 비트 오류율 (bit error rate: BER) 수식을 유도하고, 또한 오버랩 횟수에 따른 심벌 간 간섭을 (intersymbol interference: ISI) 분석한다.

Key Words : chirp spread spectrum (CSS), overlap, multipath environment, bit error rate (BER), maritime communication

ABSTRACT

The chirp spread spectrum (CSS) technique that transmits data signal by using a chirp signal is often used for maritime wireless communication systems such as sound detection radar systems for submarines. However, maritime multipath environment could reduce the data rate of the CSS system. To tackle the problem, an overlap-based CSS transmission scheme is proposed and analyzed in this paper: Based on the approximated Gaussian Q function, we derive a closed form expression of the bit error rate (BER) of the proposed overlap-based CSS system and investigate the mathematical relationship between the number of overlaps and the intersymbol interference (ISI).

I. 서론

처프 확산 대역 (chirp spread spectrum: CSS) 전송

기술은 시간에 따라 순간 주파수가 변하는 처프 신호를 통해 최소 필요 대역보다 더 넓은 주파수 대역으로 확산시켜 전송하는 기술로써 기존 시스템이 가진 측

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업(NIPA-2014-H0401-14-1009)과 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(2014R1A5A1011478).

• First Author : Sungkyunkwan University, College of Information & Communication Engineering, chae0820@skku.edu, 학생회원

◦ Corresponding Author : Sungkyunkwan University, College of Information & Communication Engineering, syoon@skku.edu, 종신회원

* Mokpo National University, Department of Information and Electronics Engineering, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원

논문번호 : KICS2014-10-389, Received October 8, 2014; Revised November 7, 2014; Accepted November 7, 2014

정 영역의 한계를 극복하여 군용 레이더 시스템 및 잠수함 음향 탐지 기술 분야에서 널리 사용되어 왔다. 최근에는 본래의 용도 뿐 아니라 저전력 소비, 다중 경로 및 채널 페이딩 환경에서의 강인성, 하드웨어로의 구현이 간편함 등의 다양한 장점으로 인하여 후후의 차세대 무선 통신 분야를 선도할 핵심 기술 중 하나로 CSS 기술이 많은 주목을 받고 있다¹¹. 특히, CSS 시스템은 높은 레인징 (ranging) 정밀도를 기반으로 국제전기전자기술협회의 (institute of electrical and electronics engineers: IEEE) wireless personal area network의 (WPAN) 표준안 (IEEE 802.15.4a) 제정에 있어 핵심 기술로 채택되기도 하였다^{2,3}. 새로운 표준은 CSS 기술이 추후의 실시간 위치 시스템 (real time location systems: RTLS), 산업 제어 (industrial control), 센서 네트워킹 기술 및 의료 장비 기술 등 다양한 분야에 널리 적용될 수 있을 것으로 전망하고 있으며, 실제로 symmetric double sided - two way ranging (SDS-TWR) 기반 위치인식 시스템 등을 구현하기 위한 기반 기술로 활발히 적용되고 있다^{4,6}.

CSS 기술은 데이터 신호를 어떻게 변조하느냐에 따라 binary orthogonal keying (BOK) 방식과 direct modulation (DM) 방식으로 분류될 수 있다⁷. BOK 변조 방식에서는 처프 신호 자체가 데이터를 표현하는 변조 방식으로, 예를 들어, 비트 “1”을 표현하기 위해서는 주파수가 점진적으로 높아지는 (양의 주파수 변화율) 업-처프 (up-chirp) 신호를 이용하며, 반대로 비트 “0”을 표현하기 위해서는 주파수가 점진적으로 낮아지는 (음의 주파수 변화율) 다운-처프 (down-chirp) 신호를 사용하는 방법이 대표적이다. 반면에, DM 변조 방식에서는 처프 신호가 단지 대역 확산의 기능만을 담당하고, 데이터 신호의 변조는 처프 신호에 phase shift keying (PSK), quadrature amplitude modulation (QAM) 등의 독립적인 데이터 변조 방식을 이용하여 수행된다.

최근에는 e-navigation¹⁸ 등 좀 더 진보되고 복잡한 무선통신환경에 CSS 기술이 사용되면서, 다중경로로 인한 CSS 기술의 데이터 전송률이 감소하는 문제가 발생한다. 따라서, 본 논문에서는 CSS 시스템의 데이터 전송량을 증가시키기 위한 오버랩 (overlap) 기반의 처프 확산 대역 전송 기법을 제안하고, 이에 대한 성능 분석을 수행한다. 오버랩 기법은 하나의 처프 신호가 완전히 생성되기 이전에 다음의 처프 신호를 생성하기 시작하여 전송하는 방법으로, 결과적으로 시간 영역에서 다수의 처프 신호가 중첩되어 전송되게 되

며, 추가적인 하드웨어나 기존 하드웨어의 변경이 필요 없이 단순히 오버랩 횟수만 조절함으로써 오버랩 없이 전송하는 경우에 비하여 동일 전송 시간에 더 많은 데이터를 전송할 수 있게 된다⁷. 하지만, 데이터 전송 시 오버랩 횟수가 증가하게 될 경우, 주어진 시간 내에 더 많은 데이터를 전송할 수는 있지만, 반대로 여러 심벌이 동시에 전송되는 오버랩 기법의 특성으로 인하여 인접 심벌 간의 간섭이 발생할 수 있고 (intersymbol interference: ISI), 결과적으로 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능 저하를 초래하게 된다⁹. 따라서, 오버랩 기법을 활용하여 CSS 시스템의 높은 데이터 전송률과 전송 신뢰도를 보장 받기 위해서는 오버랩으로 인하여 발생하는 성능 저하를 고려하여 적절한 오버랩 횟수를 이용하여야 한다. 이러한 상기의 목적을 달성하기 위해서는 오버랩 횟수에 따른 BER 성능 및 ISI의 경향이 명확히 규명되어야 한다.

이에 따라, 본 논문에서는 제안한 오버랩 기반 CSS 전송 기술에 대해 오버랩 횟수에 따른 단한꼴 BER 수식을 유도하고, 더불어 오버랩으로 인한 ISI를 분석한다. 구체적으로는, 오버랩 기반 DM-BPSK CSS 시스템에서의 단한꼴 BER 성능 수식을 얻기 위하여, 가우시안 Q 함수를 지수적으로 감소하는 코사인 (exponentially decreasing cosine: EDC) 급수로 근사화하는 과정을 통하여 유도하고¹⁰, 이를 모의실험 결과와 비교한다. 더불어, 오버랩 기반 DM-BPSK CSS 시스템에서 오버랩으로 인한 ISI의 수학적식을 제시한다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 CSS 신호의 기본 신호 모형과 오버랩을 사용한 CSS 시스템을 제안하고, III장에서는 오버랩 기반 DM-BPSK CSS 시스템에서의 단한꼴 BER 성능 수식과, 오버랩 횟수에 따른 ISI 성능 분석을 수행한다. IV장에서는, III장에서 유도한 단한꼴 BER 성능 수식을 기반으로 얻은 이론값과 모의실험값과의 비교를 수행하고, 본 성능 분석 결과를 기반으로 일반적으로 BER 성능은 오버랩이 증가할수록 나빠지는 경향을 보이지만, 항상 성능이 나빠지는 경향을 보이지는 않음을 보인다. 마지막으로, V장에서는 본 논문의 결론을 내린다.

II. 오버랩 기반 처프 확산 대역 시스템

2.1 오버랩을 사용하지 않는 CSS 시스템 모델

처프 신호 파형의 복소 기저 등가 형태 $c(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

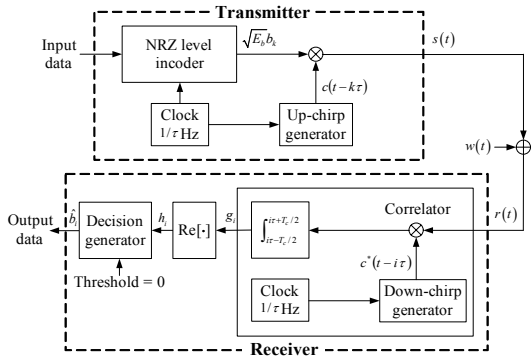


그림 1. 오버랩 기반 초프 확산 대역 시스템.
Fig. 1. The structure of the overlap-based chirp spread spectrum system.

$$c(t) = \sqrt{\frac{1}{T_c}} \exp(j\pi\mu t^2), \quad |t| < \frac{T_c}{2}, \quad (1)$$

여기서 T_c 는 초프 신호 구간을 나타낸다. μ 는 초프율로서 초프 신호의 순간 주파수 변화량을 의미한다. μ 가 양의 값을 가질 경우, 초프 신호의 순간 주파수가 증가하며 이를 업-초프 신호라 한다. 반대로 μ 가 음의 값을 가질 경우, 초프 신호의 순간 주파수가 감소하며 이를 다운-초프 신호라 한다. 본 논문에서는 업-초프 신호와 binary phase shift keying (BPSK) 방식을 이용하는 DM 방식의 CSS 기술인 DM-BPSK 시스템을 고려하였다.

다음으로, 인코딩된 데이터는 업-초프 신호 $c(t - k\tau)$ 와 곱해진다. 업-초프 신호가 곱해진 후의 DM-BPSK CSS 심볼 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = \sqrt{E_b} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k c(t - k\tau), \quad (2)$$

여기서 E_b 는 비트 에너지를 의미하며, b_k 는 k 번째로 전송된 -1 혹은 1의 값을 가지는 데이터를 나타낸다. 더불어, τ 는 오버랩 구간을 의미하며, 오버랩을 사용하지 않는 CSS 시스템의 경우, $\tau = T_c$ 의 값을 가진다. DM-BPSK CSS 심볼은 채널을 거치면서 평균이 0이고, $N_0/2$ 의 전력 스펙트럼 밀도 (power spectral density: PSD) 값을 가지는 덧셈꼴 백색 정규잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) $w(t)$ 가 더해지게 된다.

채널을 통과한 DM-BPSK CSS 심볼은 수신기에서 다운-초프 신호 $c^*(t - i\tau)$ 와 상관되고, i 번째 상관기

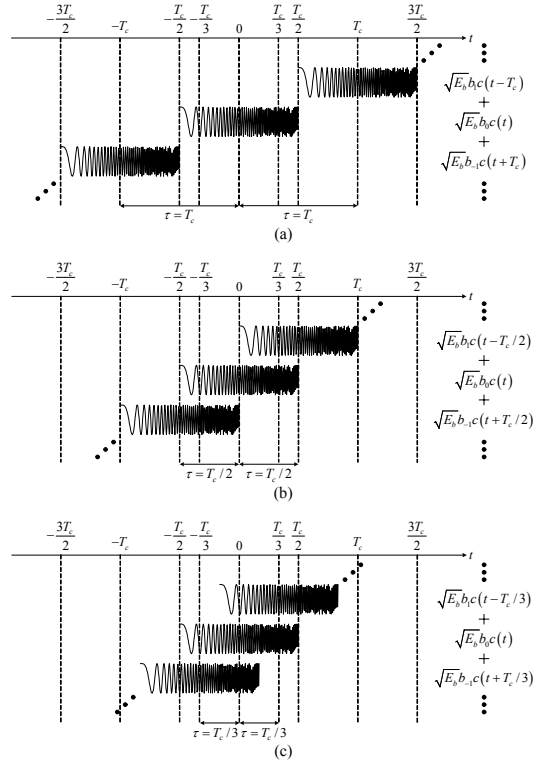


그림 2. 오버랩 기반 초프 대역 확산 신호.
Fig. 2. The signal of the overlap-based chirp spread spectrum system.

출력 g_i 를 생성한다. 여기서 *는 공액 복소수를 (complex conjugate) 나타내며, 상관기 출력 g_i 는 다음과 같다.

$$g_i = \int_{i\tau - T_c/2}^{i\tau + T_c/2} [\{s(t) + w(t)\}c^*(t - i\tau)] dt \quad (3)$$

마지막으로, 상관기 출력 g_i 의 실수부 값 h_i 를 취하여 결정 통계량으로 이용한다 (h_i 를 문턱값 0과 비교하여 i 번째 출력 데이터 \hat{b}_i 를 결정한다)^[11]. 상관기 출력 g_i 의 실수부 값 h_i 는 다음과 같이 표현된다.

$$h_i = \text{Re}[g_i] = \sqrt{E_b} b_i + \sqrt{E_b} z_i + n_i, \quad (4)$$

여기서 잡음성분 n_i 는 평균이 0이고, 분산이 $N_0/2$ 인 가우시안 확률 변수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$n_i = \int_{i\tau - T_c/2}^{i\tau + T_c/2} \text{Re} [w(t)c^*(t - i\tau)] dt, \quad (5)$$

여기서 $\text{Re}[\cdot]$ 는 실수 값을 취하는 연산자이다.

2.2 오버랩을 사용하는 CSS 시스템 모델

오버랩 기법을 사용하면 다수의 처프 신호들이 시간 영역에서 중첩되어 전송되며, 수신 신호 역시 중첩되어 생성되게 된다. 오버랩을 사용할 경우에도 시스템의 수식은 앞서 소개한 수식 (1)-(5)와 같은 형태로 나타나지만, 오버랩 구간 τ 는 T_c/L 의 값을 가지며, 여기서 L 은 오버랩 횟수이고, L 이 1일 경우, 오버랩을 사용하지 않는 경우를 의미한다. 그림 1은 오버랩 기반 DM-BPSK CSS 시스템의 복소 기저 등가 모델의 순서도로, 입력된 데이터는 우선 극성 영점 비회귀 신호 (polar nonreturn-to-zero) 레벨 인코더에 의해 매 $\tau = T_c/L$ 초 마다 인코딩되며, 다음으로 업-처프 생성기, 채널, 다운-처프 생성기를 순차적으로 거쳐, 최종적으로 결정 통계량 및 문턱값 간의 비교를 통해 데이터를 얻는 과정을 보인다. 그림 2는 오버랩을 사용하지 않는 경우와 ($L=1$) 오버랩을 사용한 경우의 ($L=2, 3$) DM-BPSK CSS 신호의 예를 보여준다.

III. 오버랩 기반 CSS 시스템의 성능 분석

3.1 오버랩 기법을 사용한 CSS 시스템의 BER

오버랩 기법을 사용한 DM-BPSK 시스템에서의 BER 수식을 얻기 위해, 먼저 오버랩으로 인해 발생하는 정규화된 ISI z_i 를 얻으며, 아래와 같이 표현된다.

$$z_i = \sum_{\substack{k=i-L+1 \\ k \neq i}}^{i+L-1} b_k p_{i,k}, \quad (6)$$

여기서 $p_{i,k}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_{i,k} &= \int_{i\tau - T_c/2}^{i\tau + T_c/2} \text{Re} [c(t - k\tau)c^*(t - i\tau)] dt \\ &= \int_{\max\left(-\frac{T_c}{2}, -\frac{T_c}{2} + (k-i)\tau\right)}^{\min\left(\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2} + (k-i)\tau\right)} T_c^{-1} \\ &\quad \times \text{Re} \left\{ \exp \left\{ j\pi\mu \left[\{y - (k-i)\tau\}^2 - y^2 \right] \right\} \right\} dy \\ &= \frac{\sin \left\{ (k-i)\pi S \left(1 - \frac{|k-i|}{L} \right) \right\}}{(k-i)\pi S}. \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 $S = BT_c/L = B\tau$ 는 CSS 대역 $B = |\mu|T_c$ 에서 각 오버랩에 따른 처프이득을 의미한다.

전송 데이터 1과 -1은 동일한 확률로 발생하고, 가우시안 확률 밀도 함수는 (probability density function: pdf) 평균이 0이며 좌우 대칭이기 때문에, 평균 BER P_B 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_B &= \frac{1}{2} \left\{ \Pr(h_i < 0 | b_i = 1) \right. \\ &\quad \left. + \Pr(h_i > 0 | b_i = -1) \right\} \\ &= \Pr(h_i > 0 | b_i = -1) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (4)와 (6)를 식 (8)에 대입하여 정리하면, 특정 z_i 에 대한 조건부 BER $P_B|_{z_i}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} P_B|_{z_i} &= \Pr \left\{ n > \left(\sqrt{E_b} - \sqrt{E_b} z_i \right) \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_0\pi}} \int_{(\sqrt{E_b})(1-z_i)}^{\infty} \exp \left(-\frac{t^2}{2\sigma^2} \right) dt \\ &= Q \left(\sqrt{2E_b/N_0} (1 - z_i) \right), \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $Q(x)$ 는 가우시안 Q 함수로, 아래와 같이 표현된다.

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt. \quad (10)$$

P_B 는 특정 z_i 에 대해 조건부 기댓값을 취함으로써 얻을 수 있다.

$$P_B = E_{z_i} \left\{ Q \left(\sqrt{2E_b/N_0} (1 - z_i) \right) \right\} \quad (11)$$

여기서 $E_{z_i} \{ \cdot \}$ 는 z_i 에 대한 조건부 기댓값을 나타낸다.

식 (11)에서 볼 수 있듯, 닫힌꼴 P_B 를 구하기 위해서는 z_i 의 확률 밀도 함수에 대한 가우시안 Q 함수의 기댓값을 구해야 하며, 이를 위해 $Q(x)$ 를 EDC 급수로 이루어진 $\hat{Q}(x)$ 로 근사화 함으로써 계산 과정을 단순화하였다^[10]. $\hat{Q}(x)$ 는 아래와 같이 나타내어진다.

$$\hat{Q}(x) = \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m)x} \right] \quad (12)$$

여기서 N_T 는 급수의 길이를 나타내며, 실수 파라미터

표 1. BER 범위가 $0.5 \sim 10^{-3}$ 일 때, $\hat{Q}(x)$ 의 파라미터 값
 Table 1. The values of parameters of $\hat{Q}(x)$ when BER range is $0.5 \sim 10^{-3}$

m	c_m	λ_m	ω_m	N_T
0	-5.498493	-2.394775	1.155584×10^{-1}	3
1	4.165956	-2.132909	3.038220×10^{-1}	
2	1.483053	-1.957114	4.425860×10^{-1}	

표 2. BER 범위가 $10^{-3} \sim 10^{-10}$ 일 때, $\hat{Q}(x)$ 의 파라미터 값
 Table 2. The values of parameters of $\hat{Q}(x)$ when BER range is $10^{-3} \sim 10^{-10}$

m	c_m	λ_m	ω_m	N_T
0	6.800443×10^{-1}	-2.639689	1.020882	7
1	3.237126×10^{-1}	-2.696018	2.670366×10^{-2}	
2	1.595907×10^{-2}	-2.110599	1.528960×10^{-1}	
3	-7.330517	-3.314070	-1.167062	
4	1.984192	-2.960136	1.449151×10^{-1}	
5	2.390374	-2.818848	7.848084×10^{-3}	
6	-1.639812	-2.919649	1.453802	

$c_m, \lambda_m,$ 그리고 ω_m 은 symmetric squared relative error가 (SSRE)

$\left(\epsilon = \int_{\chi} \left[1 - \frac{\hat{Q}(x)}{Q(x)} \right]^2 + \left[1 - \frac{Q(x)}{\hat{Q}(x)} \right]^2 dx \right)$ 최소가 되도록 그 값들이 결정된다⁹⁾. 여기서 χ 는 인수 x 의 근사화 범위를 나타낸다. 식 (6)과 (12)를 식 (11)에 대입하여 풀면, P_B 는 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_B &\simeq E_{z_i} \left\{ \hat{Q} \left(\sqrt{2E_b/N_0} (1 - z_i) \right) \right\} \\
 &= \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}} \times \right. \\
 &\quad \left. E_{z_i} \left\{ e^{-(\lambda_m + j\omega_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} z_i} \right\} \right] \\
 &= \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}} \times \right. \\
 &\quad \left. \prod_{\substack{k=(L-1) \\ k \neq 0}}^{(L-1)} M_{z_k} \left(-(\lambda_m + j\omega_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \right], \quad (13)
 \end{aligned}$$

여기서 $M_{z_k}(t)$ 는 z_k 의 모멘트 생성 함수로 아래와 같이 나타내어진다.

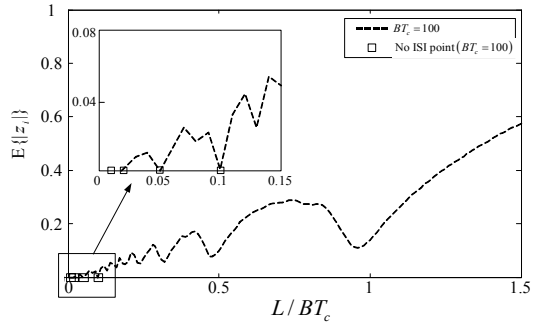


그림 3. BT_c 가 100일 때 정규화된 ISI의 기대값
 Fig. 3. The expectation of normalized ISI when $BT_c = 100$

$$\begin{aligned}
 M_{z_k}(t) &\triangleq E_{z_k} \{ e^{tz_k} \}, \\
 z_k &= \pm p(kT_c/L), \\
 M_{z_k}(t) &= \frac{1}{2} \{ e^{tp(k\tau)} + e^{-tp(k\tau)} \} = \cosh \{ p(k\tau)t \}. \quad (14)
 \end{aligned}$$

식 (14)를 (13)에 대입하여 정리한 오버랩 기법을 사용한 DM-BPSK 시스템의 최종 닫힌꼴 BER 수식은 아래와 같다.

$$P_B \simeq \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}} \prod_{\substack{k=-O_f-1 \\ k \neq 0}}^{(O_f-1)} \cosh \left\{ p \left(k \frac{T_c}{O_f} \right) \right\} \left(\lambda_m + j\omega_m \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right]. \quad (15)$$

본 논문에서는, 가우시안 Q 함수의 비선형적 특성과 급격한 감소를 때문에 다루고자 하는 $Q(x)$ 의 범위가 늘어날수록 $\hat{Q}(x)$ 의 정확도를 유지하기 위해 더 큰 N_T 값과, 더 많은 양의 파라미터 값들을 (c_m, λ_m, ω_m) 추정해야 한다는 점으로부터, 설정된 전체 유효 BER 범위를 0.5에서 10^{-3} 까지, 그리고 10^{-3} 에서 10^{-10} 까지의 두 영역으로 나누었다. BER 구간은 본 논문과는 다르게 다양하게 설정될 수 있으나, 결과에 미치는 영향은 미미하다. 이를 기반으로 목표 SSRE 범위인 0.01 이내를 만족시키는 N_T 및 파라미터 값들을 (c_m, λ_m, ω_m) 얻었으며, 도출된 결과는 표 1과 표 2에 기재하였다.

3.2 오버랩 기법을 사용한 CSS 시스템의 ISI 분석

식 (7)에서 L^2 이 BT_c 의 인수인 경우, 0이 아닌 정

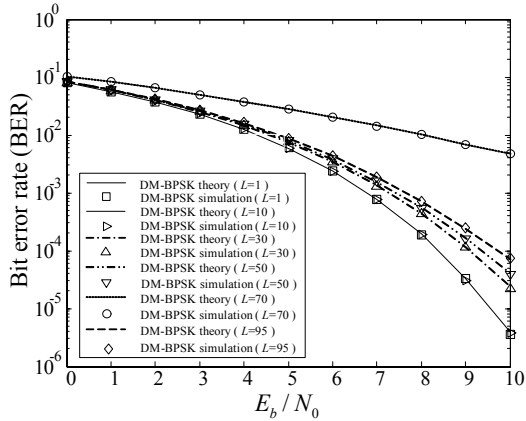


그림 4. 신호 대 잡음비에 따른 오버랩 기반 CSS 시스템의 BER 성능 추이.
Fig. 4. The bit error rate of the overlap-based CSS system as a function of signal-to-noise ratio.

수 $k-i \in \{-L+1, -L+2, \dots, L-1\}$ 에 대해서 $S\left(1 - \frac{|k-i|}{L}\right) = (L-|k-i|) \frac{BT_c}{L^2}$ 역시 정수 값을 가지므로 $p_{i,k} = 0$ 이 성립한다. 즉, 모든 $k \neq i$ 에 대해서 $p_{i,k} = 0$ 이 성립할 경우에는, 오버랩 기법을 이용한 경우라도 ISI로 인한 성능 열화는 없음을 확인할 수 있다. 예를 들어, $BT_c = 100$ 일 때, 각각 $L \in \{1, 2, 5, 10\}$ 라면, 오버랩으로 인한 ISI가 발생하지 않음을 의미한다. 그림 3은 $BT_c = 100$ 일 때, ISI의 평균 진폭 $E\{|z_i|\}$ 을 보여준다. 그림 3으로부터, 전체적으로는 ISI가 오버랩 횟수 L 이 증가함에 따라 증가하는 추세를 보이지만, 부분적으로 감소하는 구간이 존재함을 알 수 있으며, 특정 오버랩 횟수에서는 ($L=1, 2, 5, 10$) 오버랩 기술을 이용하더라도, ISI에 의한 성능 열화가 전혀 존재하지 않음을 알 수 있다. 따라서, 본 분석에 기반하여 살펴 볼 때, $BT_c = 100$ 일 때에는, 필요에 따라 높은 신뢰도를 요구하는 시스템의 경우, 10 등의 오버랩 횟수를 이용할 수 있으며, 높은 전송률을 요구하는 시스템의 경우, 대략 95 등의 오버랩 횟수를 이용할 수 있음을 확인할 수 있다.

IV. 모의실험 결과

이번 장에서는 앞 장에서 유도하였던 오버랩 기법을 적용한 CSS 시스템의 BER 성능 식으로부터 얻은 이론적 결과를 모의실험 결과와 비교한다. 모의실험에서는 chirp 신호 구간 (T_c), chirp 율 (μ), 그리고 확산

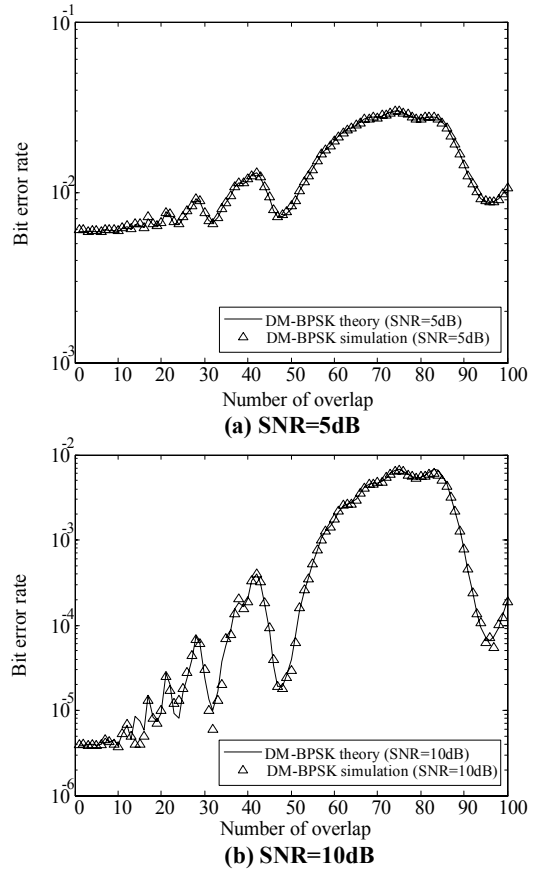


그림 5. 오버랩 횟수에 따른 오버랩 기반 CSS 시스템의 BER 성능 추이.
Fig. 5. The bit error rate of the overlap-based CSS system as a function of number of overlaps.

대역폭을 (B) 각각 $0.5 \mu s$, $400 \text{ MHz}/\mu s$, 200 MHz 로 설정하였으며 (즉, $BT_c = 100$), 수신기에서 표본화 오류는 발생하지 않는다고 가정하였다. 이론적인 BER 값을 얻기 위한 $\hat{Q}(x)$ 연산에서의 파라미터들은 표 1과 2에 기재되어 있는 값을 사용하였다. 더불어, 채널 환경은 AWGN 채널을 가정하였고, E_b/N_0 를 신호 대 잡음비로 (signal-to-noise ratio: SNR) 정의하였다.

그림 4는 신호 대 잡음비에 따른 오버랩 기반 CSS 시스템의 BER 성능 추이를 보이며, III장에서 유도한 BER 수식으로부터 얻은 이론값과 Monte Carlo 방법을 이용한 모의실험의 BER 결과값을 함께 도시하였다. 더불어, 오버랩 횟수는 1, 10, 30, 50, 70, 및 95를 가정하였다. 우선, 오버랩을 사용하지 않은 ($L=1$) 경우, DM-BPSK 기술의 BER 이론값 및 실험값이 서로 일치하며, 이로부터 BER 수식이 정확함을 보일 수

있다. 또한, $L=10$ 인 경우, 그림 3에서 보인 바와 같이 ISI가 완전히 존재하지 않기 때문에, $L=1$ 일 때와 매우 비슷한 이론적 및 실험적 성능을 보임을 확인할 수 있고, 결과적으로 매우 낮은 BER을 요구하는 통신 환경에서도 오버랩 기법을 사용하는 것이 BER 성능 열화를 일으키지 않을 수 있기에 오버랩 기법을 통해 요구하는 BER에 관계 없이 항상 데이터 전송량을 증가시킬 수 있음을 의미한다. 반면에, $L=30, 50, 70$ 일 때에는 점진적으로 BER 성능이 나빠짐을 확인할 수 있다. 하지만, $L=95$ 일 때는 $L=70$ 일 때에 비해 훨씬 향상된 BER 성능을 보이며, $L=30, 50$ 일 때와 비교적 비슷한 BER 성능을 보임을 확인할 수 있다. 이에 따라, BER 성능은 그림 3에서 보인 ISI와 마찬가지로 전체적으로는 L 이 증가함에 따라 점진적으로 나빠지는 형태를 보이지만, 오버랩 횟수의 증가에 따라 BER이 항상 단조 증가하는 것은 아님을 확인할 수 있으며, 이는 BER 성능 저하의 원인이 ISI에 기인하기 때문이다.

그림 5는 오버랩 횟수에 따른 오버랩 기반 CSS 시스템의 BER 성능 추이를 보이며, III장에서 유도한 BER 수식으로부터 얻은 이론값과, Monte-Carlo 방법을 이용한 모의실험의 BER 결과값을 함께 도시하였다. 더불어, SNR은 5dB 및 10dB를 가정하였다. 우선, III장에서 얻은 BER 이론식과 Monte-Carlo 방법을 이용한 모의실험 결과가 전체적으로 일치하는 경향을 보임을 확인할 수 있었다. 더불어, 그림 3에서 보인 것과 비슷하게, BER 역시 오버랩의 횟수가 증가함에 따라 전체적으로 증가하는 형태를 보이지만, 항상 단조 증가하지는 않고 일부 구간에서 감소함을 확인할 수 있었다. 이에 따라, III장에서 언급한 것과 같이 높은 전송 신뢰도를 요구하는 경우에는 $L=10$ 등의 오버랩 횟수를 이용할 수 있으며, 높은 데이터 전송률을 요구하는 경우에는 $L=95$ 등의 오버랩 횟수를 이용할 수 있음을 보일 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 해양 다중 경로 환경에 알맞은 오버랩 기반 처프 확산 대역 기술을 제안하고, 본 기술의 BER 성능 및 ISI를 분석하였다. 구체적으로는 근사화된 가우시안 Q 함수를 바탕으로 오버랩 기반 CSS 시스템의 닫힌꼴 BER 수식을 유도하였으며, 오버랩 횟수에 따른 ISI의 영향을 분석하였다. 모의실험을 통하여, 유도된 BER 수식의 정확성을 확인할 수 있었으며, 오버랩 횟수의 증가에 따라 ISI가 증가하여 BER

이 증가할 것이라는 일반적인 생각과는 달리, 오버랩 횟수가 적은 경우에는 오버랩 횟수가 증가에 따른 BER 및 ISI의 증가가 상당히 미미하며, 특히 오버랩 횟수의 증가에 따라 ISI로 인한 BER 성능의 변화에 있어 증가와 감소가 교차함을 보였다. 따라서, 제안한 오버랩 기반 CSS 시스템은 적절한 횟수의 오버랩 횟수를 선택함으로써, ISI로 인한 BER 성능 열화를 피하면서도, 데이터 전송률을 증가시킬 수 있음을 확인할 수 있었다.

References

- [1] H. Shen and A. Papandreou-Suppappola, "Diversity and channel estimation using time-varying signals and time-frequency techniques," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 9, pp. 3400-3413, Sept. 2006.
- [2] *IEEE Std. 802.15.4a-2007, Wireless MAC and PHY Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, IEEE, 2007.
- [3] D. Zheng and J. Liang, "Filtering algorithms for chirp-spread-spectrum ranging," *Advances in Wireless Sensor Networks*, Springer, Berlin Heidelberg, pp. 702-714, 2013.
- [4] S. K. Kwon and D. M. Lee, "Performance analysis of compensation algorithm for localization using the equivalent distance rate and the Kalman filter," *J. KICS*, vol. 37B, no. 5, pp. 370-376, may 2012.
- [5] M. K. Jung and D. M. Lee, "Performance analysis of the localization compensation algorithm for moving objects using the least-squares method," *J. KICS*, vol. 39C, no. 1, pp. 9-16, Jan. 2014.
- [6] J. Yoo and H. Kim, "Performance evaluation of SDS-TWR ranging algorithms for CPS based on accurate wireless localization," *J. KICS*, vol. 39B, no. 9, pp-570-577, Sep. 2014.
- [7] J. Pinkney, "Low complexity indoor wireless data links using chirp spread spectrum," Ph. D. Dissertation, Dept. Elect. Comput. Engineer., University of Calgary, Calgary, Canada, 2003.
- [8] *ICT standardization roadmap: e-navigation*, Telecommunications Technology Association (TTA), 2009.

[9] A. Springer, W. Gugler, M. Huemer, R. Koller, and R. Weigel, "A wireless spread-spectrum communication system using SAW chirped delay lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 4, pp. 754-760, Apr. 2001.

[10] O. Fonseca and I. N. Psaromiligkos, "BER performance of BPSK transmissions over multipath channels," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 20, pp. 1164-1165, Sept. 2006.

[11] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge Univ. Press, Cambridge, U.K., 2005.

채 근 홍 (Keunhong Chae)



2014년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 공학사
 2014년 3월~현재: 성균관대학교 정보통신대학 전자전기컴퓨터 공학과 석박통합과정
 <관심분야> 통신이론, 무선통신, 추정 및 검파

이 성 로 (Seong Ro Lee)



1987년 2월: 고려대학교 전자공학과 공학사
 1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사
 1996년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사
 1997년 9월~현재: 목포대학교 공과대학 정보전자공학과 교수

<관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레매틱스응용분야, 임베디드시스템

윤 석 호 (Seokho Yoon)



1997년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)
 1999년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
 2002년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
 2002년 3월~2002년 6월: MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월: Harvard University 박사후 연구원
 2003년 3월~현재: 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 전임강사, 조교수, 부교수
 2007년: IEEE 준석학회원
 2009년: 한국통신학회 LG 학술상 수상
 2011년: 교육과학기술부 우수연구 인증패 수상
 2012년: 한국통신학회 우수논문상 수상
 <관심분야> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리