

오버랩 기반 CSS 시스템 설계를 위한 단한꼴 비트 오류율 표현

준회원 윤태웅*, 이영윤*, 이명수*, 종신회원 송익호**, 윤석호*

A Closed-Form BER Expression for Overlap-Based CSS System Design

Taeung Yoon*, Youngyoon Lee*, Myungsoo Lee* *Associate Members*,
Ickho Song**, Seokho Yoon*^o *Lifelong Members*

요약

Chirp 확산 대역에서 (chirp spread spectrum: CSS) 데이터 전송량을 증가시키기 위해 사용되는 오버랩 기법은 인접 심벌 간 간섭을 (intersymbol interference: ISI) 유발하여 심각한 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능 저하를 초래한다. 따라서 효과적으로 오버랩 기법을 사용하기 위해서는 요구되는 BER 성능 기준에 따라 적절한 횃수로 오버랩을 실시하여야 한다. 본 논문에서는 근사화 된 가우시안 Q 함수를 바탕으로 오버랩 횃수를 매개변수로 가지는 오버랩 기법이 적용된 CSS 시스템의 단한꼴 BER 성능 수식을 유도한다. 유도한 단한꼴 BER 성능 수식의 정확성은 모의실험 결과와의 비교를 통하여 검증한다.

Key Words : chirp, chirp spread spectrum (CSS), direct modulation (DM), overlap

ABSTRACT

Overlap is one of the techniques for increasing bit rate in chirp spread spectrum (CSS). More overlaps can offer higher data throughput; however, they may cause more intersymbol interference (ISI) at the same time, resulting in serious bit error rate (BER) performance degradation. Thus, the number of overlaps should be decided according to the required BER performance. In this paper, we derive a closed form expression for BER of the overlap-based CSS system, exploiting the approximated Gaussian Q function. The derived BER expression includes the number of overlaps as a parameter, and thus, would be very useful in determining the number of overlaps for a specified BER. The numerical results demonstrate that the BER derived in a closed form closely agrees with the simulated BER.

I. 서론

Chirp 확산 대역 (chirp spread spectrum: CSS) 기술은 시간에 따라 순간 주파수가 변하는 chirp 신호와 펄스 압축 기술을 이용하는 기술로 1940년대

부터 군용 레이더 및 잠수함 음향 탐지 기술 분야에서 널리 사용되어 왔다. CSS 기술은 소비 전력이 낮고 시간 분해능이 높으며 다중 경로 간섭 및 채널 페이딩 현상에 강한 장점을 지니고 있다. 또한 복잡한 신호 처리 과정 없이 간단한 아날로그 하드

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2009-C1090-0902-0005)

* 성균관대학교 정보통신공학부 (° : 교신저자, syoon@skku.edu), ** 한국과학기술원 전자전산학과
논문번호 : KICS2008-09-416, 접수일자 : 2008년 9월 23일, 최종논문접수일자 : 2009년 2월 10일

웨어와 surface acoustic wave (SAW) 필터를 이용하여 손쉽게 구현 가능하다^[1]. 이러한 CSS 기술의 다양한 장점들로 인해 최근에는 차세대 실내 무선 통신 분야를 선도할 핵심 기술 중 하나로 CSS 기술이 많은 주목을 받고 있다. 일례로 2007년 3월에는 국제전기전자기술자협회 (institute of electrical and electronics engineers: IEEE) CSS 기술을 실내 무선 통신을 위한 wireless personal area network (WPAN) 표준안인 IEEE 802.15.4a 국제 표준의 물리 계층 기술 중 하나로 채택하기도 하였다. 새로운 표준은 CSS 기술이 향후 실시간 위치 시스템 (real time location systems: RTLS), 산업 제어 (industrial control), 센서 네트워킹 기술 및 의료 장비 등 다양한 분야에 적용되어 널리 이용될 수 있을 것으로 전망하고 있다^[2].

CSS 기술은 데이터 변조 방법에 따라 크게 binary orthogonal keying (BOK) 방식과 direct modulation (DM) 방식 두 가지로 분류될 수 있다. BOK 변조 방식에서는 chirp 신호 자체가 데이터 정보를 표현하기 위해 사용된다. 예를 들어 비트 “1”을 표현하기 위해 up-chirp 신호가, 비트 “0”을 표현하기 위해 down-chirp 신호가 각각 사용된다. 반면 DM 변조 방식에서는 chirp 신호가 단지 확산 기능을 담당하는 부호로만 사용된다. 즉 DM 변조 방식은 chirp 수행 과정과는 독립적으로 데이터 변복조 과정을 수행하며, 따라서 기존의 다양한 데이터 변복조 기법과 결합되어 사용될 수 있다^[3].

CSS 시스템에서는 데이터 전송량을 증가시키기 위한 방법 중 하나로 오버랩 기법이 사용된다. 오버랩 기법은 하나의 chirp 신호가 완전히 생성되지 않은 상태에서 다음 chirp 신호를 생성하여 시간 영역에서 다수의 chirp 신호를 중첩시켜 전송하는 방법으로 추가적인 하드웨어의 설치 및 변경 없이 오버랩 횟수만 조절함으로써 데이터 전송량을 증가시킬 수 있다는 장점을 가지고 있다^[3]. 데이터 전송시 오버랩 횟수를 증가시키면 주어진 시간 내에 더 많은 데이터를 전송할 수 있지만 동시에 인접 심벌 간의 간섭과 (intersymbol interference: ISI) 정합 필터 출력 신호의 포락선 크기 변화를 유발하여 심각한 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능 저하를 초래한다^[4]. 따라서 오버랩 기법을 적용한 CSS 시스템에서 높은 데이터 전송률과 높은 전송 신뢰성을 동시에 보장하기 위해서는 심벌 오버랩이 성능 저하에 미치는 영향을 고려한 후 적절한 횟수의 오버랩을 사용해야 한다. 이러한 상기의 목적을

달성하기 위해서는 오버랩 사용에 따른 BER 성능 변화 분석이 먼저 이루어져야 한다. 참고 문헌 [3]에서는 오버랩 횟수에 따라 BER 성능이 변한다는 사실이 언급되어 있다. 하지만 BER 성능에 대한 수학적 유도 과정 및 오버랩 횟수를 매개 변수로 가지는 닫힌꼴 BER 수식은 제시되어 있지 않아 심벌 오버랩의 영향을 보다 정확하게 분석하기 위해서는 추가적인 연구가 필요한 실정이다.

따라서 본 논문에서는 오버랩 기법이 적용된 CSS 시스템의 닫힌꼴 BER 성능 수식을 유도한다. 닫힌꼴 BER 수식은 가우시안 Q 함수를 지수적으로 감소하는 코사인 (exponentially decreasing cosine: EDC) 급수로 근사화하는 과정을 통하여 유도하며^[5], 유도한 수식의 정확성은 모의실험 결과와의 비교를 통하여 검증한다. 이후 본 논문의 구성은 아래와 같다. 우선 II장에서는 오버랩 기법이 적용된 CSS 시스템의 신호 모형에 대해 전반적으로 소개한다. 다음으로 III장에서는 오버랩 기법을 적용한 CSS 시스템의 닫힌꼴 BER 수식을 유도하며, 또한 근사화 된 가우시안 Q 함수와 유도한 닫힌꼴 BER 수식이 정확한 값을 가지게 하는 실수 파라미터 값들을 제시한다. IV장에서는 모의실험을 통하여 본 논문에서 유도한 BER 수식을 검증하며, 마지막으로 V장에서는 전체 결론을 도출한다.

II. 신호 모형

선형 chirp 신호의 기저 대역 등가 형태 $c(t)$ 는 다음과 같다.

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

여기서 T_c 와 μ 는 chirp 신호 구간과 chirp 율을 각각 나타낸다. Chirp 율은 순간 주파수의 변화량을 나타내는 값으로 $\mu > 0$ 인 경우에는 up-chirp 신호, $\mu < 0$ 인 경우에는 down-chirp 신호라고 정의된다. 본 논문에서는 up-chirp 신호를 사용하며 이진 위상 편이 방식과 (binary phase shift keying: BPSK) 결합된 DM-BPSK 시스템을 고려하였다.

그림 1은 DM-BPSK 시스템 블록도를 나타낸다. 그림에서 송신기의 up-chirp 필터는 up-chirp 신호를 생성하며, 수신기의 down-chirp 필터는 up-chirp 필터의 정합 필터로써 수신 펄스를 압축하는 기능을 수행한다. 이 때 i 번째 DM-BPSK 전송 신호

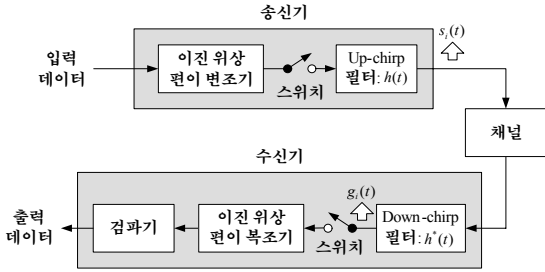


그림 1. DM-BPSK 시스템 블록도

$s_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s_i(t) = b_i \sqrt{E_b} h(t), \quad i = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, \quad (2)$$

여기서 b_i 와 ($\in \{\pm 1\}$) E_b 는 각각 i 번째 전송 데이터와 데이터 당 비트 에너지를 의미하며, $h(t)$ 는 up-chirp 필터의 임펄스 응답으로 아래와 같이 정의된다.

$$h(t) = c(t), \quad \mu > 0. \quad (3)$$

수신기에서 down-chirp 필터를 통해 압축된 i 번째 down-chirp 필터 출력 신호 $g_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다^[4].

$$g_i(t) = s_i(t) \otimes h^*(t) = b_i \sqrt{E_b} \frac{\sin\left\{\pi Bt\left(1 - \frac{|t|}{T_c}\right)\right\}}{\pi Bt} = b_i \sqrt{E_b} p(t), \quad |t| < T_c, \quad (4)$$

여기서 B 는 ($\approx \mu/T_c$) 확산 대역폭으로 chirp 신호 구간 동안 순간 주파수가 변화한 범위를 의미하고, ‘ \otimes ’와 ‘ $*$ ’는 각각 길쌈 연산 기호와 공액복소수를 나타내며, $p(t)$ 는 $\sin\{\pi Bt(1 - |t|/T_c)\}/\pi Bt$ 로 정의된다. 식 (4)로부터 $t=0$ 일 때, 즉 표본화 시점에서 $g_i(t)$ 의 최대값이 얻어짐을 알 수 있다.

오버랩 기법을 사용하면 다수의 chirp 신호들이 시간 영역에서 중첩되어 전송되며, 수신 신호 및 down-chirp 필터의 출력 신호 역시 중첩되어 생성되게 된다. 따라서 오버랩 된 송신 신호 $s_i^{overlap}(t)$ 와 이에 상응하는 수신 신호 $r(t)$ 는 각각 i 번째 chirp 신호와 일정 시간 간격만큼 떨어진 다수의 인접 chirp 신호들의 합과 송신 신호에 덧셈꼴 흰빛 가우시안 잡음이 (additive white Gaussian noise: AWGN) 더해진 형태로 아래와 같이 표현된다.

$$s_i^{overlap}(t) = \sum_{k=-(O_f-1)}^{(O_f-1)} s_{i+k}(t+k\tau), \quad (5)$$

$$r(t) = s_i^{overlap}(t) + n(t), \quad (6)$$

여기서 O_f 는 총 오버랩 횟수, τ 는 ($= T_c/O_f$) 오버랩 간격, $n(t)$ 는 평균이 0이고 양측 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 가우시안 잡음 성분을 의미한다. 따라서 $t=0$ 에서 표본화 한 i 번째 DM-BPSK chirp 신호에 대한 down-chirp 필터 출력 신호 $g_i^{overlap}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$g_i^{overlap}(t)|_{t=0} = r(t) \otimes h(t)|_{t=0} = \sum_{k=-(O_f-1)}^{(O_f-1)} g_{i+k}(k\tau) + n(t) \otimes h(t)|_{t=0} = \sqrt{E_b} \sum_{k=-(O_f-1)}^{(O_f-1)} b_{i+k} p(k\tau) + n, \quad (7)$$

여기서 n 은 down-chirp 필터를 통과한 후 $t=0$ 에서 표본화 된 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 잡음 성분이다.

III. 오버랩 기법을 사용한 DM-BPSK 시스템의 BER 수식표현

전송 데이터 1과 -1은 동일한 확률로 발생하고 가우시안 확률 밀도 함수는 (probability density function: pdf) 0에 대하여 대칭이므로 평균 BER P_B 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_B = \frac{1}{2} \{ \Pr(g_i^{overlap}(0) < 0 | b_i = 1) + \Pr(g_i^{overlap}(0) > 0 | b_i = -1) \} = \Pr(g_i^{overlap}(0) > 0 | b_i = -1). \quad (8)$$

오버랩 된 down-chirp 필터 출력 신호 $g_i^{overlap}(t)$ 내의 정규화 된 전체 ISI 성분을 z_i 라고 정의하자.

$$z_i = \sum_{\substack{k=-(O_f-1) \\ k \neq 0}}^{(O_f-1)} z_k, \quad (9)$$

여기서 z_k 는 ($=b_{i+k}p(k\tau)$) 심벌 오버랩으로 인해 발생한 ISI 성분을 나타낸다. 식 (7)과 (9)를 식 (8)에 대입하여 정리하면, 특정 z_i 에 대한 조건부 BER $P_B|_{z_i}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 P_B|_{z_i} &= \Pr\{n > (\sqrt{E_b} - \sqrt{E_b} z_i)\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N_0\pi}} \int_{(\sqrt{E_b})(1-z_i)}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) dt \\
 &= Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}(1-z_i)\right), \quad (10)
 \end{aligned}$$

여기서 $Q(x)$ 는 ($=\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2)dt$) 가우시안 Q 함수이다. 따라서 P_B 는 특정 z_i 에 대해 조건부 기댓값을 취함으로써 구할 수 있다.

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

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

식 (11)에서 볼 수 있듯이 닫힌꼴 P_B 를 구하기 위해서는 z_i 의 확률 밀도 함수에 대한 가우시안 Q 함수의 기댓값을 구해야 하는데, 이는 매우 복잡한 연산 과정을 수반한다. 보다 간단하게 닫힌꼴 형태로 가우시안 Q 함수의 기댓값을 구하기 위해 본 논문에서는 $Q(x)$ 를 EDC 급수로 이루어진 $\hat{Q}(x)$ 로 근사화 하였다⁵⁾.

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

여기서 N_T 는 급수의 길이, $\text{Re}\{\cdot\}$ 는 실수 값을 취하는 연산자를 나타내며, 실수 파라미터 c_m , λ_m , 그리고 ω_m 은 아래에서 정의된 $Q(x)$ 와 $\hat{Q}(x)$ 사이의 symmetric squared relative error (SSRE), ϵ 이 최소가 되도록 그 값들이 결정된다⁵⁾.

$$\epsilon = \int_{\chi} \left[1 - \frac{\hat{Q}(x)}{Q(x)} \right]^2 + \left[1 - \frac{Q(x)}{\hat{Q}(x)} \right]^2 dx, \quad (13)$$

여기서 χ 는 인수 x 의 근사화 범위를 나타낸다. 식 (9)와 (12)를 식 (11)에 대입하여 풀면, P_B 는 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_B &\simeq E_{z_i}\left\{\hat{Q}\left(\sqrt{2E_b/N_0}(1-z_i)\right)\right\} \\
 &= \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}} \times \right. \\
 &\quad \left. E_{z_i}\left\{e^{-(\lambda_m + j\omega_m)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}z_i}\right\} \right] \\
 &= \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}} \times \right. \\
 &\quad \left. \prod_{\substack{k=-(O_f-1) \\ k \neq 0}}^{(O_f-1)} M_{z_k} \left(-(\lambda_m + j\omega_m)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \right], \quad (14)
 \end{aligned}$$

여기서 $M_{z_k}(t)$ 는 ($\triangleq E_{z_k}\{e^{tz_k}\}$) z_k 의 모멘트 생성 함수를 의미한다. $z_k = \{\pm p(kT_c/O_f)\}$ 이므로 $M_{z_k}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_{z_k}(t) = \frac{1}{2} \{e^{tp(k\tau)} + e^{-tp(k\tau)}\} = \cosh\{p(k\tau)t\}. \quad (15)$$

식 (15)를 (14)에 대입하여 정리한 오버랩 기법을 사용한 DM-BPSK 시스템의 최종 닫힌꼴 BER 수식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 P_B &\simeq \text{Re} \left[\sum_{m=0}^{N_T-1} c_m e^{(\lambda_m + j\omega_m)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}} \prod_{\substack{k=-(O_f-1) \\ k \neq 0}}^{(O_f-1)} \right. \\
 &\quad \left. \cosh\left\{p\left(k\frac{T_c}{O_f}\right)(\lambda_m + j\omega_m)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right\} \right]. \quad (16)
 \end{aligned}$$

한편, 가우시안 Q 함수의 비선형적 특성과 급격한 감소를 때문에 다루고자하는 $Q(x)$ 의 범위가 늘어날수록 주어진 영역에서 $\hat{Q}(x)$ 의 정확도를 유지하기 위해 더 큰 N_T 값이 요구되고, 따라서 더 많은 양의 파라미터 값들을 추정해야 한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 우선 설정된 전체 유효 BER 범위를 (0.5에서 10^{-10}), 0.5에서 10^{-3} , 10^{-3} 에서 10^{-10} , 두 개의 구간으로 나누었다. (BER 구간은 본 논문과는 다르게 설정될 수도 있으나 결과에 미치는 영향은 미비하다.) 이후 설정된 각 BER 구간에 상응하는 근사화 범위 χ 에 대해 목표로 하는 SSRE를 만족시키는 (본 논문에서는 0.01로 설정되었다) $\hat{Q}(x)$ 의 급수의 길이 (N_T) 및 파라미터 값들을 (c_m, λ_m , 그리고 ω_m) 구하였다. 도출된 결과는 표 1과 2에 기재되어 있다. 주어진 표들을 살펴보면 전체 유효 BER 구간을 2개로 나

눈 경우, 목표로 하는 SSRE를 만족시키기 위해 총 30개의 파라미터 값들이 필요하다는 것을 알 수 있다. 반면 구간을 나누지 않은 경우에는 33개의 파라미터 값들을 ($N_T=11$) 가지고도 목표로 하는 SSRE를 만족시키지 못함을 실험적으로 관찰하였다. 따라서 전체 BER 구간을 두 개의 소 구간으로 나눈으로써 결과적으로 더 적은 파라미터들을 가지고도 전체 유효 BER 범위에서 정확한 근사값을 가지는 BER 수식 표현을 도출하였다.

IV. 모의실험 결과

이번 장에서는 앞 장에서 유도하였던 오버랩 기법을 적용한 CSS 시스템의 BER 성능 식을 모의실험 결과와 비교한다. 모의실험에서는 chirp 신호 구간 (T_c), chirp 율 (μ), 그리고 확산 대역폭을 (B) 각각 $0.5 \mu s$, $400 \text{ MHz}/\mu s$, 200 MHz 로 설정하였으며, 수신기에서 표본화 오류는 발생하지 않는다고 가정하였다. $\hat{Q}(x)$ 연산을 위한 파라미터들은 표 1과 2에 기재되어 있는 값을 사용하였다.

그림 2는 AWGN 채널 환경에서 BPSK 신호에 대한 BER 성능과 오버랩을 사용하지 않은 ($O_f=1$) DM-BPSK 시스템의 이론 BER 성능을 비교한 그래프이다. 여기서 BPSK 신호와 DM-BPSK 시스템의 BER 그래프들은 각각 식 (10)과 식 (16)을 이용하여 나타내었다. 그림 2에서 두 BER 그래프는 거의

표 1. BER 범위 $0.5 \sim 10^{-3}$ 에 대한 $\hat{Q}(x)$ 의 파라미터 값 ($N_T=3$, 목표 SSRE는 0.01).

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

표 2. BER 범위 $10^{-3} \sim 10^{-10}$ 에 대한 $\hat{Q}(x)$ 의 파라미터 값 ($N_T=7$, 목표 SSRE는 0.01).

| m | c_m | λ_m | ω_m |
|-----|---------------------------|-------------|---------------------------|
| 0 | 6.800443×10^{-1} | -2.639689 | 1.020882 |
| 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 |

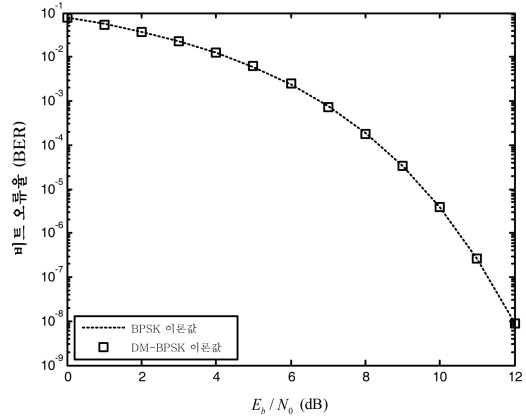


그림 2. BPSK 신호와 오버랩을 사용하지 않은 ($O_f=1$) DM-BPSK 시스템의 BER 성능 비교

일치한다. DM 변조 방식에서는 chirp 수행 과정이 데이터 변조 과정과는 독립적으로 발생하므로 BER 성능에는 영향을 미치지 않는다. 따라서 AWGN 채널 환경에서는 오버랩을 실시하지 않을 경우 DM-BPSK 시스템의 BER 성능과 BPSK 신호의 BER 성능은 동일하게 나타난다. 그 결과 그림 2의 두 BER 그래프는 동일하게 나타나며, 이를 통해 가우시안 Q 함수를 근사화한 $\hat{Q}(x)$ 가 매우 정확한 값을 가진다는 사실 또한 확인할 수 있다.

그림 3은 다양한 오버랩 횟수에 대해 오버랩 기법을 적용한 DM-BPSK 시스템의 BER 성능 이론값과 모의실험 결과를 비교한 그래프이다. 그림을 통해 우선 본 논문에서 유도한 BER 이론값이 Monte Carlo 방법을 이용한 모의실험의 BER 결과값과 상당히 일치하는 것을 볼 수 있다. 또한 $O_f=1$ 일 때와 $O_f=10$ 일 때 오버랩에 따른 BER 성능 차이가 거의 발생하지 않는다는 사실 역시 확인할 수 있다. CSS 시스템에서 down-chirp 필터 통과 후 압축된 신호는 매우 좁은 주 침두 폭을 가지고 있다. 따라서 표본화 오류가 발생하지 않는다고 가정할 때 만약 오버랩 된 chirp 심벌들의 간격이 down-chirp 필터 출력 신호의 주 침두 폭 보다 충분히 넓다면, 인접 데이터 간의 간섭은 거의 발생하지 않게 된다. $O_f=10$ 인 경우 오버랩 간격 τ 는 ($= T_c/O_f$) 50 ns ($= 0.5 \mu s/10$)이며, 이는 대략적인 주 침두 폭인 10 ns ($= 2/B$) 보다 약 5배 정도 넓은 수치이다. 그러므로 $O_f=10$ 인 경우에 표본화 점에서 인접 데이터에 의한 간섭은 거의 발생하지 않게 되고, 오버랩에 따른 BER 성능 저하는

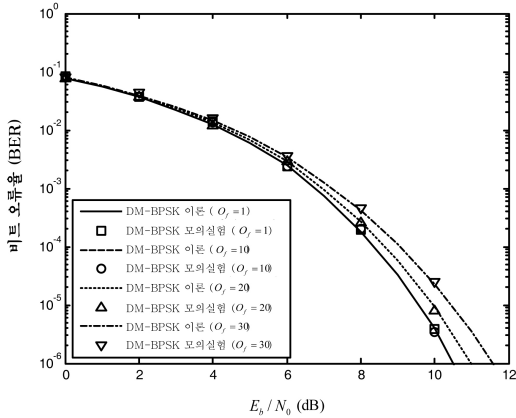


그림 3. 다양한 오버랩 횟수에 대한 오버랩 기반 DM-BPSK 시스템의 BER 이론식과 모의실험 결과 비교 그래프

거의 나타나지 않게 된다. 하지만 그림에서 볼 수 있듯이 O_f 가 증가하게 되면 오버랩에 따른 BER 성능 차이는 나타나게 된다.

그림 4는 특정 신호 대 잡음비에서 (signal to ratio: SNR) 오버랩 횟수에 따른 DM-BPSK 시스템의 BER 성능 변화를 보여주는 그래프로, 유도한 BER 수식 (16)을 사용하여 나타내었다. 그림 4의 결과는 요구되는 BER 성능을 만족시키는 오버랩 횟수를 결정하는데 유용하게 이용될 수 있다. 예를 들어 신뢰도 높은 데이터 송수신을 위해 요구되는 한계 BER 성능이 10^{-5} 라고 가정하자. 그림에서 BER이 10^{-5} 이하인 범위에 위치하는 점들 중 최대 허용 가능한 오버랩 횟수는 약 50이다. 따라서 만약 주어진 조건 내에서 50개의 chirp 심벌을 오버랩 하게 되면, 요구되는 BER 성능을 만족시키는 동시에 데이터 전송률 또한 최대로 높일 수 있다.

그림 4는 또한 더 많은 횟수의 오버랩이 항상 더 큰 BER 성능 저하를 초래하지는 않는다는 사실을 보여준다. 이는 down-chirp 필터 출력 신호가 sinc 함수와 유사한 다수의 0 교차 지점을 가지는 파형을 가지므로 인접 심벌의 위치에 따라 표본화 점에서 ISI의 크기가 달라지기 때문에 발생하게 된다. 즉, 만약 표본화 지점에서 오버랩에 의한 간섭 성분이 0에 가까운 값을 가진다면 다수의 chirp 심벌을 오버랩 하더라도 심벌 간 간섭은 많이 발생하지 않게 된다. 반면 많은 횟수로 오버랩을 실시하지 않았다 할지라도 표본화 지점에서 오버랩에 의한 간섭 성분이 큰 값을 가진다면 ISI의 크기가 커지게 되고, 결론적으로 큰 BER 성능 저하가 일어나게 되는 것이다. 이를 통해 오버랩 횟수와 BER 성능

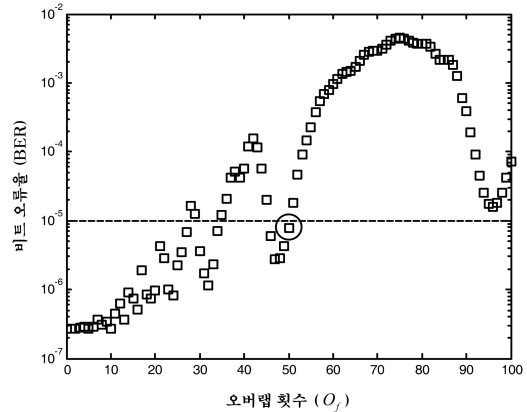


그림 4. $E_b/N_0 = 11\text{dB}$ 에서 오버랩 횟수에 따른 DM-BPSK 시스템의 BER 변화 그래프

저하가 항상 비례하는 것은 아니라는 사실을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 근사화 된 가우시안 Q 함수를 이용하여 오버랩 기법이 적용된 DM-BPSK 시스템의 닫힌꼴 BER 성능 수식을 유도하였다. 닫힌꼴 BER 수식 유도 과정에서 사용되는 근사화 된 가우시안 Q 함수의 계산을 위해서는 긴 길이를 가지는 하나의 EDC 급수 대신 두 개의 짧은 길이를 가지는 EDC 급수와 그에 따른 파라미터 값들이 제안되었으며, 수학적 분석 및 모의실험 결과와의 비교를 통해 유도된 BER 수식이 상당히 정확한 값을 가지는 사실을 검증 하였다. 본 논문에서 새롭게 유도한 BER 수식은 오버랩을 적용한 CSS 시스템 설계 시 요구되는 BER 성능을 만족시키는 적절한 오버랩 횟수를 결정하는데 유용하게 이용될 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [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, Sep. 2006.
- [2] IEEE Std. 802.15.4a-2007, *Wireless MAC and PHY Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, IEEE, 2007.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] O. Fonseca and I. N. Psaromiligkos, "BER performance of BPSK transmissions over multipath channels," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 20, pp. 1164-1165, Sep. 2006.

윤 태 웅 (Taewung Yoon) 준회원



2008년 2월 성균관대학교정보통신공학부 공학사
 2008년 3월~현재 성균관대학교휴대폰학과 석사과정
 2008년 11월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상

<관심분야> 통계학적 신호처리, MIMO, 협력 통신

이 영 윤 (Youngyoon Lee) 준회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
 2009년 2월 성균관대학교 휴대 폰학과 공학석사
 2009년 3월~현재 성균관대학교휴대폰학과 박사과정
 2008년 7월 성균관대학교 우수

논문상 수상

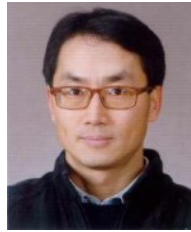
<관심분야> 통신 이론, 통계학적 신호 처리

이 명 수 (Myungsoo Lee) 준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
 2009년 3월~현재 성균관대학교휴대폰학과 석사과정
 <관심분야> 통계학적 신호 처리, 추정 및 검파, 이동통신

송 익 호 (Iickho Song) 종신회원



1982년 2월, 1984년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등), 공학석사
 1985년 8월, 1987년 5월 펜실베이니아대학교 전기공학과공학 석사/박사
 1987년 3월~1988년 2월 벨 통신연구소 연구원

1988년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 조교수, 부교수, 교수

1995년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원

1991년 11월, 1996년 11월 한국통신학회 학술상

1993년 11월 한국음향학회 우수연구상

1998년 11월 한국통신학회 LG학술상

1999년 11월 대한전자공학회 해동논문상

2000년 3월 젊은 과학자상

2000년 11월 한국통신학회 모토롤라학술상

대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 종신회원, IET, IEEE 석학회원

<관심분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신

윤 석 호 (Seokho Yoon) 종신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)

1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사

2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사

2002년 4월~2002년 6월 MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상

2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재

2007년 IEEE 준석학회원

2008년 Marquis Who's Who in World에 등재

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호 처리