

반복적 특성을 적용한 CSK/SS 방식의 성능 분석에 관한 연구

최윤성, 김수남, 강동욱, 김기두

국민대학교 전자정보통신공학부

전화 : 02-910-4645 / 핸드폰 : 011-443-5456

A Study on the Performance Analysis of Repetitive CSK/SS Method

Yun-Sung Choi, Su-Nam Kim, Dong-Wook Kang, Ki-Doo Kim

Dept. of Electronics Engineering, Kookmin University

E-mail: cysung95@kookmin.ac.kr

Abstract

CSK(Code Shift Keying) 방식은 전송 용량을 높이고, 잡음에 더욱 견고히 할 수 있다[1,2]. 전통적으로 다중 경로 페이딩, 예측 불가능한 위상과 진폭의 왜곡, 협대역 간섭 신호 및 예측 불가능한 시변 채널상에 의한 간섭 등을 특징으로 하는 채널상에서는 DS-BPSK 방식이 사용되었지만 본 논문에서는 코드열의 반복적 특성을 적용한 CSK/SS(Code Shift Keying/Spread Spectrum) 방식을 제안하고 성능을 분석한다.

I. 서론

대역확산 통신 방식의 하나인 CSK 방식은 전력 효율이 우수하고 홈 네트워킹, 홈 오토메이션, 공장 자동화 등의 원격 제어용 전력선 모델에 응용되고 있다. CSK 코드열의 상관 특성을 이용하여 데이터의 복조가 이루어지기 때문에 어떠한 CSK 코드열을 사용하느냐에 따라 시스템의 성능이 달라 질 수 있으며 만약 동일한 정보가 반복되어 전송되어 진다면 수신단에서 데이터의 복조가 더욱 용이해진다. 본 논문에서는 반복적인 CSK/SS 시스템을 제안하고 반복하지 않는 CSK 방식과 성능을 비교하고 분석한다. 제안한 시스템에서는 CSK 코드열로서 PN 코드를

사용하고 Cyclic CSK 방식을 적용한다.

II. Repetitive CSK 방식을 적용한 시스템 모델

2.1 시스템 모델

그림 1은 DS/SS, CSK/SS와 제안된 Repetitive CSK/SS방식의 비교를 나타낸 것이다. 제안된 방식은 입력 데이터 심볼 $F(= \log_2 G)$ 비트에 대해 shift된 M-시퀀스를 F번 반복하여 전송하는 방식이다

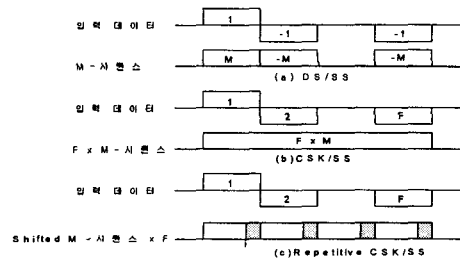


그림 1. DS/SS, CSK/SS, Repetitive CSK/SS 방식의 비교

2.2 송신단

송신단은 그림 2와 같이 CSK 변조기, 칩 성형 필터, 변조기로 구성된다. 칩 성형 필터에 대한 전달함수의 진폭 제곱 $(X(f) \equiv |H(f)|^2)$ 은 raised-cosine 함수의 모양을 갖는다[3]. 송신단 구조에서 $d_k(t)$ 는 h번째

의 입력 데이터를 의미하며, c_n 은 PN 코드의 n 번째 칩을 나타낸다.

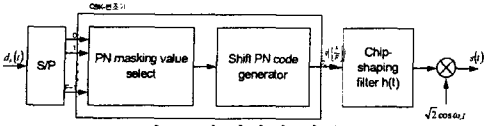


그림 2. 송신단의 블럭도

2.2.1 Repetitive CSK 변조

CSK 변조는 입력 데이터에 대해 G 개의 PN 코드를 매핑시키는 방식으로 수행한다. 입력 데이터에 따라 PN 코드 생성기의 마스킹 값을 달리하여 일정한 옵션 값을 가진 PN 코드를 발생시킨다. 심볼이 F 비트로 구성이 되어지면 각 비트는 동일하게 shift된 PN코드의 한 주기가 삽입이 되고 이 PN코드는 심볼의 비트수 F 번만큼 반복되어 전송되어지면서 Repetitive CSK 변조를 수행하게 된다.

2.3 수신단

그림 3은 Repetitive CSK 복조를 포함하는 수신단 모델을 나타낸다.

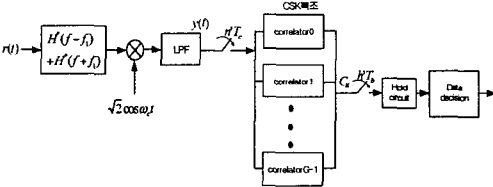


그림 3. 수신단 블럭도

III. 수치적 분석

3.1 송신단 모델

그림 2와 같이 제안된 송신단에서 입력신호 $d_h(t)$ 는 shift된 PN코드를 선택하고, 이 선택된 코드의 n 번째 칩을 c_n , 캐리어 주파수를 f_c 라 할때 송신신호 $s(t)$ 는 식(3.1)과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{q\left(\frac{h}{F}\right)} h(t - nT_c - hT_b) \times \cos(2\pi f_c t) \quad (3.1)$$

여기서 N 은 PN코드의 길이, T_b 는 데이터의 한 비트, $q\left(\frac{h}{F}\right)$ 는 M-시퀀스의 shift된 양을 나타낸다. 여기서 $[x]$ 은 x 를 초과하지 않는 정수를 나타낸다. T_c 와 E_c 는 각각 CSK 코드의 칩 간격과 칩 당 에너지를 나타낸다.

3.2 채널 모델

본 논문에서 고려한 채널은 주파수 비선택적인 페이딩 채널로 가정한다. 채널의 전달 함수는 식 (3.2)와 같이 주어진다.

$$\xi = \alpha e^{j\theta} \quad (3.2)$$

여기서 α 은 $E[a^2] = 1$ 의 특징을 갖는 레일리 확률분포 함수를 갖고, θ 은 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일 확률 분포 함수를 갖는다고 가정한다[4].

3.3 수신단 모델

수신신호 $r(t)$ 는 $s(t)$ 에 채널의 전달함수가 곱해져 식(3.3)과 같이 표현된다.

$$r(t) = \alpha \sqrt{2E_c} \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{q\left(\frac{h}{F}\right)} h(t - nT_c - hT_b - \tau) \cos(2\pi f_c t + \theta') + n_w(t) + n_j(t) \quad (3.3)$$

여기서 α 와 τ 는 각각 채널을 통과하면서 나타난 진폭 감쇄와 시간 지연이고, θ' 는 캐리어 위상지연이다.

$n_w(t)$ 는 양측 PSD가 $\frac{\eta_n}{2}$ 인 백색 가우시안 잡음이며, $n_j(t)$ 는 PSD가 $S_{n_j}(f)$ 인 협대역 가우시안 간섭(PBI: Partial Band Interference)으로 식 (3.4)로 표현된다.

$$S_{n_j}(f) = \begin{cases} \frac{\eta_j}{2}, & f_j - \frac{W_j}{2} \leq |f| \leq f_j + \frac{W_j}{2} \\ 0, & \text{그 외} \end{cases} \quad (3.4)$$

수신단에서 동기가 모두 맞았다는 가정하에서 $\tau=0$, $\theta'=0$ 이며 손실은 없는 것으로 가정한다. 수신된 신호 $r(t)$ 가 BPSK 복조 후 저역 통과 필터를 통과한 다음 매 T_c 마다 샘플되고, CSK 복조를 위한 G 개의 상관기 출력에 대한 SNR ρ_g 는 식(3.5)와 같이 상관기 출력 신호들 간의 거리를 이용하여 나타낼 수 있다.

$$\rho_g = \frac{d^2}{4\sigma^2} \quad (3.5)$$

상관기의 출력 신호가 직교성을 유지하지 못하는 경우를 고려하여 위식을 표현하게 되면

$$\rho_g = \frac{d^2}{4\sigma^2} = \frac{(d\sqrt{1-\cos\theta})^2}{4\sigma^2} = \frac{(N^2 + N)E_c}{2} \gamma \quad (3.6)$$

여기서, γ 는 식 (3.7)과 같이 표현된다.

$$\gamma = \frac{\alpha^2}{\sigma^2} \quad (3.7)$$

α 가 레일리 랜덤 변수라면 γ 는 식 (3.8)과 같이 표현되는 지수 확률 분포 함수를 갖는다.

$$f(\gamma) = \sigma^2 \exp(-\sigma^2 \gamma) \quad (3.8)$$

상관기 출력의 잡음성분이 통계적으로 독립이고, 송신된 코드와 일치하는 상관기 출력의 pdf를 식 (3.9)와 같이 정의한다.

여기서 $i = q \left\lfloor \frac{h}{F} \right\rfloor$ 이다.

$$p_{C_i}(x_i) = \frac{1}{\sqrt{\pi\eta_0}} \exp\left[-\frac{[x_i - E(C_i | \alpha)]^2}{\eta_0}\right], \quad i = k \quad (3.9)$$

또, 나머지 $G-1$ 개의 상관기 출력의 pdf를 식 (3.10)과 같이 정의한다.

$$p_{C_k}(x_k) = \frac{1}{\sqrt{\pi\eta_0}} \exp\left[-\frac{[x_k - E(C_k | \alpha)]^2}{\eta_0}\right], \quad (k = 0, 1, 2, 3, \dots, G-1, \quad i \neq k) \quad (3.10)$$

따라서 데이터 복조가 정확히 이루어 질때의 확률 P_c 는 식 (3.11)로 나타낼 수 있다.

$$P_c = \int_{-\infty}^{\infty} (1 - Q(\sqrt{\frac{2}{\eta_0}}(c - E(C_k | \alpha))))^{G-1} p_{C_i}(c) dc \quad (3.11)$$

$G \gg 1$ 이라면 P_c 는 Union bound를 적용하여 식 (3.12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_c = (G-1)Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{4\sigma^2}}\right) \quad (3.12)$$

상관기의 출력은 F 번 만큼 동일한 값을 가진 상관값이 반복되게 된다. 이것을 프레임이라 정의 한다면 한 프레임은 F 개의 심벌로 이루어져 있다. 이 연속적인 심벌중 $\left\lfloor \frac{F-1}{2} \right\rfloor$ 개가 잡음으로 인해 제대로 수신이 못되었다 할지라도 나머지 심벌을 이용하여 원래의 프레임을 복원할 수 있다. 상관기가 잘못된 복호를 하여 수신된 프레임이 오차가 날 확률은 다음 식(3.13)과 같다.

$$P_M = \sum_{j=1}^F \binom{F}{j} p_c^{F-j} (1-p_c)^j, \quad t = \left\lfloor \frac{F-1}{2} \right\rfloor \quad (3.13)$$

각 프레임을 이루고 있는 심벌에 대한 에러 확률은 식 (3.14)와 같다.

$$P_S \cong \frac{1}{F} \sum_{j=1}^F j \binom{F}{j} p_c^{F-j} (1-p_c)^j \quad (3.14)$$

따라서 평균 비트 에러에 대한 확률은 식 (3.15)와 같다

$$P_b = \frac{2^{F-1}}{2^F - 1} \frac{1}{F} \int_0^{\infty} \left[\sum_{j=t+1}^F j \binom{F}{j} p_c^{F-j} (1-p_c)^j \right] f(\gamma) d\gamma \quad (3.15)$$

$G \gg 1$ 이라면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b = \frac{1}{2F} \int_0^{\infty} \sum_{j=t+1}^F j \frac{1}{\sqrt{2\pi F p_c (1-p_c)}} \times \exp\left[-\frac{(j - F(1-p_c))^2}{2F p_c (1-p_c)}\right] f(\gamma) d\gamma \quad (3.16)$$

3.3.3 AWGN와 PBI에 대한 해석

PBI 전력과 신호 전력의 비를 JSR로 정의하고 ρ_J 를 PBI 대역폭과 시스템 대역폭의 비로 정의하면 PBI의 전력스펙트럼밀도 η_J 는 식 (3.18)과 같다.

$$\eta_J = \frac{(JSR)E_b}{N(1+\beta)\rho_J} \quad (3.18)$$

따라서 AWGN과 PBI를 고려한 시스템의 조건부 분산 대 상관기 출력 신호들 간의 거리는 식 (3.19)로 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{\sigma^2} &= \frac{2(N^2 + N)E_c \alpha^2}{\sigma^2} = \frac{4(N^2 + N)E_c \alpha^2}{N(\eta_0 + \eta_J)} \\ &= \frac{4(N^2 + N)E_b \alpha^2}{N^2 \left\{ \eta_0 + \left(\frac{(JSR)E_b}{N(1+\beta)\rho_J} \right) \right\}} \end{aligned} \quad (3.19)$$

IV. 결과 및 결론

그림 4은 CSK/SS의 BER을 나타내며 그림 5은 반복적 특성을 적용한 CSK/SS의 BER을 나타낸다. 제안된 방식이 BER=10⁻⁵에서 3dB이상 성능이 개선되었음을 알 수 있다. 그림 6과 그림 7은 PBI가 존재할 때 $\rho_J=1$, $G=4$ 로 고정하고 CSK/SS 방식과 반복적 특성을 적용한 CSK/SS 방식에 대해서 각각 나타낸 그래프이다. 제안된 방식이 PBI가 존재 할때 CSK/SS 방식과 비교하여 우수한 성능을 나타냄을 볼 수 있다.

반복적 특성을 적용한 CSK/SS은 반복 횟수에 따라 성능이 좌우 된다. $G=4$ 이상이 되면 성능이 개선됨을 알 수 있다. 그러나 반복횟수가 많아지면 수신단에서 상관기의 증가에 따른 하드웨어의 구성이 복잡해진다. 또 PBI 간섭에 대해서도 동일한 정보가 반복되기에 반복적 특성을 적용한 CSK/SS의 성능이 우수함을 알 수 있다.

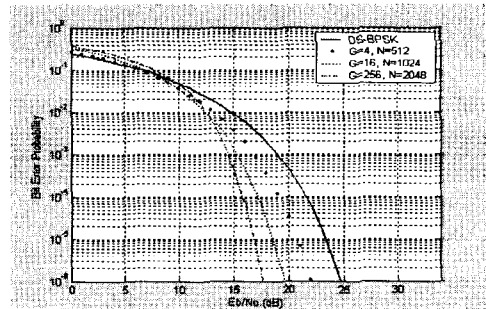


그림 6. CSK/SS에서의 BER

multicarrier DS-CDMA system," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 44, No. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.

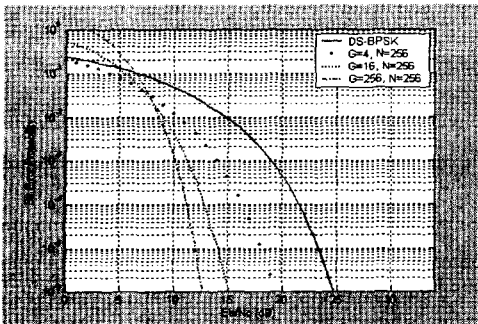


그림 7. 반복적 특성을 적용한 CSK/SS에서의 BER

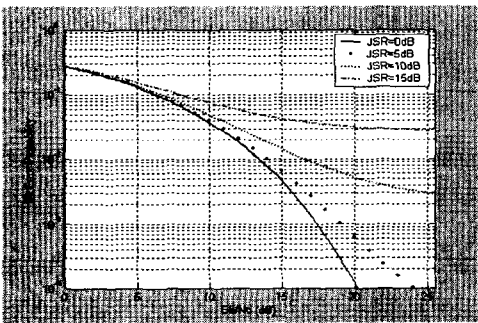


그림 8. JSR에 따른 CSK/SS의 BER

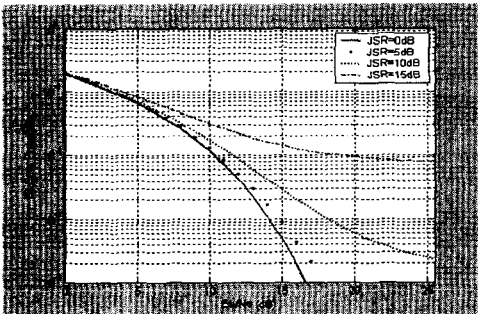


그림 9. JSR에 따른 반복적 특성을 적용한 CSK/SS BER

참고 문헌

- [1] M. F. Alsharekh, "Transform domain/cyclic code shift keying system on an urban multipath channel," *Proceedings of the 33rd Southeastern Symposium on IEEE*, pp. 37-40, 2001.
- [2] D. Raphaeli, "Spread spectrum communication system utilizing differential code shift keying," United States Patent Number 6,064,695, May 2000.
- [3] J. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1995.
- [4] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of