

논문 2015-52-7-1

CCSK 변조방식을 사용하는 LPD 시스템을 위한 동기 기법

(Synchronization Scheme for CCSK based LPD Systems)

강 동 훈*, 김 하 은*, 오 왕 록**

(Donghoon Kang, Haeun Kim, and Wangrok Oh[©])

요 약

본 논문에서는 LPD (Low Probability of Detection) 특성을 갖는 CCSK (Cyclic Code Shift Keying) 기반의 통신 시스템에서 초기 시간 및 주파수 동기를 획득하기 위한 기법을 제안한다. LPD 통신 시스템은 통신 링크가 의도된 수신기 외에 다른 수신기에서 검파되지 않기 위한 목적으로 설계된 시스템으로 낮은 SNR (Signal-to-Noise Ratio) 영역에서 동작하는 CCSK 변조 기법을 이용하여 구현 가능하다. CCSK 기반의 통신 시스템이 정상적으로 동작하기 위해서는 초기 동기가 수행되어야 하지만 낮은 SNR 영역에서 시간 및 주파수 동기를 추정해야하는 문제점이 있다. 본 논문에서는 LPD 특성을 갖는 CCSK 기반의 통신 시스템에서 반복패턴을 이용한 초기 시간 및 주파수 동기 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 낮은 SNR 영역에서 동작이 가능한 장점이 있다.

Abstract

In this paper, we propose an initial timing and frequency synchronization scheme for low probability detection (LPD) systems with cyclic code shift keying (CCSK). The performance of the LPD system with CCSK highly depend on initial timing and frequency offset. On the other hand, the operating SNR (Signal-to-Noise Ratio) of LPD systems is usually very low. Hence, to guarantee a reliable performance of the LPD system, it is crucial to develop suitable initial synchronization algorithms. In this paper, we propose an initial timing and frequency synchronization scheme suitable for CCSK based LPD system using a repeated preamble pattern.

Keywords : LPD system, CCSK, Time and frequency synchronization.

I. 서 론

저피탐 (Low Probability of Detection, LPD) 통신 시스템은 통신 링크가 의도된 수신기 외에 다른 수신기에서 검파되지 않기 위한 목적으로 설계된 통신 시스템이다. LPD 통신 시스템은 낮은 신호 대 잡음비

(Signal-to-Noise Ratio, SNR) 영역에서 동작이 가능한 직접대역확산 (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) 방식을 이용하여 구현하는 것이 가능하며 DSSS 방식에 M 진 직교 신호화 (M -ary Orthogonal Signaling, MOS) 기법을 적용하여 LPD 통신 시스템의 전송효율을 높이는 것이 가능하다. 반면 MOS 수신기를 구현하기 위해서는 M 개의 상관기 (correlator)가 필요하기 때문에 구현 복잡도가 높은 단점이 있다. 이와 같은 단점을 보완하기 위해서 M 진 신호화 (M -ary signaling) 기법 중의 하나인 CCSK (Cyclic Code Shift Keying) 변조방식을 이용하여 시스템을 구현하는 방안이 제안되었다^[1~6]. CCSK 변조방식은 길이가 M 인 하나의 기본수열이 선택되면 기본수열을 순환이동 (cyclic

* 학생회원, ** 정회원, 충남대학교 정보통신공학과
(Department of Information Communications
Engineering, Chungnam National University)

© Corresponding Author(E-mail: kingrock@cnu.ac.kr)

※ 이 연구는 충남대학교 학술연구비에 의해 지원되었음.

Received ; January 28, 2015 Revised ; June 12, 2015

Accepted ; July 2, 2015

shift) 시켜 M 개의 수열을 생성하고 데이터 정보를 M 개의 수열 중 하나에 매핑하여 전송하는 방식이다. 따라서 CCSK 수신기는 수신신호와 기본수열 간의 순환 상호상관 (cyclic cross-correlation)을 이용하여 송신신호를 추정하는 것이 가능하며 이는 FFT (Fast Fourier Transform) 블록을 이용하여 간단하게 구현할 수 있다. 이로 인하여 CCSK 수신기는 MOS 수신기에 비하여 낮은 복잡도를 갖는 장점이 있다^[1]. 또한 CCSK 변조는 진폭 또는 위상 변조 기법들과 결합하여 전송 효율을 향상시킬 수 있다^[3-6].

CCSK 변조방식을 사용하는 LPD 통신 시스템이 정상적으로 동작하기 위해서는 우선 초기 동기가 수행되어야 한다. 하지만 낮은 SNR 영역에서 초기 시간 및 주파수 동기를 획득해야하므로 동기를 획득하기 어려운 문제점이 있다. 기존에 CCSK 변조방식이 적용된 시스템에서 초기 시간 동기를 획득하기 위한 논문이 제안되었다^[7-8]. 논문 [7-8]에서는 낮은 SNR 영역에서 동작하는 시간 동기 기법을 제안하였지만 가산성 백색 잡음 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 채널만을 고려하였기 때문에 주파수 오프셋이 있는 환경에서는 정상적으로 동작하지 않는 문제점이 있다. 본 논문에서는 CCSK 변조방식을 사용하는 LPD 시스템에서 반복패턴을 이용하여 초기 시간 및 주파수 동기를 수행하기 위한 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 CCSK 심볼의 심볼율 $1/T_s$ 의 정수배 이상의 주파수 오프셋이 발생한 경우에도 추정이 가능할 뿐만 아니라 낮은 SNR 영역에서도 동작이 가능한 장점이 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. CCSK 변조방식을 사용하는 LPD 통신 시스템의 시스템 모델에 대해서 II장에서 소개하고, III장에서 제안하는 동기 기법에 대해서 설명하며 IV장에서 전산 실험을 이용하여 제안하는 기법의 성능을 확인한 후 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 CCSK 변조방식을 사용하는 CCSK 시스템의 송신기 구조는 그림 1과 같다. 수열 생성기에서는 길이가 M 인 기본수열 \mathbf{b} 를 생성하며 수열 \mathbf{b} 는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

그림 2에 나타낸 바와 같이 기본수열 \mathbf{b} 의 반복주기는 T_s 이며 하나의 칩 (chip) 간격은 T_c 이다. 본 논문에서

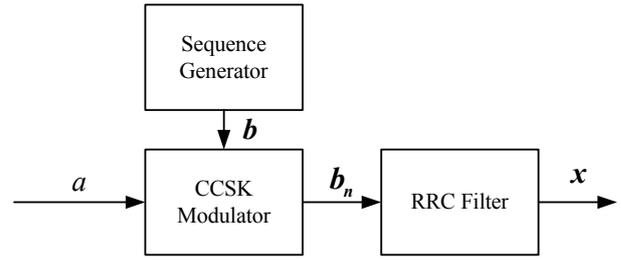


그림 1. CCSK 송신기

Fig. 1. CCSK transmitter.

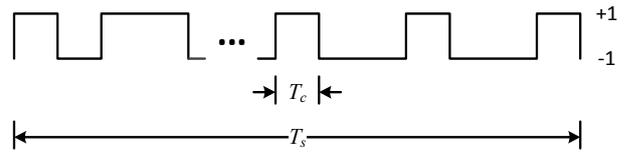


그림 2. 기본수열

Fig. 2. Base sequence.

기본수열 \mathbf{b} 로 MMLS (Modified Maximal Length Sequence)를 고려하였고^[9] \mathbf{b} 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있으며

$$\mathbf{b} = \{b(0), b(1), \dots, b(M-1)\}^T, \quad (1)$$

여기에서 기본수열의 m 번째 칩은 이진 값 $b(m) \in \{\pm 1\}$ 을 갖는다. MMLS는 MLS (Maximal Length Sequence)^[10]에 +1 또는 -1의 값을 갖는 하나의 칩을 추가하여 생성할 수 있으며^[9] MLS의 길이가 $2^k - 1$ 일 경우 MMLS의 길이 M 은 2^k 가 되어 CCSK 변조방식의 기본수열로 사용할 경우 CCSK 심볼에 k 개의 비트를 매핑하는 것이 가능하다. CCSK 변조기에서는 k 개의 이진비트에 대한 정보를 갖고 있는 심볼 a 에 따라서 기본수열 \mathbf{b} 를 순환 이동하여 CCSK 심볼 \mathbf{b}_a 를 생성한다. 여기에서 \mathbf{b}_a 는 기본수열 \mathbf{b} 에서 a 개의 칩을 순환 이동한 수열을 나타낸다. 변조 심볼 \mathbf{b}_a 은 RRC (Root Raised Cosine) 필터 통과 후 채널을 통해 전송

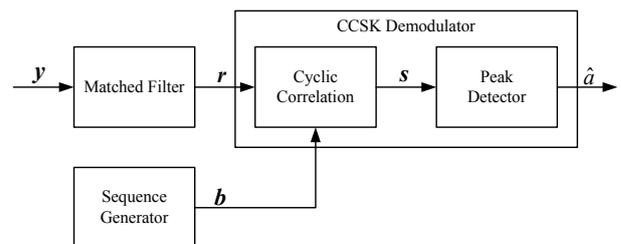


그림 3. 상관기를 이용한 CCSK 수신기

Fig. 3. CCSK receiver with correlator.

되며 수신된 신호 y 는 식 (2)와 같다.

$$y(t) = x(t)e^{j(2\pi f_0 t + \theta)} + n(t). \quad (2)$$

여기에서 $x(t)$ 는 송신신호, f_0 는 주파수 오프셋, θ 는 수신 신호의 위상을 나타내며 $n(t)$ 는 평균이 0이고 차원 당 분산 (variance)이 $N_0/2$ 인 AWGN이다.

그림 3은 상관기를 이용한 CCSK 수신기를 나타낸 것이다. 수신신호 y 는 송신 필터에 정합된 RRC 필터를 통과한 다음 칩 간격마다 한 번씩 샘플링되어 신호 r 를 생성하고 수신기에서 주파수 오프셋 f_0 를 정확히 보상하였다고 가정하면 r 은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며

$$r = b_a e^{j\theta} + g, \quad (3)$$

여기에서 g 는 수신 필터 통과 후 샘플링된 잡음 벡터를 나타낸다. 신호 r 은 기본수열 b 와 순환상호상관을 수행하고 순환상호상관의 결과 값 s 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며

$$s_m = |b_m^T r| = |b_m^T b_a e^{j\theta} + b_m^T g|, \quad (4)$$

$$m = 0, 1, \dots, M-1,$$

여기에서 $|\cdot|$ 는 절대값 연산을 나타낸다. Peak 검출기에서는 s 의 최대값을 검출하여 송신 심볼 a 를 추정한다.

그림 4는 FFT를 이용한 CCSK 수신기를 나타낸 것이다. 식 (4)의 신호 r 과 기본수열 b 와의 순환상호상관은 그림 4와 같이 FFT를 이용하여 구현하는 것이 가능하다^[1]. 수신신호 y 는 송신 필터에 정합된 RRC 필터 통과 후 신호 r 를 생성하며 r 은 FFT 수행 후 신호 R 을 생성한다. R 은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있으며

$$R = \text{FFT}[r] = B_a e^{j\theta} + G, \quad (5)$$

여기에서 B_a 는 수열 b_a 의 FFT 버전이며 G 는 주파수 영역에서의 잡음 파워 밀도를 나타낸다. 신호 R 은 신호 B 와 공액곱셈을 수행한 후 IFFT (Inverse Fast

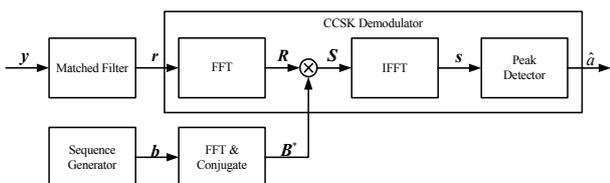


그림 4. FFT를 이용한 CCSK 수신기

Fig. 4. CCSK receiver with FFT.

Fourier Transform)를 수행하여 s 를 생성하며 그 과정은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s = \text{IFFT}[S] = \text{IFFT}[R \times B^*] \quad (6)$$

식 (6)의 IFFT 출력신호 s 는 식 (4)의 신호 r 과 b 의 순환상호상관 결과와 동일한 값을 갖으며 상관기가 아닌 FFT를 이용하여 CCSK 수신기를 구현함으로써 계산 복잡도를 줄일 수 있다.

지금까지 기술한 CCSK 수신기는 시간 및 주파수 동기가 완벽히 이루어진 경우를 가정한 것이다. CCSK 변복방식을 사용하는 시스템의 경우 시간 및 주파수 동기가 맞지 않을 경우에는 앞에서 기술한 방법으로 CCSK 복조를 수행할 수 없다. 또한 CCSK 변조방식은 기본수열을 순환 이동하여 다른 CCSK 심볼을 생성하므로 송신기 간 시간동기가 맞지 않을 경우 수신기에서 송신심볼과 다른 심볼로 추정하는 문제가 발생한다. 따라서 CCSK 시스템이 정상적으로 동작하기 위해서는 수신기에서 반드시 시간 및 주파수 동기화가 이루어져야 한다.

III. 제안하는 기법

그림 5는 본 논문에서 제안하는 초기 시간 및 주파수 동기 기법을 적용한 CCSK 수신기를 나타낸 것이다. 송신기에서는 초기 동기를 위하여 그림 6과 같이 시간영역에서 3번 반복패턴을 갖는 프리엠블을 사용하며 프리엠블에 사용되는 수열은 기본수열 b 가 사용된다.

수신신호 y 는 송신 필터에 정합된 RRC 필터를 통과한 다음 칩 간격마다 한 번씩 샘플링되어 신호 r 를 생성하며 r 은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(nT_c) = b_a(n) e^{j(2\pi f_0 n T_c + \theta)} + g(nT_c) \quad (7)$$

$$= b_a(n) e^{j(2\pi(f_I + f_F)n T_c + \theta)} + g(nT_c).$$

여기에서 f_I 및 f_F 는 각각 CCSK 심볼의 전송율인 $1/T_s$ 의 정수배 및 소수배에 해당하는 주파수 오프셋을 나타내며 $b_a(n)$ 은 수열 b_a 의 n 번째 칩 값을 나타낸다. 수신기에서는 신호 r 에서 주파수 오프셋 f_F 를 추정하기 위하여 시간영역에서 그림 6에 나타낸 FFT 시작위치에서부터 T_s 만큼 떨어진 샘플 간에 공액 곱셈을 통하여 주파수 오프셋 f_F 를 추정한다. 추정 과정은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있

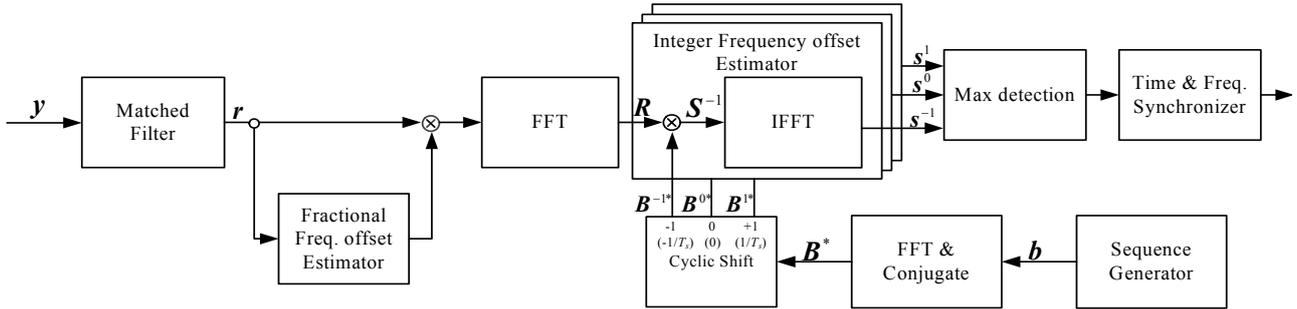


그림 5. 제안하는 CCSK 수신기

Fig. 5. Proposed CCSK Receiver.

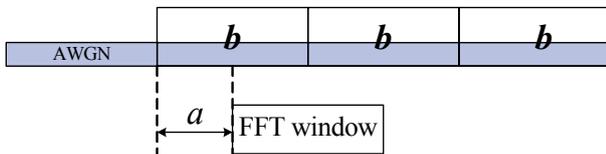


그림 6. 프리엠블 구조

Fig. 6. Preamble structure.

으며

$$\begin{aligned}\hat{f}_F &= \frac{1}{2\pi T_s} \arg \left[\sum_{n=0}^{M-1} r(nT_c + T_s) r^*(nT_c) \right] \\ &= \frac{1}{2\pi T_s} \arg \left[\sum_{n=0}^{M-1} e^{j2\pi f_F T_s} \right],\end{aligned}\quad (8)$$

여기에서 $\arg[\cdot]$ 는 편각연산을 나타낸다. 추정된 주파수 옵셋 \hat{f}_F 는 FFT 윈도우 구간 안의 수신 신호에 보상해 주며 이후 FFT를 수행한다. 소수배 주파수 옵셋 추정 및 보상과 FFT 과정은 CCSK 심볼 주기인 T_s 마다 반복 수행한다. 소수배 주파수 옵셋 추정 및 보상 과정이 완벽히 수행되었을 경우 신호 r 에는 $1/T_s$ 의 정수배에 해당하는 주파수 옵셋만이 남게 되며 이후 수식 (9)에 나타낸 바와 같이 최대우도추정 (Maximum Likelihood Estimation) 방법을 이용하여 시간 동기 및 정수배 주파수 옵셋을 추정한다.

$$\begin{aligned}P(d, l) &= \sum_{n=0}^{M-1} r(nT_c) \times \left(b_d(n) e^{j2\pi n T_c \frac{l}{T_s}} \right)^*, \\ d &= 0, 1, \dots, M-1, \quad l = -l_{\max}, -l_{\max} + 1, \dots, l_{\max}.\end{aligned}\quad (9)$$

여기에서 d 와 l 은 각각 시간 정보 및 정수배 주파수 옵셋에 대한 정보를 나타내는 변수이며 l_{\max} 는 정수배 주파수 옵셋의 최대값이다. d 와 l 에 따른 $P(d, l)$ 의 값을 구하고 $P(d, l)$ 이 최대값을 갖는 \hat{d} , \hat{l} 값을 이용하여 시간 및 정

수배 주파수 옵셋을 추정한다.

식 (9)의 추정방법은 CCSK 복조 방법과 마찬가지로 FFT 및 IFFT 블록을 이용하여 간단하게 구현하는 것이 가능하다. 추정과정은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned}P(l) &= [P(0, l), P(1, l), P(M-1, l)] \\ &= \text{IFFT} [R \times B^{*l}],\end{aligned}\quad (10)$$

여기에서 R 은 신호 r 의 FFT 버전이며 B^l 은 기본수열 b 를 FFT 수행 후 l 샘플만큼 순환 이동시킨 값을 나타낸다. 식 (10) 및 그림 5에 나타낸 바와 같이 신호 B 를 샘플 단위로 l 만큼 순환 이동한 신호 B^l 과 신호 R 을 공액 곱셈 수행 후 IFFT를 수행하여 정수배 주파수 옵셋 및 시간 동기를 추정할 수 있다. 따라서 제안하는 초기 시간 및 주파수 동기 기법은 FFT 블록을 이용하여 구현함으로써 식 (9)의 상관기 기반의 추정방법 보다 간단하게 구현하는 것이 가능하다.

본 논문에서 제안하는 기법은 초기 동기 기법이므로 신호의 유무를 구분하고자 사전에 설정된 임계값 (threshold)을 사용한다. 따라서 d 와 l 에 따른 $P(d, l)$ 의 최대값이 임계값을 넘지 않았을 경우에 신호가 없다고 판단하며 $P(d, l)$ 의 최대값이 임계값을 넘을 때까지 FFT 윈도우를 CCSK 심볼 주기인 T_s 단위로 옮겨가며 시간 및 주파수 동기 과정을 반복 수행한다.

IV. 전산실험

제안하는 동기 기법의 성능을 확인하기 위하여 전산 실험을 수행하였다. 전산실험에 사용한 변수는 표 1과 같으며 CCSK 심볼을 $1/T_s$ 의 정수배에 해당하는 주파

표 1. 전산실험 변수

Table 1. Simulation parameters.

Bandwidth	10 MHz
Number of Chip, M	128
Carrier Frequency	5 GHz
Oscillator Frequency Stability	10 ppm
FFT size	128
RRC Filter tap length	81
Oversampling factor, O	4
Roll-off factor	0.25
Maximum Frequency offset	100 kHz
CCSK symbol duration, T_s	12.8 usec

표 2. 계산 복잡도

Table 2. Computational complexity.

	상관기	FFT
곱셈	$(1+2l_{\max})O^2M^2 + 2l_{\max}OM$	$2(1+l_{\max})OM\log_2M + (1+2l_{\max})OM$
덧셈	$(1+2l_{\max})O^2M^2$	$2(1+l_{\max})OM\log_2M$

수 곱셈을 추정하기 위하여 l_{\max} 는 1을 고려하였다.

본 논문에서 제안하는 동기 기법은 FFT 블록을 이용하여 구현함으로써 상관기 기반의 추정 방법보다 구현 복잡도가 낮은 장점이 있으며 계산 복잡도를 비교하면 표 2와 같다. 표 2에 나타난 계산 복잡도는 소수배 주파수 오프셋 추정 및 보상 이후 시간동기 및 정수배 주파수 오프셋 추정에 필요한 계산 복잡도를 나타낸 것이다. 표 2에서 확인할 수 있는 바와 같이 동기 기법에 대한 계산 복잡도가 FFT 블록을 이용할 경우 $OM\log_2M$ 에 비례하고 상관기 기반의 경우에는 O^2M^2 에 비례하므로 FFT를 이용하여 동기 기법을 구현함으로써 초기 동기에 필요한 계산 복잡도를 크게 줄일 수 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 제안하는 기법의 임계값에 따른 오 경보 (false alarm) 및 미 탐지 확률 (missing probability)을 확인한 결과이다. 그림 7에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안하는 동기 기법을 사용할 경우 E_c/N_0 -6 dB 인 영역에서 임계값으로 0.7~0.75 사이 값을 사용할 경우 오 경보 및 미 탐지 확률이 10^{-3} 이하의 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 여기에서 E_c 는 칩 당 에너지이다.

그림 8은 제안하는 기법의 시간 동기 성능을 확인하기 위하여 시간 동기 이후의 RMSE (Root Mean

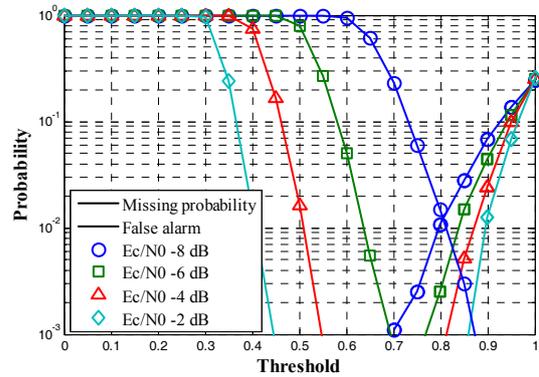


그림 7. 제안하는 기법의 오 경보 및 미 탐지 확률
Fig. 7. Missing probability and False alarm.

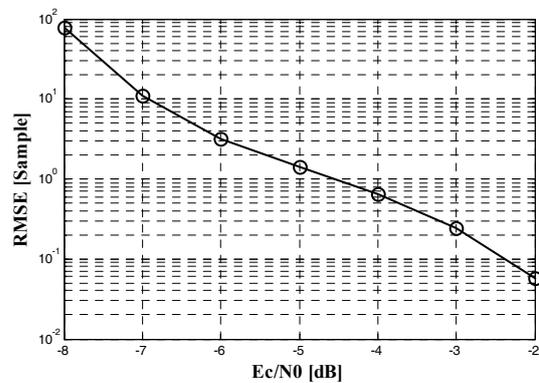


그림 8. 시간동기 RMSE 성능
Fig. 8. RMSE for time synchronization.

Squared Error)를 확인한 결과이다. 전산실험 시 임계값은 0.72를 사용하였다. 최대값 검출기의 출력값이 임계값 0.72를 넘었을 경우 제안하는 기법은 신호가 있는 것으로 인식하고 시간 및 주파수 동기를 수행하며 그때 추정된 CCSK 심볼의 시작점에 대한 RMSE값을 확인한 결과이다. 그림 8에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안하는 기법의 시간동기 성능은 E_c/N_0 -4 dB 인 영역에서 평균적으로 약 한 샘플의 오차가 발생한다. 하나의 샘플은 오버샘플링 변수가 4이므로 칩 단위로 1/4 칩에 해당된다.

그림 9는 제안하는 기법의 주파수 동기 성능을 확인하기 위하여 주파수 동기이후 RMSE를 확인한 결과이다. 그림 8의 시간동기 성능과 마찬가지로 임계값은 0.72를 사용하였으며 최대값 검출기의 출력값이 임계값을 넘었을 경우 추정된 소수배와 정수배 주파수 오프셋의 RMSE를 확인하였다. 그림 9의 결과에서 확인할 수 있는 바와 같이 E_c/N_0 -4 dB인 영역에서 주파수 오프셋 추

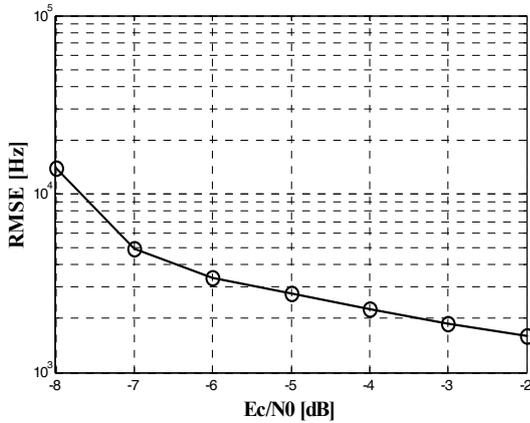


그림 9. 주파수 동기의 RMSE

Fig. 9. RMSE for frequency synchronization.

정 이후 평균적으로 약 2 kHz의 주파수 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다. CCSK 심볼의 주기가 12.8 usec이므로 대략 CCSK 심볼 39개의 구간동안 한 주기의 위상변화가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 CCSK 변복방식을 사용하는 LPD 시스템을 위한 초기 시간 및 주파수 동기기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 시간영역에서 반복패턴을 갖는 프리앰블을 전송하고 수신기에서 반복패턴을 이용하여 1차 주파수 옵셋 추정기에서 CCSK 심볼율인 $1/T_s$ 보다 작은 주파수 옵셋을 추정하고 보상한다. 이후 FFT 수행 후 주파수 영역에서 수신신호와 훈련 심볼 간의 공액 곱셈을 통하여 $1/T_s$ 의 정수배에 해당하는 주파수 옵셋 추정 및 시간 동기를 수행한다. 제안하는 기법은 CCSK 심볼율인 $1/T_s$ 보다 작은 주파수 옵셋 뿐만 아니라 $1/T_s$ 의 정수배에 해당하는 주파수 옵셋까지 추정이 가능하며 낮은 SNR 영역에서 초기 주파수 및 시간 동기를 추정 가능한 장점이 있다.

REFERENCES

[1] G. M. Dillard, M. Reuter, J. Zeidler and B. Zeidler, "Cyclic Code Shift Keying: A Low Probability of Intercept Communication Technique," *IEEE Trans. on Aerosp. and Electron. Syst.*, vol. 39, no. 3, pp. 786-798, July

2003.

- [2] C. Han, J. Wang, S. Gong and S. Li, "Performance of the OFDM-based Transform Domain Communication System in Cognitive Radio contexts," in *Proc. Int. Conf. Cognit. Radio Oriented Wireless Netw. Commun.*, pp. 1-5, Mykonos Island, Jun. 2006.
- [3] I. Budiarjo, H. Nikookar and L. P. Ligthart, "On the utilization of embedded symbol for CCSK BER improvement in TDCS dynamic spectrum access," in *Proc. European Conf. Wireless Technology*, pp. 123 - 126, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2008.
- [4] G. Fumat, P. Charge, A. Zoubir, D. F. Prunaret, "Transform domain communication systems from a multidimensional perspective impacts on bit error rate and spectral efficiency," *IET Commun.*, vol. 5, no. 4, pp. 476-483, Mar. 2011.
- [5] S. Hu, G. Bi, Y. L. Guan and S. Li, "Spectrally efficient transform domain communication system with quadrature cyclic code shift keying," *IET Commun.*, vol. 7, no. 4, pp. 382-390, Mar. 2013.
- [6] O. Abassi, L. C. Canencia, M. Mansour and E. Boutillon, "Non-Binary Low-Density Parity-Check coded CCSK," in *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC): PHY*, pp. 2544-2548, Shanghai, China, Apr. 2013.
- [7] M. L. Roberts, M. A. Temple, R. A. Raines and E. P. Magee, "Initial acquisition performance of a transform domain communication system: modeling and simulation results," *MILCOM 2000*, vol. 2, pp. 1119-1123, Oct. 22-25, 2000.
- [8] M. L. Roberts, M. A. Temple, R. A. Raines and J. P. Stephens, "Transform domain communications: interference avoidance and acquisition capabilities," in *Proc. IEEE NAECON 2000*, pp. 610-617, Dayton, OH, Oct. 10-12, 2000.
- [9] U. C. G. Fiebig and M. Schnell, "Correlation properties of extended M-sequences," *Electronic Letters*, vol. 29, no. 20, pp 1753 - 1755, Sept. 1993.
- [10] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, 3rd ed., New York: Wiley, 1994.

저 자 소 개



강 동 훈(학생회원)
2009년 충남대학교 전기정보통신
공학부 학사
2009년~현재 충남대학교 정보통신공학과 석박사통합과정

<주관심분야 : 오류정정부호, 디지털 통신>



오 왕 록(정회원)-교신저자
1994년 포항공과대학교 학사
1997년 포항공과대학교 석사
2003년 포항공과대학교 박사
1994년~1995년 스탠더드텔레콤
연구원
1997년~2000년 포항공과대학교
정보통신연구소
전임연구원

2003년~2006년 포항공과대학교 정보통신연구소
전임연구원

2006년~2010년 충남대학교 정보통신공학과
조교수

2010년~현재 충남대학교 정보통신공학과 부교수

<주관심분야 : 통신시스템 설계 및 구현, 오류정
정부호, MIMO 시스템>



김 하 은(학생회원)
2015년 충남대학교
정보통신공학과 학사
2015년~현재 충남대학교 전자
전파정보통신공학과
석사과정

<주관심분야 : 통신시스템 설계 및 구현, 디지털
통신>