

논문 2010-47TC-10-1

정합필터 기반의 Chirp Spread Spectrum을 위한 새로운 주파수 오프셋 추정 알고리즘

(A Novel Frequency Offset Estimation Algorithm for Chirp Spread Spectrum Based on Matched Filter)

김 영 삼*, 정 정 화*

(Yeong-Sam Kim and Jong-Wha Chong)

요 약

본 논문에서는 정합필터 기반의 IEEE 802.15.4a chirp spread spectrum (CSS) 을 위한 새로운 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 제안한다. 기존의 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 연속되는 동일한 심볼 간의 차등 위상을 계산함으로써 주파수 오프셋을 추정하였다. 하지만 CSS 는 긴 심볼 구간과 가드 구간을 포함하고 있어 기존의 방법으로 주파수 오프셋을 추정하였을 경우 위상 모호성이 발생한다. 특히 정합필터 기반 수신기 구조에서 위상 모호성을 해결하지 않는다면 주파수 오프셋에 의한 정현파 간섭 현상으로 정합필터의 성능이 감소하게 된다. 따라서 본 논문에서는 위상 모호성을 해결하기 위해 정수부와 소수부 주파수 오프셋 추정을 분할화 하여 주파수 오프셋을 추정하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 sub-chirp 간 정합필터 결과의 차등 위상을 계산 한 결과와 기존의 심볼 간 차등 위상 정보를 이용하여 정수부 주파수 오프셋을 추정하여 위상 모호성을 제거 한 후, 심볼 간 차등위상 정보를 통하여 소수부 주파수 오프셋을 추정한다. 시뮬레이션 결과 제안하는 알고리즘은 정수부 주파수 오프셋 추정을 통해 위상 모호성 문제를 해결할 수 있음을 확인하였고 위상 모호성이 발생하지 않는 경우에서도 기존의 알고리즘과 거의 동일한 성능을 보임을 확인하였다.

Abstract

A new frequency offset estimation algorithm for chirp spread spectrum based on matched filter is proposed. Generally, the differential phase between successive symbols is used for the conventional frequency offset estimation algorithm. However, if the conventional frequency offset estimation algorithm is used for CSS, phase ambiguity arises because of long symbol duration and guard time. The phase ambiguity causes performance degradation of matched filter since the received signal is corrupted by the integer frequency offset. In this paper, we propose a new frequency offset estimation algorithm which separates integer and fractional frequency offset estimation for removing the phase ambiguity. The proposed algorithm estimates the integer frequency offset by using differential phase between matched filtering results of sub-chirps and successive symbols. Then, the fractional frequency offset is estimated by using the differential phase between successive symbols. Simulation results show that the proposed algorithm well removes the phase ambiguity, and have almost same estimation performance compared with conventional one when there is not the phase ambiguity.

Keywords : Chirp spread spectrum, frequency offset, frequency synchronization, matched filter, phase ambiguity.

* 정희원, 한양대학교 전자컴퓨터공학과
(Department of Electronics and Computer Engineering, Hanyang University)

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음
(NIPA-2010-C1090-1011-0007)

접수일자: 2010년6월11일, 수정완료일: 2010년10월15일

I. 서 론

최근 유비쿼터스 네트워크에 기반한 다양한 서비스가 창출되고 있으며 유비쿼터스 네트워크 요소 기술에

대한 관심 역시 증가하고 있다. 특히, 거리측정은 유비쿼터스 네트워크의 요소기술 중 하나로 홈오토메이션, 자산 관리, 응급 상황 대처, 군사 등의 다양한 응용분야에 적용될 수 있어 최근 많은 연구가 진행되고 있다^[1~5]. 이에 IEEE 802.15.4a 위원회는 기존의 저속의 데이터 통신을 지원하며 거리측정 기술에 특화 될 수 있는 새로운 PHY 계층 (PHYSical layer) 표준을 제정하였다. 이중밴드 표준으로 2개의 PHY 계층 기술이 제정되었는데 ISM(Industrial Science Medical) 밴드의 CSS (Chirp Spread Spectrum)와 UWB (Ultra Wide Band)의 IR (Impulse Radio) -UWB가 그것이다^[6]. 그중 ISM 밴드의 CSS는 향후 ZigBee 기술을 대체할 기술로 최근 관심이 증가하고 있다.

CSS는 spread spectrum 신호 중 하나인^[7] chirp 신호의 위상 정보를 이용하여 데이터를 전송한다^[6]. 따라서 수신기에서 chirp 신호를 despreading 할 때 최대의 SNR (Signal to Noise Ratio)을 보장하기 위해 일반적으로 정합필터가 사용된다.

기존의 가장 대표적인 주파수 오프셋 추정 방법은 송수신기 간에 약속된 연속되는 동일 심볼 간의 차등 위상을 계산하는 방식이다^[8~10]. 하지만, CSS는 피코넷간 직교성 보장을 위해 가드 구간이 길고, 저가격의 구현을 위해 허용하는 크리스탈 오실레이터의 오차가 큰 특성을 가지고 있어 동일 심볼 간의 차등위상을 계산하는 방법은 위상 모호성을 초래 한다. 특히, 위상 모호성은 정합 필터 기반의 수신기 구조에서 필터 계수와 수신 신호간의 위상 차이를 발생시키므로 수신기 성능 감소의 원인이 된다.

따라서 본 논문에서는 정합필터 기반의 CSS 수신기에서 큰 문제가 되는 위상 모호성을 해결하기 위해 새로운 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 제안한다. 제안하는 주파수 오프셋 알고리즘은 sub-chirp 간 정합필터 결과의 차등 위상을 추정함으로써 위상 모호성이 발생하지 않는 짧은 구간 동안의 주파수 오프셋 위상을 추정한다. 기존의 심볼 간 차등위상을 추정한 후 sub-chirp 간 차등위상과 비교하여 정수부 주파수 오프셋을 추정하여 위상 모호성을 없앤 후 심볼 간 차등위상을 통해 소수부 주파수 오프셋을 보정한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 CSS의 신호 특성 및 최대 발생 가능한 주파수 오프셋에 대해 살펴본다. III장에서는 주파수 오프셋 추정 시 발생하는 위상 모호성에 대해 설명하고 IV장에서 제안하는 알고리즘을 설명한다.

제안하는 알고리즘의 시뮬레이션 결과를 V장에서 설명하고 VI장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. CSS 신호의 특성 및 주파수 오프셋

1. 신호 모델

CSS의 한 심볼은 총 4개의 sub-chirp으로 구성되며 2개의 밴드에 각 2개의 sub-chirp이 서로 다른 스위핑 방향 (sweeping direction)을 가지며 존재한다^[4]. 4개의 sub-chirp으로 이루어진 심볼을 full-chirp이라 한다. 피코넷 1의 4개의 sub-chirp을 수학적으로 모델링 하면 다음과 같다^[6].

$$s_k(t) = e^{j\left(\omega_k t + \frac{\mu_k}{2} t^2\right)} p(t) \quad (1)$$

(1)에서 시간 t 는 $-T_{sub-chirp}/2$ 부터 $T_{sub-chirp}/2$ 까지 정의된다. $T_{sub-chirp}$ 은 sub-chirp의 시간 구간을 의미한다. k 는 sub-chirp 색인을 의미하며 ω_k 는 k 번째 sub-chirp의 중심 주파수를 의미한다. μ sub-chirp의 기울기를 의미하며 μ 의 부호가 양수일 때는 스위핑 방향이 양으로 향하는 up-chirp을 의미하고 음수일 때는 스위핑 방향이 음으로 향하는 down-chirp을 의미한다. $p(t)$ 는 raised cosine 시간 윈도우 (time window)를 의미한다^[6].

CSS의 송신신호를 T_s 로 샘플링 하면 다음과 같다.

$$s_k(nT_s) = e^{j\left(\omega_k nT_s + \frac{\mu_k}{2} (nT_s)^2\right)} p(nT_s) \quad (2)$$

(2)에서 시간 인덱스 n 은 0부터 $L-1$ 개로 정의된다. 여기서 L 은 송신 sub-chirp의 샘플 개수를 의미한다.

2. 피코넷

CSS는 동시에 발생하는 다중 사용자를 위해 총 4개의 피코넷(piconet)을 지원한다^[6]. 4개의 피코넷은 하나의 심볼을 구성하는 4개의 sub-chirp의 순서를 달리 하여 피코넷 간 직교성을 구현하였고, 또한 각 piconet마다 심볼간에 서로 다른 가드 구간 (guard time)을 삽입하여 피코넷 간 직교 특성을 높였다. 그림 1은 CSS의 4개 피코넷의 sub-chirp 조합과 가드 구간을 나타낸다^[6]. 그림 1에서 g_{ab} 는 a 번째 피코넷의 b 번째 가드 구간을 의미하고 T_{chirp} 은 1개의 full-chirp과

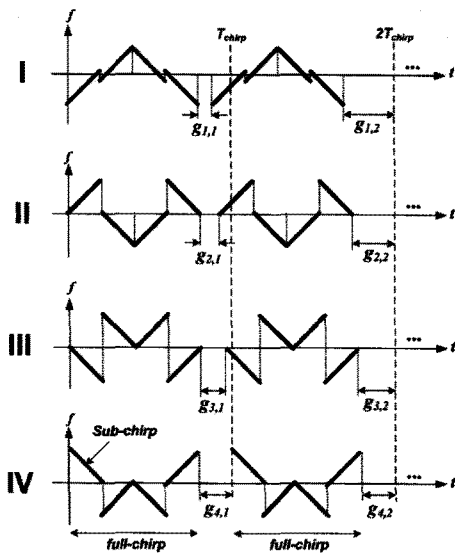


그림 1. 피코넷 별 sub-chirp 조합 및 가드 구간
 Fig. 1. Different sub-chirp combinations and guard times of the four piconets.

표 1. 피코넷 별 가드 구간
 Table 1. Different guard times of the four piconets.

가드 구간	시간 (μsec)
$g_{1,1}$	0.3125
$g_{1,2}$	2.1875
$g_{2,1}$	0.625
$g_{2,2}$	1.875
$g_{3,1}$	0.9375
$g_{3,2}$	1.5625
$g_{4,1}$	1.25
$g_{4,2}$	1.25

평균 가드 구간을 더한 시간 구간을 의미한다.

그림 1에서 볼수 있듯이 CSS는 피코넷에 따라 한 심볼을 구성하는 4개의 sub-chirp의 순서가 다를 수 있다. 또한, 피코넷 마다 다른 가드 구간을 삽입함으로써 직교성을 높인다. 표 1은 피코넷 별 가드 구간을 나타낸다^[6].

3. CSS 에서 최대 발생 가능한 주파수 오프셋

송, 수신기 단 사이에 발생하는 주파수 오프셋의 주원인은 시스템 클럭을 생성시켜주는 크리스탈 오실레이터의 에러이다. 특히, 저가격의 센서 구현 비용을 위해 CSS 는 허용하는 크리스탈 오실레이터의 에러율이 ± 40 ppm 으로 여타 시스템과 비교하여 상대적으로 매우 큰 편이다^[6]. CSS에서 송, 수신기 단의 크리스탈 오실레이터의 에러에 의해 발생하게 되는 최대 주파수 오프셋은

다음과 같이 계산 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \max(f_o) &= f_c \times 80\text{ppm} \\ &= 2.4 \times 10^9 \times 80 \times 10^{-6} \\ &= 192\text{KHz} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 f_o 는 주파수 오프셋을 의미하고 f_c 는 반송 주파수를 의미하며 (3) 에서는 2.4 GHz 라 가정하였다. 허용 크리스탈 오실레이터의 에러율이 ± 40 ppm이면 송수신기 단간에 최대 80ppm 크리스탈 오실레이터의 에러가 발생 가능하므로 CSS에서는 (3)과 같이 최대 192 KHz 의 주파수 오프셋이 발생 할 수 있다.

III. 위상 모호성

기존의 대표적인 주파수 오프셋 추정 방법은 송, 수신기 간에 서로 약속한 심볼을 연속으로 송, 수신한 후 그 심볼들 간의 차등 위상을 계산하는 방법이다^[8~10]. 본 논문에서는 위 방법을 자기상관 방법이라 명명 하겠다. 자기상관 방법은 단일 반송파뿐만 아니라 다중 반송파 방식에서도 많이 사용 되는 방법으로 하드웨어 적으로 간단하면서도 성능이 뛰어난 특성을 가지고 있다^[8~10].

하지만, 자기상관 방법을 CSS에 적용하여 주파수 오프셋을 추정 할 경우 CSS의 긴 심볼구간과 가드구간 때문에 위상 모호성이 발생한다. 만약 자기상관 방법을 통한 차등위상 계산 시 추정하는 위상은 (4)와 같이 수학적으로 표현 할 수 있다.

$$\theta_s = 2\pi f_o T_{sym} \quad (4)$$

여기서 θ_s 주파수 오프셋에 의해 발생하는 심볼 구간의 차등 위상이고 T_{sym} 은 연속 되는 심볼 간의 시간 구간이다. CSS 의 경우 앞 장에서와 같이 최대 발생 가능한 주파수 오프셋은 192 KHz 이고 평균 T_{sym} 은 6 μs 이므로 최대 2.304π 의 위상이 발생된다. 하지만, 자기상관 방법에서는 θ_s 가 0.1π 로 추정되었을 경우 2.1π 인지 0.1π 인지 구분할 수가 없는 현상이 발생하며 이런 현상을 위상 모호성이라 한다.

특히, 정합필터를 사용하는 CSS의 구조에서는 위와 같은 위상 모호성에 의해 주파수 오프셋이 완벽히 제거 되지 않았을 경우 수신신호가 주파수 오프셋에 의한 정현파의 영향을 받으므로 필터의 성능을 감소시킨다. 수학적으로 정합필터의 성능 감소를 표현하면 다음

과 같다.

$$\begin{aligned}
 m_k &= \sum_{n=0}^{N-1} (s_k(nT_s) e^{j2\pi f_o n T_s} \cdot s_k^*(nT_s)) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} (|s_k(nT_s)|^2 e^{j2\pi f_o n T_s}) \\
 &= e^{j2\pi f_o \frac{N-1}{2} T_s} \frac{\sin\left(2\pi f_o \frac{N}{2} T_s\right)}{\sin\left(2\pi f_o \frac{1}{2} T_s\right)} \sum_{n=0}^{N-1} |s_k(nT_s)|^2
 \end{aligned} \quad (5)$$

(5)에서 m_k 는 k 번째 sub-chirp 정합필터 결과를 의미하고 s_k 는 k 번째 sub-chirp 을 의미한다. (5)와 같이 주파수 오프셋 f_o 가 존재할 경우 f_o 에 의한 정현파가 발생하여 정합필터의 성능이 감소됨을 알 수 있다.

따라서 본 논문에서는 정합 필터 기반의 구조의 CSS를 위해 주파수 오프셋 추정시 발생하는 위상 모호성을 제거할 수 있는 새로운 알고리즘에 대해 제안한다.

IV. 제안하는 주파수 오프셋 추정 알고리즘

본 논문에서는 정합필터 기반 CSS 수신기를 위해 주파수 오프셋 추정 시 발생하는 위상 모호성을 해결할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안한다. 본 장에서는 CSS의 피코넷 1을 가정하여 제안하는 알고리즘을 설명한다.

(4)에서 알 수 있듯이 주파수 오프셋 추정 시 위상 모호성을 없애기 위해서는 차등 위상을 계산하는 구간 T_{sym} 를 줄이는 것이 필수적이다. 따라서 본 논문에서는 연속되는 심볼 간격의 주파수 오프셋이 아닌 sub-chirp 구간 동안의 주파수 오프셋을 추정하여 위상 모호성을 없앤다.

본 논문에서는 주파수 오프셋을 (6)과 같이 2가지 부분으로 나누어 추정할 것이다.

$$\begin{aligned}
 \theta_s &= 2\pi f_o T_{sym} \\
 &= 2\pi f_o L_{full} T_s \\
 &= 2a\pi + b
 \end{aligned} \quad (6)$$

(6)에서 L_{full} 은 심볼 간 시간 구간을 샘플 구간으로 나눈 값이다. a 와 b 는 각각 연속되는 심볼을 이용하여 주파수 오프셋 추정시 발생하는 정수부 위상, 소수부 위상을 의미한다. 그림 1과 같이 sub-chirp 구간 동안의 차등위상 계산결과와 자기상관 방법을 통한 차등위상 계산 결과를 이용하여 정수부 위상 a 를 추정한다. 그리고 자기상관 방법을 통한 주파수 오프셋 추정결과

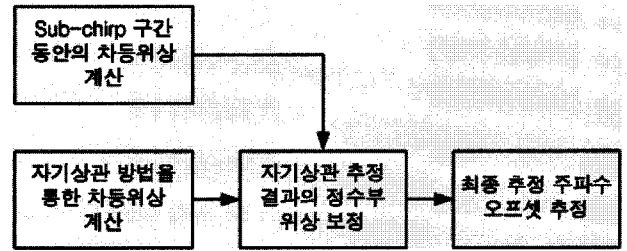


그림 2. 제안하는 주파수 오프셋 추정 알고리즘 순서도
Fig. 2. Flow chart of the proposed frequency offset estimation algorithm.

에서 정수부 주파수 오프셋을 보정 후 최종 θ_s 를 추정한다.

정수부 위상을 추정하기 위해 본 논문에서는 sub-chirp 간의 정합필터 결과를 이용할 것이다. 설명의 편의를 위해 single path 채널을 가정하고 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이 없는 상태에서 수식을 전개 하겠다. f_o 의 주파수 오프셋이 존재 할 때 CSS의 수신 신호는 다음과 같이 모델링 된다.

$$r_{k,n} = A e^{j\left(\omega_k(nT_s - \tau) + \frac{\mu_k}{2}(nT_s - \tau)^2 + \phi\right)} p(nT_s - \tau) \cdot e^{j(2\pi f_o(n + (k-1)L)T_s + \varphi)} \quad (7)$$

(7)에서 A 수신 신호의 크기, τ 수신신호의 지연정보를 의미, ϕ 는 수신신호의 채널 위상, p 는 주파수 오프셋의 랜덤 위상을 의미한다. 설명의 편의를 위해 수신 신호의 크기 A 를 1로 가정하겠다.

sub-chirp간 정합필터 결과를 이용하여 sub-chirp간 차등 위상을 구하면 주파수 오프셋에 의한 sub-chirp 구간 동안의 위상 변화량을 추정할 수 있다. CSS의 sub-chirp은 2개의 밴드로 나뉘어져 있으므로 본 논문에서는 같은 밴드 내의 sub-chirp 2와 3을 이용하여 제안하는 알고리즘을 설명한다.

수신 sub-chirp 2와 3이 정합필터를 거치면 다음 수식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 m_2 &= \sum_{n=0}^{L_u-1} r_{2,n} s_{2,n}^* \\
 &= \sum_{n=0}^{L_u-1} \left[e^{j\left(\omega_2(nT_s - \tau) + \frac{\mu_2}{2}(nT_s - \tau)^2\right)} e^{-j\left(\omega_2 n T_s + \frac{\mu_2}{2}(nT_s)^2\right)} e^{-j(2\pi f_o(n+L)T_s + \varphi)} \right] \\
 &= e^{-j(2\pi f_o L T_s + \phi + \varphi)} e^{j\left(-\omega_2 \tau + \frac{\mu_2}{2}\tau^2\right)} \\
 &= \sum_{n=0}^{L_u-1} \left[e^{-j(\mu n T_s \tau)} e^{-j(2\pi f_o n T_s)} \right]
 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}
m_3 &= \sum_{n=0}^{L_u-1} r_{3,n} s_{3,n}^* \\
&= \sum_{n=0}^{L_u-1} \left[e^{j\left(\omega_3(nT_s-\tau) + \frac{\mu}{2}(nT_s-\tau)^2\right)} \right. \\
&\quad \left. e^{-j\left(\omega_3 nT_s + \frac{\mu}{2}(nT_s)^2\right)} e^{-j(2\pi f_o(n+2L)T_s + \varphi)} \right] \\
&\quad e^{-j(2\pi f_o 2LT_s + \phi + \varphi)} e^{j\left(-\omega_3\tau + \frac{\mu}{2}\tau^2\right)} \\
&= \sum_{n=0}^{L_u-1} \left[e^{-j(\mu nT_s\tau)} e^{-j(2\pi f_o nT_s)} \right]
\end{aligned} \tag{9}$$

설명의 편의를 위해 시간 동기가 맞춰져 있다고 가정하면 raised cosine 윈도우에 영향을 받는 샘플은 주파수 오프셋 추정시 제거할 수 있으므로 raised cosine 윈도우는 위 식에서 무시하였다. L 은 sub-chirp의 샘플 개수를 의미하고 L_u 은 주파수 오프셋 추정에 사용되는 sub-chirp의 샘플의 개수를 의미한다.

sub-chirp간의 차등위상을 이용하여 정수부 주파수 오프셋을 구하기 위해 sub-chirp 정합필터의 결과의 차등 위상을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
m_3 m_2^* &= \sum_{i=0}^{L_u-1} \sum_{n=0}^{L_u-1} e^{j(2\pi f_o LT_s)} e^{j(-\mu\tau^2)} \\
&\quad e^{j(\mu T_s\tau + 2\pi f_o T_s)i} e^{j(\mu T_s\tau - 2\pi f_o T_s)n} \\
&\quad e^{j(2\pi f_o LT_s)} e^{j(-\mu\tau^2)} \\
&= \frac{\cos(\mu T_s\tau(L+1)) - \cos(2\pi f_o T_s(L+1))}{\cos(\mu T_s\tau) - \cos(2\pi f_o T_s)}
\end{aligned} \tag{10}$$

식 (10) 같이 sub-chirp 2와 3간의 차등 위상을 계산하면 주파수 오프셋에 의해 발생하는 위상에 $\exp(-j\mu\tau^2)$ 이 영향을 줄을 알 수 있다. 여기서 정수부 주파수 오프셋 추정 시 에러를 발생시키는 $\exp(-j\mu\tau^2)$ 의 경우 시간 동기가 하나의 샘플 안으로 맞춰졌다고 가정할 경우 τ 는 최대 $T_s/2$ 로 생각할 수 있다. 만약 32 MHz 샘플링을 사용한다고 가정하면 $\exp(-j\mu\tau^2)$ 는 0.6 도로 무시 가능한 정도이다. 또한, 정확한 주파수 오프셋 추정을 위해 소수부 주파수 오프셋을 별도로 보정 할 것이므로 위 에러는 정수부 위상 추정 시 에러를 발생시키지만 소수부 주파수 오프셋 추정 시에는 영향을 미치지 않는다.

sub-chirp 간의 주파수 오프셋에 의한 차등 위상은 (10)과 같이 추정할 수 있다. 만약, sub-chirp간 차등 위상을 에러 없이 표현하면 다음과 같다.

$$\theta_L = 2\pi f_o LT_s \tag{11}$$

위 식에서 LT_s 는 1.1875 μ s로 최대 주파수 오프셋이 존재한다 할지라도 θ_L 은 최대 0.47025 π 로 위상 모호성이 발생 할 수 없다. 따라서 자기상관 방법을 이용하여 심볼간의 차등위상을 구한 후^[8-10] 정수부 주파수 오프셋은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{n} = \text{rnd} \left(\frac{\frac{L_{full}}{L} \theta_L - \theta_s}{2\pi} \right) \tag{12}$$

위 식에서 rnd 는 반올림 연산자를 의미한다. 즉, 기존의 자기상관방법을 통해 구해진 주파수 오프셋에 의한 위상 변화량 θ_L 과 sub-chirp 간 발생 위상 θ_s 의 관계에서 우리는 정수부 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

소수부와 정수부 주파수 오프셋을 통한 최종주파수 오프셋은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{f}_o = \frac{\theta_s + 2\pi\hat{n}}{2\pi L_{full} T_s} \tag{13}$$

V. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 제안하는 주파수 오프셋 추정 알고리즘과 기존의 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 비교한다. 본 장의 시뮬레이션에서 사용한 CSS 신호는 CSS 표준^[6]을 따랐고 피코넷 4의 신호를 사용하였다. 샘플링 주파수는 32 MHz 를 사용하였고 2 개의 심볼을 이용하여 제안하는 알고리즘과 기존의 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 위해 사용하였다. 기존의 알고리즘은 Cox와 Shmidle이 제안한 방법을 사용하였다.^[9]

첫째로 위상 모호성을 해결하기 위해 제안하는 알고리즘의 정수부 주파수 오프셋 추정 성능을 시뮬레이션 하였다. 그림 3은 주파수 오프셋이 50, 100, 150 KHz 일 때 SNR에 따른 정수부 주파수 오프셋의 추정 에러율이다. 본 결과는 50000 회의 정수부 주파수 오프셋 추정을 반복 수행 후 정수부 주파수 오프셋 추정 에러율을 계산하였다. 50, 100, 150 KHz의 각각 다른 주파수 오프셋 환경에서 정수부 주파수 추정 에러율이 거의 동일함을 알 수 있고 0 dB SNR 에서 10^{-3} 의 에러율을 보이고 있다. 실제 100 KHz와 150 KHz의 주파수 오프셋이 존재 할 경우 위상 모호성이 발생하게 되는데 그 위상 모호성을 정수부 주파수 오프셋 추정을 통하여 해결 할

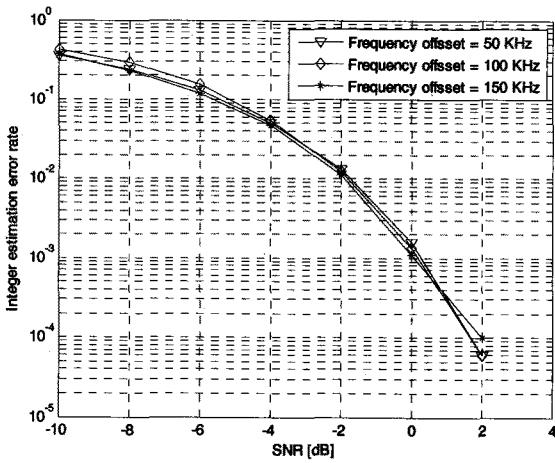


그림 3. 정수부 주파수 오프셋 추정 에러율
Fig. 3. Error rate of integer frequency offset estimation.

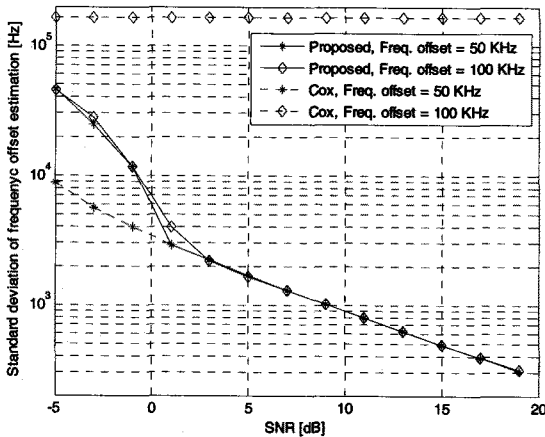


그림 4. SNR 에 따른 제안하는 알고리즘과 기존의 알고리즘의 주파수 오프셋 추정 성능 비교
Fig. 4. Performance comparison of frequency offset estimation between the proposed and conventional algorithm with various SNR.

수 있다.

그림 4는 SNR에 따라 제안하는 주파수 오프셋 추정 알고리즘과 기존의 알고리즘의 주파수 오프셋 추정 성능을 비교 하였다. 50 KHz의 주파수 오프셋이 존재하였을 경우 위상 모호성이 발생하지 않으므로 기존의 알고리즘이 가장 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 제안하는 알고리즘 역시 2.5 dB SNR 이상에서는 정수부 주파수 오프셋 추정 에러가 거의 없어 기존의 알고리즘과 성능이 거의 같다. 2.5 dB SNR 이하에서는 정수부 주파수 오프셋의 추정 에러로 성능 감소를 보임을 확인할 수 있었다. 하지만 기존의 알고리즘은 위상 모호성이 발생하는 100 KHz 주파수 오프셋 상황에서는 전혀 동

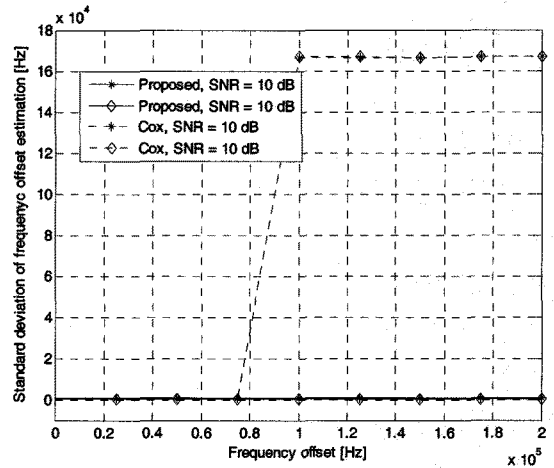


그림 5. 주파수 오프셋에 따른 제안하는 알고리즘과 기존의 알고리즘의 주파수 오프셋 추정 성능 비교
Fig. 5. Performance comparison of frequency offset estimation between the proposed and conventional algorithm with various frequency offset.

작하지 않는다. 제안하는 방법은 위상 모호성에 관계없이 50 KHz 100 KHz의 주파수 오프셋 상황에서 같은 성능을 보였다.

그림 5는 주파수 오프셋에 따른 제안하는 알고리즘과 기존의 알고리즘의 성능을 비교 하였다. 약 83 KHz 이상의 주파수 오프셋이 존재하면 위상 모호성이 발생하므로 기존의 알고리즘은 83 KHz 이상의 주파수 오프셋 추정 시 큰 에러를 발생 시키고 있다. 하지만 제안하는 알고리즘은 정수부 주파수 오프셋을 추정하여 위상 모호성을 해결할 수 있으므로 주파수 오프셋의 양에 관계없이 뛰어난 성능을 보임을 알 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 정합필터 기반 CSS 를 위한 새로운 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 제안하였다. 기존의 자기상관을 통한 주파수 오프셋 추정 방법은 위상 모호성을 해결할 수 없어 정합필터 기반 CSS 에서는 정합필터의 성능 감소를 초래하였다. 제안하는 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 위상 모호성이 발생하지 않는 sub-chirp 구간의 차등 위상 추정 결과와 기존의 자기상관 방식을 이용한 심볼 간 차등 위상 추정 결과를 통하여 정수부 주파수 오프셋을 추정하여 위상 모호성을 해결하였다. 시뮬레이션 결과 정수부 주파수 오프셋 추정 성능을 확인할 수 있었고 기존의 알고리즘과 비교하여

위상 모호성이 발생할 때 탁월한 성능을 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] M. Vanderveen, A. Vanderveen, and A. Paulraj, "Estimation of Multipath Parameters in Wireless Communications," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 46, no. 3, pp. 682-690, Mar. 1998.
- [2] A. Quazi, "An Overview on the Time Delay Estimate in Active and Passive Systems for Target Localization," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-29, no. 3, pp. 527-533, Jun. 1981.
- [3] H. W. Cho, J. W. Lee, Y. H. Lee and S. W. Kim, "Localization for a Mobile Node Based on Chirp Spread Spectrum Ranging," *International Conference on Computational Science and Its Applications*, Mar. 2010.
- [4] 권대길, 조진웅, 임승욱, 이장연, 이현석, 원윤재, "개인 무선네트워크에서 CSS 방식과 RSSI 를 이용한 거리측정에 관한 연구," *대한전자공학회 하계 종합학술대회*, 2008.
- [5] 손웅석, 안진수, 김동신, 김우식, "USN 환경에서의 가속도 센서를 이용한 거리측정에 관한 연구," *대한전자공학회 하계종합학술대회*, 2009.
- [6] IEEE P802.15.4aTM/D7, Jan. 2007.
- [7] Y. Takeuchi and K. Yamanouchi, "A Chirp Spread Spectrum DPSK Modulator and Demodulator for a Time Shift Multiple Access Communication System by using SAW Devices," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, Jun. 1998.
- [8] H. Terry, OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, *SAMS*, 2001.
- [9] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Trans. on Commu.*, vol. 12, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [10] P. H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Trans. on Commu.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

저 자 소 개



김 영 삼(학생회원)

2005년 한양대학교 미디어통신 공학과 학사 졸업.
2007년 한양대학교 전자컴퓨터 공학과 석사 졸업.
2004년 모대학교 전자공학과 박사 졸업.

<주관심분야 : 통신, 신호처리, 반도체>



정 정 화(정회원)-교신저자

1975년 한양대학교 전자공학과 학사 졸업.
1977년 한양대학교 전자공학과 석사 졸업.
1981년 와세다대학교 전자통신 공학과 박사 졸업.

<주관심분야 : 통신, CAD, 영상처리, 반도체>