

## 부분상관을 이용한 저 복잡도의 주파수 오차 추정기법

박지은<sup>1</sup> · 정용원<sup>2</sup> · 송인재<sup>2</sup> · 정의림<sup>1\*</sup>

### Low Complexity Frequency Offset Estimation Using Partial Correlation

Ji-Eun Park<sup>1</sup> · YeongWeon Jeong<sup>2</sup> · InJae Song<sup>2</sup> · Eui-Rim Jeong<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Department of Radio Wave Engineering, Hanbat National University, Daejeon 305-719, Korea

<sup>2</sup>LIG Nex1, Yongin-si, Gyeonggi-do 446-798, Korea

#### 요 약

주파수 오차는 송·수신기내의 발진기의 오차와 송수신기의 이동속도에 의한 도플러 효과(doppler effect)로 인해 발생하는데 이러한 오차는 수신신호의 위상을 변화시켜 수신기의 성능을 떨어뜨리는 주요 요인 중 하나이다. 따라서 주파수 오차의 정밀한 추정 및 보상은 송·수신기의 필수적인 요소이다. 본 논문은 이러한 주파수 오차를 부분 상관을 이용하여 추정하는 새로운 방식을 제안하는데, 기존 방식에 비해 낮은 복잡도를 가진다. 또한 제안하는 방식은 주파수 추정 정확성의 손실 없이 주파수 오차 보상 범위의 조절이 가능하여 넓은 주파수 오차가 존재하는 시스템에 적합하다. 제안 방식의 검증은 위해 컴퓨터 모의실험 결과를 수행하고, 기존의 기법과 비교 분석하여 성능 및 복잡도에 이득이 있음을 보인다.

#### ABSTRACT

In wireless communication systems, a frequency offset exist at the received signal due to the transmitter-receiver oscillator mismatch and Doppler effect in mobile environments. Those offsets rotate the received signal's phase and degrade the receiver performance. Hence, estimation and compensation of the frequency offset is crucial at the receiver. This paper proposes a new frequency offset estimation technique based on partial correlation. The proposed method requires less computational complexity than that of the conventional method. In addition, since the proposed one can estimate a wide range of frequency offset without estimation accuracy loss, the application of the method is desirable for the communication environments that have a large frequency offset. In order to verify the performance of our proposed scheme, a series of computer simulations have been carried out and compared against those of the conventional method.

**키워드** : 부분 상관, 주파수 오차, 도플러 효과, 주파수 추정

**Key word** : Partial Correlation, Frequency Offset, Doppler effect, Frequency Estimation

접수일자 : 2014. 05. 13 심사완료일자 : 2014. 06. 14 게재확정일자 : 2014. 06. 30

\* **Corresponding Author** Eui-Rim Jeong(E-mail:erjeong@hanbat.ac.kr, Tel:+82-42-821-1752)

Department of Radio Wave Engineering, Hanbat National University, Daejeon 305-719, Korea

**Open Access** <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2014.18.8.1861>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.  
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

## I. 서 론

주파수 오차는 송수신기내의 발진기의 오차와 수신기의 이동 속도에 의한 도플러 효과(doppler effect) 인 해 발생하는데 이러한 오차로 인해 수신신호는 시간에 따라 위상이 변하는 왜곡을 겪게 된다. 이러한 위상 왜곡은 수신 프레임 동기나 데이터 복원을 어렵게 한다.

따라서 이를 해결하기 위한 많은 연구들이 진행되어 왔는데, AWGN (additive white Gaussian noise) 또는 플랫 페이딩 채널이나 [1, 2] 주파수 선택적 페이딩 채널 [3-5] 에서 주파수 오차 추정에 대한 연구가 이루어 졌다. 본 논문에서는 AWGN 채널 환경에서 주파수 오차 추정을 다룬다. 이러한 채널 환경은 위성 통신 환경이나 음성 전송을 주 목적으로 하는 협 대역 지상 통신, 특히 군 무전기에 적합한 무선 환경이다. 기존의 방식 중에서 [1] 에서 제안하는 기법은 수신된 신호에서 파일럿 신호등을 이용하여 변조를 제거한 후, 인접한 신호들과의 위상 차이를 이용하여 주파수 오차를 추정하는 방법을 사용하고 있다. 이 방식은 이론적으로 얻을 수 있는 최고의 성능을 제공할 수 있으나 이웃하는 많은 신호들과 비교해야 최적의 주파수 추정 성능을 얻을 수 있어 계산량이 방대하고 구현이 복잡하며, 추정 정밀도를 높일수록 주파수 오차 추정 범위가 좁아지는 단점을 가지고 있다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 부분 상관에 기반하여 복잡도는 낮추고 높은 주파수 추정 정확도는 유지하면서 주파수 추정 범위가 넓은 새로운 주파수 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법의 성능 분석 및 기존 방식과의 성능 비교는 컴퓨터 모의실험을 이용하여 수행한다.

본 논문은 II절에서는 신호 모델을 보이고, III절에서 기존 주파수 오차 추정 방법에 대한 설명과 문제점에 대해 기술하며, IV절에서는 제안하는 주파수 오차 추정 방법과 복잡도에 대한 내용을, V절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통해 기존방식과 제안하는 방법과 비교분석을 수행한다.

## II. 신호 모델

본 논문에서 다루는 기저대역 신호 모델은 그림 1과 같다. 여기에서  $s_k$ 는 송신 파일럿 신호로써 M-ary PSK

(phase shift keying) 또는 QAM (quadrature amplitude modulation) 심볼이며,  $n_k$ 는 AWGN 잡음,  $\theta$ 는 위상 오차, 그리고  $\Delta f$ 는 반송파 주파수 오차를 나타낸다.

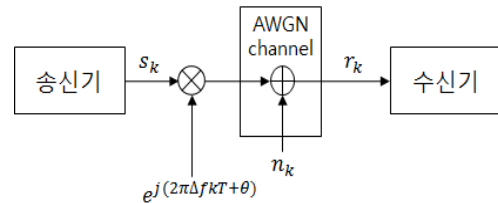


그림 1. 제안하는 주파수 오차 추정기 알고리즘 블록도  
Fig. 1 Frequency offset estimator algorithm block diagram of the proposed scheme

따라서 그림 1의 블록도를 따라 샘플링 된 수신신호  $r_k$ 는 다음 수식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_k = s_k e^{j(2\pi\Delta f k T_s + \theta)} + n_k \quad (1)$$

수식 (1)에서 잡음  $n_k$ 는 평균이 0, 분산이  $\sigma_n^2$ 인 백색 가우시안 잡음이라 가정한다. 본 논문은 AWGN 채널 환경에서 주파수 오차 추정과 보상 방안을 제안하는데, 이 방안은 플랫 페이딩 채널 환경에서도 적용이 가능하다.

## III. 기존의 주파수 오차 추정 방법

[1]에서 제안하는 주파수 추정기법은 수식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 이 방식은  $T_s$ 의 심볼 주기를 가지는 길이  $N$ 의 파일럿 신호를 이용하여 주파수 오차 추정 값  $\hat{\Delta f}$ 을 얻는다.

$$\hat{\Delta f} \cong \frac{1}{\pi T_s (M+1)} \arg \left\{ \sum_{k=1}^M R(k) \right\} \quad (2)$$

$$R(k) = \frac{1}{N-k} \sum_{i=k+1}^N r_i s_i^* r_{i-k}^* s_{i-k}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (3)$$

이 방식은 수신신호의 변조 심볼을 제거한 후  $k$  길이 만큼 떨어진 샘플들의 상관 값을 모두 더한 후 이 합의

위상을 측정하여 주파수 오차를 추정하고, 이 과정을 통해 여러  $k$  값에 대해서 구한 주파수 오차 추정 값들의 평균을 구해 정확도를 높이는 방법이다. [1]에서는 인접 샘플간의 거리  $k$ 의 최대 값  $M$ 이 파일럿 길이의 반, 즉  $N/2$  일 때 최고의 성능을 보이는 것을 보였으며 추정 가능한  $\Delta\hat{f}$ 의 범위는 다음과 같다.

$$|\Delta f| < [(M+1)T_s]^{-1} \quad (4)$$

따라서 인접한 샘플들의 거리를 변수로 하여 각 거리마다 상관을 구하기 때문에 정확한 추정을 위해서는  $M$ 을 키워야 하므로 복잡도가 커지는 반면 수식 (4)에 의해 추정 가능 범위는 줄어드는 것을 알 수 있다.

하지만 정교한 주파수 오차 추정도 중요하지만 실제 시스템에서 발생할 수 있는 최대 주파수 오차는 발진기의 정밀도, 반송파 주파수 및 이동속도에 따라 변하기 때문에 넓은 주파수 오차를 추정하고 보정해야 하는 상황이 발생할 수 있다. 하지만 [1]의 방식은 주파수 추정 정확도를 높이기 위해서는 주파수 추정 범위가 줄어드는 문제가 있기 때문에 이를 보완할 수 있는 방안이 필요하다. 또한, 주파수 추정 정확도에 대한 기준이 주어진 경우에는 이 기준을 만족하는 수준으로 주파수 추정 정확도를 맞추고 대신 계산 복잡도를 낮추는 것이 바람직하다. 예를 들어 GSM의 경우 [6], 발진기의 안정성은 0.1ppm보다 작도록 요구하기 때문에 그 이상의 정확성보다는 현실적으로 구현에 따른 복잡도를 낮추고 범용적으로 넓은 범위의 주파수 오차를 추정하는 것이 이득이라 할 수 있다. 본 논문은 주파수 추정 정확도와 추정 범위를 조정하여 복잡도를 낮춘 새로운 주파수 추정 및 보상 방안을 제안한다.

#### IV. 제안하는 주파수 오차 추정 방법

본 논문에서 제안하는 주파수 오차 추정기법은 그림 2과 같다. 샘플링 된 수신신호는 두 단계를 거쳐 주파수 오차 추정 및 보정이 이루어진다. 첫 번째 단을 성긴 보상기라 하고 두 번째 단을 정밀 보상기라 부르는데, 성긴 보상기에서 넓은 범위에서 낮은 정밀도를 가지는 1차적인 주파수 오차를 보정하고 남은 잔여 오차를 정밀 보상기에서 보상한다.

##### 4.1. 성긴 보상기

수식 (1)의 수신 신호  $r_k$ 는 성긴 보상기의 입력으로 인가되어 주파수 오차 추정 전에 먼저 변조를 제거하고 부분상관을 구한다. 이때 수신 신호  $r_k$ 는 길이가  $N$ 인 벡터 신호이며, 전체 길이를 길이  $p_c$ 로 부분 상관을 취하여 총  $N/p_c = s_c$ 개의 값  $\{\gamma_m\}$ 을 출력한다. 부분상관은 수식 (5)와 같이 수행한다.

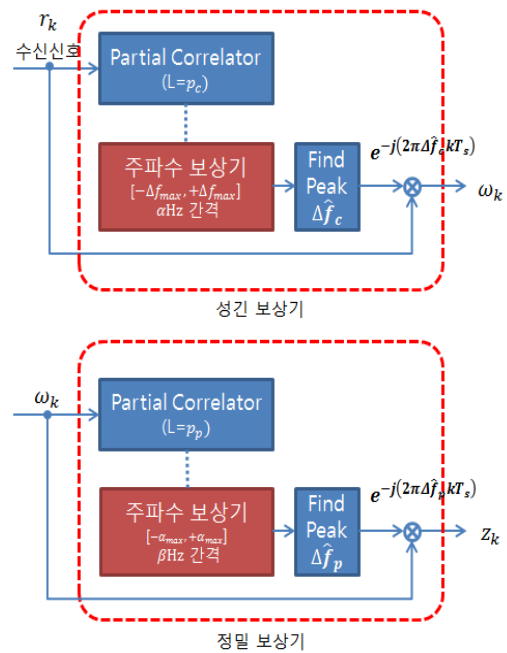


그림 2. 제안하는 주파수 오차 추정기 알고리즘 블록도  
Fig. 2 Frequency offset estimator algorithm block diagram of the proposed scheme

$$\begin{aligned} \gamma_m &= \sum_{k=m(p_c-1)+1}^{mp_c} r_k s_k^* / |s_k|^2 \\ &= \sum_{k=m(p_c-1)+1}^{mp_c} e^{j(2\pi k \Delta f T_s + \theta)} + n_k s_k^* / |s_k|^2 \quad (1 \leq m \leq s_c) \end{aligned} \quad (5)$$

(5)에서 송신 파일럿 크기에 상관없이 위상오차와 백색잡음만 남는 것을 확인할 수 있으며, 실제로 파일럿 신호로 PSK(phase shift keying) 뿐만 아니라 QAM (quadrature amplitude modulation) 계열의 신호를 사용한다면 이 성질을 만족한다. 따라서 수식 (5)는 다음과

같이 정리할 수 있다.

$$\gamma_m = \sum_{k=m(p_c-1)+1}^{mp_c} e^{j(2\pi k\Delta f T_s + \theta)} + \eta_k \quad (6)$$

$$(1 \leq m \leq s_c, 1 \leq p_c \leq N)$$

만약 주파수 오차 및 위상오차가 0이라면 부분상관 출력,  $\gamma_m$ 을 모두 더했을 때 파일럿의 길이만큼 큰 값이 발생한다. 하지만 주파수 오차가 존재하는 경우 시간에 따라 변하는 위상에 의해 이 값의 크기가 줄어든다. 이와 같은 특징을 고려하면 수신신호에서 주파수 오차의 보상이 제대로 이루어 졌다면 부분 상관 값들의 합에서 큰 값이 발생할 것이기 때문에 제안하는 방안은 이 아이디어에 기반하여 개발한다.

주파수 추정의 첫 번째 단계에서 실제 발생할 수 있는 최대 주파수 오차의 범위를  $[-\Delta f_{\max}, +\Delta f_{\max}]$ 로 정의하고, 이 범위를 주파수 간격  $\alpha$ 로 양자화 한 후 양자화된 모든 주파수로 부분 상관 출력을 보정하고 부분 상관 값들을 더해 어떤 주파수로 보정했을 때 큰 값이 발생하는 지 관찰한다. 주파수 보상에 사용하는 복소 지수 신호는 다음과 같이 정의한다.

$$H_m(\Delta \tilde{f}_n) = e^{-j(2\pi(m p_c - \frac{p_c}{2})\Delta \tilde{f}_n T_s p_c)} \quad (7)$$

$$(1 \leq m \leq s_c)$$

$$\Delta \tilde{f}_n = -\Delta f_{\max} + (n-1)\alpha \quad (8)$$

수식 (7)에 사용된  $\Delta \tilde{f}_n$ 은 수식 (8)과 같이 정의할 수 있으며, 이때  $n$ 의 범위는  $[1, \frac{2f_{\max}}{\alpha} + 1]$ 와 같다. 따라서 수식 (7)-(8)을 이용하여 주파수 보상 및 부분 상관 출력의 합을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$R(\Delta \tilde{f}_n) = \sum_{m=1}^{s_c} H_m(\Delta \tilde{f}_n) \gamma_m \quad (9)$$

모든  $\Delta \tilde{f}_n$ 에 대해  $R(\Delta \tilde{f}_n)$ 의 크기를 구하고 가장 큰 크기를 가질 때의  $\Delta \tilde{f}_n$ 가 우리가 보상하고자 하는 주파수가 된다. 성긴 보상 주파수를  $\Delta \hat{f}_c$ 라고 하면 이를 구하는 과정은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \hat{f}_c = \arg \max(|R(\Delta \tilde{f}_n)|) \left( 1 \leq n \leq \frac{2f_{\max}}{\alpha} + 1 \right) \quad (10)$$

수식 (10)에 의해 유도된  $\Delta \hat{f}_c$ 을 이용하여 수신신호를 보정하면 성긴 보상기의 동작이 끝난다. 그림 3은 성긴 보상기의 블록을 보인다. 1차 성긴 보상기에서는 주파수 간격  $\alpha$ 로 보상하였기 때문에 잔여 주파수 오차의 범위는  $[-\frac{\alpha}{2}, +\frac{\alpha}{2}]$ 이며, 잔여 주파수 오차의 보상은 정밀 보상기에서 수행한다.

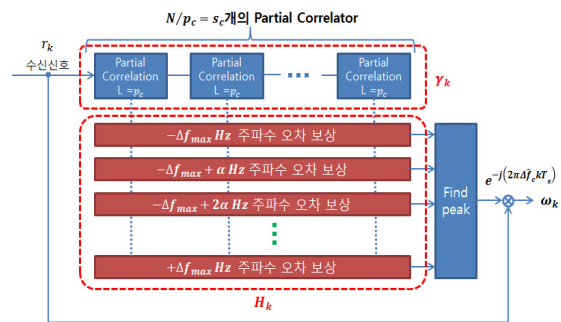


그림 3. 성긴 보상기 블록도  
Fig. 3 Coarse compensator block diagram

#### 4.2. 정밀 보상기

성긴 주파수 오차가 보정된 수신신호를  $w_k$ 라고 나타내자. 정밀 보상기에서는  $w_k$ 를  $p_p$  길이로 부분 상관하여 총  $N/p_p = s_p$ 개의 값  $\{\delta_g\}$ 을 생성하며 수식 (5)-(10)과 유사한 방식으로 주파수 오차를 찾는다.  $w_k$ 는 1차 오차 보정이 된 신호이기 때문에 처음 수신신호인  $r_k$ 에 비해 주파수 오차가 크지 않고 이에 따라 부분상관 길이를 좀 더 길게 설정하더라도 부분 상관 길이 내에서 변화가 작다. 따라서 복잡도를 줄이기 위해  $p_p > p_c$ 와 같이 부분 상관 길이를 더 길게 설정하여 구현의 복잡도를 낮춘다. 수식 (11)은 부분 상관 결과를 나타낸다.

$$\delta_g = \sum_{k=g(p_p-1)+1}^{g p_p} e^{j(2\pi k\Delta f T_s + \theta)} + \eta(k) \quad (11)$$

$$(1 \leq g \leq s_p, 1 \leq p_p \leq N)$$

이렇게 생성된  $s_p$ 개의 블록은 잔여 오차 범위인  $[-\frac{\alpha}{2}, +\frac{\alpha}{2}]$ 를  $\beta$ 간격으로 상관하여 상관값이 최대값을

갖는 주파수를 찾는다.

$$H_g(\Delta \tilde{f}_n) = e^{-j(2\pi(gp - \frac{p}{2})\Delta \tilde{f}_n T_s p_p)} \quad (1 \leq g \leq s_p) \quad (12)$$

$$\Delta \tilde{f}_n = -\frac{\alpha}{2} + (n-1)\beta \quad (13)$$

위의 식 (12)는 양자화 된 주파수 값을 나타내며, 주파수 보상기의 보상주파수는 수식 (13)과 같다. 이때  $n$ 의 범위는  $[1, \frac{2\alpha}{\beta} + 1]$ 이다.

$$R(\Delta \tilde{f}_n) = \sum_{g=1}^{s_p} H_g(\Delta \tilde{f}_n) \delta_g \quad (14)$$

수식 (14)에 의해 주파수를 보정한 뒤, 최대 값을 갖는 주파수를 찾음으로써 정밀 주파수 보정값  $\Delta \hat{f}_p$ 를 얻을 수 있다.

$$\Delta \hat{f}_p = \arg \max(|R(\Delta \tilde{f}_n)|) \left( 1 \leq n \leq \frac{2\alpha}{\beta} + 1 \right) \quad (15)$$

따라서, 두 단계를 종합하여 최종적으로 보정하는 주파수는 다음과 같다.

$$\Delta \hat{f} = \Delta \hat{f}_c + \Delta \hat{f}_p \quad (16)$$

### 4.3. 복잡도

구현에 있어서 주파수 오차 보상기법은 많은 복소수 곱셈기가 필요한데, 하나의 복소수 곱셈기의 구현은 4개의 실수 곱셈기와 2개의 실수 덧셈기로 구성이 된다. 이렇듯 복소수 곱셈기의 개수가 곧 구현의 복잡도를 결정하기 때문에 곱셈기의 수가 적은 저 복잡도의 추정기가 구현 측면에서 유리하다.

본 논문에서 제안하는 방식의 가장 큰 특징은 부분상관을 먼저 취하고 이후에 양자화 된 주파수 오차를 보정하면서 복잡도를 줄인 것이다. 표 1은 이러한 복잡도를 정리한 것으로 [1]과 비교하여 제안하는 방식을 구현하는데 필요한 곱셈기와 덧셈기의 수를 수식으로 정리한 것이다.

표 2는 본 컴퓨터 모의실험에 사용된 주요 파라미터를 나타낸다. [1]의 방식의 경우 파일럿의 길이는 128, 그리고 상관을 취하는 최대 길이  $M$ 을 63으로 설정하였다. 이와 비교하는 제안하는 방식의 경우 총 4가지 경우 (B, C, D, E)를 고려하였다. 파일럿의 길이는 모두 128로 동일하였고, 성긴 보상기에 사용하는 부분상관의 길이 역시 16으로 동일하였으며 B, C의 경우에는 추정 가능한 최대 주파수 오차를 0.0141로 설정하되 정밀 보상기의 상관 길이를 각각 32, 64로 사용하였다. D, E의 경우에는 추정 가능한 최대 주파수 오차를 B, C의 두 배인 0.0282로 설정하였다. 본 논문에서 나타내는 주파수 오차는 실제 주파수 오차를 파일럿 신호의 주기를 곱한 값이다. 즉,  $\Delta f T_s$ 이다. [1]의 방식과 다르게 제안하는 방안에서는 추정 가능 최대 주파수 오차를 사용자가 설정할 수 있다. [1]의 방식은  $M$ 에 의해 추정 가능 주파수 오차의 범위가 제한되므로 표 2의 환경에서는 이 범위가  $[-0.0156, +0.0156]$ 로 주어진다. 즉, 제안 방안 B, C는 기존의 방식과 유사한 주파수 오차 추정 범위를 갖고, D, E의 경우에는 2배 정도 넓은 주파수 오차 추정 범위를 갖는다.

표 1. 구현 복잡도 비교 (수식)

Table. 1 Comparing implementation complexity (Formula)

[1]	곱셈기	$2NM + 4N$
	덧셈기	$2N(M-1) + 2N - 2$
제안하는 방식	곱셈기	$4N + \frac{2N}{P_c} (\frac{2f_{\max}}{\alpha} + 1) + \frac{2N}{P_p} (\frac{2\alpha}{\beta} + 1)$
	덧셈기	$4N + \frac{4f_{\max}}{\alpha} (\frac{N}{P_c} - 1) + \frac{4\alpha}{\beta} (\frac{N}{P_p} - 1) - 4$

표 2. 파라미터 설정값

Table. 2 Parameter Settings

[1]의 방식	Case	$N$				$M$	
	A	128				63	
제안하는 방식		$N$	$f_{\max} T_s$	$p_c$	$p_p$	$\alpha T_s$	$\beta T_s$
	B	128	0.0141	16	32	9.3750e-004	2.3438e-004
	C	128	0.0141	16	64		
	D	128	0.0282	16	32		
	E	128	0.0282	16	64		

표 3은 표 2에 설정한 파라미터 값으로 표 1의 수식에 대입하여 구체적으로 필요한 곱셈기와 덧셈기 개수를 나타내었다. Case A, B를 비교하면 A에 비해 B의 곱셈기와 덧셈기의 수가 1/16배 정도로 감소한 것을 알 수 있다. 또한 Case A와 D를 비교하면 제안 방안의 경우 추정 범위가 2배 이지만 복잡도는 1/11배 정도로 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

Case B와 C를 group1이라 하고, Case D와 E를 group2라 하면 group 2에서는 정밀 보상기의 부분 상관 길이가 두 배로 길어서 복잡도가 더 낮은 것을 확인할 수 있다.

따라서 송·수신기의 환경과 주파수 정밀도에 대한 규격에 따라서 파라미터를 적용하면 유연하게 주파수 추정 범위 및 정밀도를 조정할 수 있고 복잡도도 낮출 수 있다.

표 3. 각 파라미터별로 복잡도 비교

Table. 3 Comparing complexity by each parameter

	곱셈기	덧셈기
A	16,640	16,126
B	1,032	944
C	1,020	936
D	1,512	1,364
E	1,500	1,356

### V. 컴퓨터 모의실험 및 결과

다음으로 컴퓨터 모의실험을 통해 본 논문에서 제안하는 방안의 주파수 추정 성능을 분석한다. 컴퓨터 모의실험 환경은 앞서 설명하였던 A ~ E와 동일하다. 주파수 오차는 매 시도에서 무작위로 발생하도록 하여 성능을 측정하였다. 그림 4는  $\Delta f$ 를 매 실험마다  $\pm 0.0141$  이내에서 무작위로 발생시킨 후, SNR대비 반송파 주파수 추정값에 대한 MSE (Mean Square Error) 성능을 분석한 것이다. [1]의 방식과 제안하는 방식을 비교하면 두 방식이 낮은 SNR이나 중간 SNR 영역에서는 유사한 특성을 보이거나 높은 SNR 영역에서는 [1]의 방식이 더 우수한 특성을 보인다. 이는 제안 방식의 경우 주파수 추정 값을 양자화 해서 사용하는 것이 원인이다. 제안

하는 방안의 성능을 높이기 위해서는 정밀 보상기의 양자화 간격을 더 좁게 설정하여 조절이 가능한데 이는 복잡도의 증가로 이어진다.

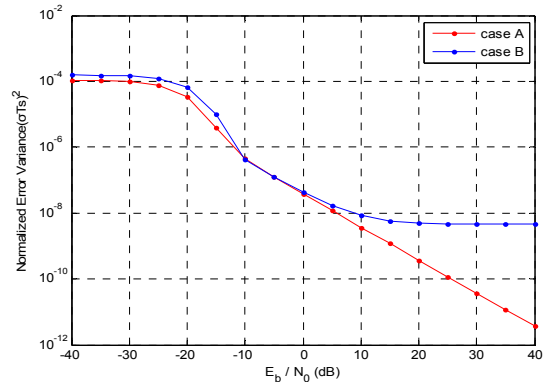


그림 4. 반송파 주파수 오차 추정 성능 (MSE)  
Fig. 4 MSE comparison

하지만 III절에서 언급했듯이 수신 성능에 영향을 미치지 않는 정도의 정확도만 확보된다면 굳이 계산량이 많이 필요한 기존의 방안을 사용하는 것 보다는 제안 방안을 사용하는 것이 유리하다.

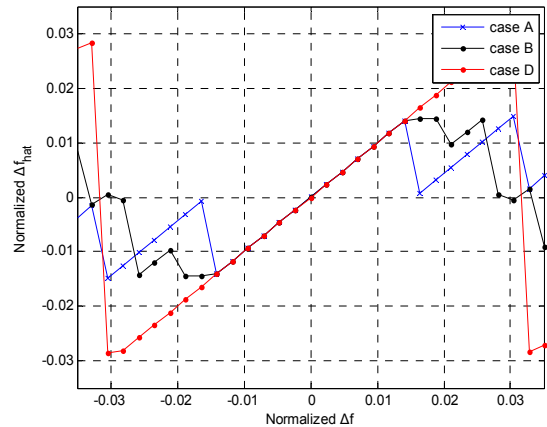


그림 5. 주파수 추정 값의 평균 값  
Fig. 5 Mean of estimate

그림 5는  $E_b/N_0 = 10$  dB에서 표 2에서 정의된 Case A, B, D 일 때 정규화된  $\Delta f$ 에 따른 추정 값  $-\hat{\Delta f}$ 의 평균값을 나타낸 것으로 [1]의 방식인 A와 제안하는 방식

B는 유사한 추정 범위를 보이지만 Case D의 추정범위는 2배가량 넓은 것을 확인할 수 있다.

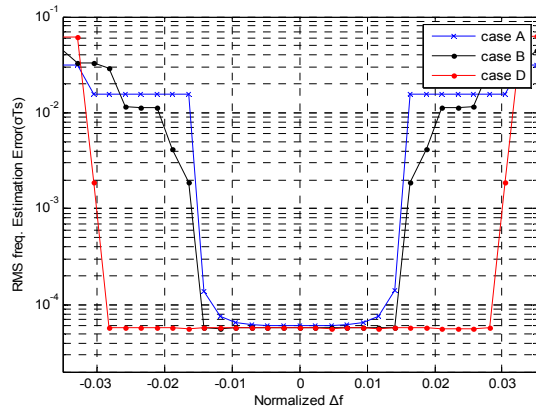


그림 6. 반송파 주파수 오차 추정 성능 (RMSE)  
Fig. 6 RMSE of estimate

그림 6은 반송파 주파수 오차 추정 성능을 RMSE (root mean square error) 성능으로 나타낸 것인데 Case A, B, D 모두  $5.7 \times 10^{-5}$  정도로 비슷한 추정 성능을 보이지만 Case D의 경우 추정범위가 2배가량 넓은 것을 확인할 수 있다.

따라서 제안 방안은 요구 성능을 만족하는 주파수 추정 정확도를 가지면서 주파수 추정 범위를 임의로 넓힐 수 있는 저 복잡도의 방식이라는 것이 장점이다. 높은 SNR에서의 성능은 저하되지만 이는 양자화 간격을 줄여서 성능을 높일 수 있다. 제안 방식은 주파수 추정 범위, 정확도를 각각 독립적으로 설정하여 원하는 목표를 만족시킬 수 있는 유연성을 가진다는 것이 장점이며 적절한 설정을 통해서 복잡도 또한 줄일 수 있다.

## VI. 결론

본 논문에서는 주파수 오차를 추정하여 보상하는 기법을 제안하였다. 제안된 방법은 주파수 오차 보상 범위와 추정 성능 및 복잡도를 유동적으로 조절할 수 있기 때문에 기존 방식의 대안으로 활용될 수 있다.

## REFERENCES

- [1] Marco Luise, "Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions," *IEEE Trans. on Commun.* VOL. 43, pp.1169-1178, Feb. 1995.
- [2] U. Mengali and M. Morelli, "Data-aided frequency estimation for burst digital transmission," *IEEE Trans. on Commun.* VOL. 45, pp.23-25, Jan. 1997.
- [3] U. Mengali and M. Morelli, "Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels," *IEEE Trans. on Commun.* VOL. 45, pp.1580-1589, Sept. 2000.
- [4] E. -R Jeong, S. -K. Jo, and Y. H. Lee, "Least squares frequency estimation in frequency-selective channels and its application to transmissions with antenna diversity," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, VOL. 19, pp.2369-2380, Dec. 2001.
- [5] Hyoung-Goo Jeon, "Blind frequency offset estimation method in OFDM systems," *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, VOL. 15, No. 3, pp.823-832, April 2011.
- [6] GSM Recommendation 11.10, Part 11.3, V. 1.07.00, March 1990.



박지은(Ji-Eun Park)

2013년 2월 : 한밭대학교 전파공학과 (공학사)  
2013년 3월 ~ 현재 : 한밭대학교 정보통신전문대학원 전파공학과 석사과정  
※관심분야 : 모뎀설계, 이동통신, 통신신호처리



**정용원(Yeong-Weon Jeong)**

1995 한국항공대학교 졸업  
1995 ~ 2007 현대전자, 다산네트웍스 근무  
2007 ~ LIG넥스원 C4연구소 재직  
현재 LIG넥스원 수석연구원  
※관심분야 : Communication, Interoperability



**송인재(In-Jae Song)**

2005 인하대학교 졸업  
2005 ~ 2013 SK Telesys 근무  
2013 ~ LIG넥스원 C4연구소 재직  
현재 LIG넥스원 선임연구원  
※관심분야 : Digital Signal Processing, RF



**정의림(Eui-Rim Jeong)**

1995년 : 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 학사  
1997년 : 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 석사  
2001년 : 한국과학기술원 전자 전산학과 박사  
2009년 1월 ~ 현재 : 한밭대학교 정보통신공학과 부교수  
※관심분야 : 통신신호처리, 전치왜곡, 모뎀설계