

버스트 MPSK 전송에서 시스템 파라미터들의 동시 추정 성능의 개선을 위한 이산 푸리에 변환의 보간기법

준회원 홍대기*, 이영조**, 정회원 홍대식*, 종신회원 강창언*

Joint Estimation of Phase and Frequency Offsets using a Simple Interpolation of a DFT Algorithm in Burst MPSK Transmission

Dae-Ki Hong*, Young-Jo Lee, Daesik Hong*, Chang-Eon Kang* *Regular Members*

요약

본 논문에서는 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform: DFT) 알고리즘의 분해 능력 향상을 위한 간단한 보간 기법을 제안한다. 제안된 보간 기법은 DFT의 크기(DFT를 위한 시간 축에서 이산 샘플의 개수)를 증가시키지 않고도 DFT 알고리즘의 주파수 및 위상 분해 능력을 현저히 향상시킬 수 있게 된다. 제안된 보간 기법의 핵심은 크기 및 위상 스펙트럼에서 내분점을 이용하는 것이다. 이 기법은 위성 통신 시스템과 같은 버스트 모드 디지털 전송을 하는 시스템에서 주파수 및 위상 오프셋을 동시에 미세 추정하는 곳에 사용될 수 있다. 실험 결과에 의하면 제안된 보간 기법을 사용하는 동시 추정기는 추정 성능에 있어서 현저한 개선을 얻게 됨을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, a simple interpolation technique in a frequency domain is proposed for the discrete Fourier transform(DFT) algorithm. Frequency and phase resolution capabilities of the DFT algorithm can be significantly improved by the proposed interpolation technique without increase of a DFT size(the number of points for the DFT). The new technique uses a dividing point in amplitude and phase spectrums. As an application, the technique can be used for joint estimation of fine frequency and phase offsets in burst mode digital transmission. Simulation results show that the joint estimator using the technique is robust to estimation errors.

I. 서론

디지털 위성 통신 시스템에서와 같이 버스트 모드 디지털 전송을 사용하는 시스템에서 주파수 및 위상 오프셋의 추정은 시스템 설계에 있어서 매우 중요하다^{[1][2]}. 이미 기존의 많은 문헌^{[3]-[9]}에서 주파수 및 위상 오프셋과 같은 시스템 파라미터를 추정하는 기법이 연구된 바 있다. 이 기법은 크게 시간 영역에서의 접근 방식과 주파수 영역에서의 접근 방식으로 나누어 볼 수 있다. 먼저 시간 영역에서는 시스템 파라미터의 추정을 위해서 수신 샘플들의

평균을 사용하게 된다^{[3]-[6]}. M -ary phase shift keying(MPSK 또는 M 진 PSK) 신호의 위상 오프셋을 추정하기 위한 효율적인 블라인드 알고리즘이 참고 문헌 [3]에서 언급되었다(일명 $V&V$ 알고리즘). 이 알고리즘은 매우 짧은 버스트 전송에서 비교적 정확한 추정 값을 얻을 수 있음이 알려져 있다. $V&V$ 알고리즘의 실제적인 구현을 위한 개선 알고리즘은 참고문헌 [4]에 언급되어 있다. 이와 더불어 주파수 오프셋을 추정하는 알고리즘은 참고문헌 [5]와 [6]에서 연구되었다. 이와는 반대로 주파수 영역에서는 시스템 파라미터

* 연세대학교 전기·전자공학과 정보통신연구실(hongdk@sunlight.yonsei.ac.kr),

** LG전자

논문번호 : 010262-0928, 접수일자 : 2001년 9월 28일

※ 본 논문은 LG 전자 및 교육부의 두뇌 한국 21 사업 핵심 분야 지원에 의하여 수행되었습니다.

들을 추정하기 위하여 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform: DFT) 알고리즘을 이용한다^{[6],[9]}. 참고문헌 [7]에서는 위상 및 주파수 오프셋을 동시에 블라인드로 추정하기 위한 기법이 연구되었다. 이 기법은 최소 자승(Least Square: LS) 기법에 기반을 두고 있다. 또한 문헌에서는 시스템 파라미터의 개략 추정(coarse estimation) 기법만을 제시하였다. 그러나, 제시된 개략 추정 기법만으로는 원하는 추정 성능을 얻을 수 없고 추가적인 미세 추정(fine estimation) 기법이 추가되어야만 좋은 성능을 얻을 수 있다. 이 문헌의 가장 큰 기여도는 $V&V$ 알고리즘이 단지 주파수 오프셋이 발생하지 않는 환경에서 LS 알고리즘의 특별한 경우로 볼 수 있다는 것을 이끌어 낸 것이라 하겠다. 이 동시 추정 기법은 매우 짧은 버스트가 비교적 큰 오프셋을 갖고 전송되는 경우에 성능의 이득을 얻을 수 있다.

하지만 앞서 언급한바와 같이 [7]에서 제안된 개략 추정 기법은 추정 성능이 좋지 않다. 이 이유는 DFT 알고리즘의 분해 능력이 DFT 크기에 의해 제한되기 때문이다. DFT 알고리즘의 분해 능력을 향상시키려 할 경우에는 다음과 같은 방법을 생각해 볼 수 있다. 먼저 결정 보조 시스템 파라미터 추정(decision-aided system parameters estimation: DAPE) 알고리즘의 경우에는 더 많은 수신 데이터 열을 이용하여 DFT를 수행할 경우에 분해 능력의 향상을 얻을 수 있다. 그러나 이 방식은 매우 짧은 버스트에 이용될 때 전송 효율을 크게 떨어뜨리는 단점이 있다. 다른 해결 방식으로는 비 결정 보조 시스템 파라미터 추정 알고리즘(nondecision-aided system parameters estimation: NAPE)을 이용하는 방법이나 오버샘플링을 이용하는 방법을 생각해 볼 수 있다. 그러나 이러한 방식 또한 DFT의 크기의 증가로 인해 하드웨어 복잡도의 증가를 가져오게 되므로 좋은 해결책이라 할 수 없다. 마지막으로 시스템 파라미터의 미세 추정을 위해 주파수 축 상에서 보간을 이용하는 방식이 있다. 참고 문헌 [6]에는 주파수 오프셋의 미세 추정을 위한 보간 방법(parabolic interpolation) 기법을 이용하였다. 다른 보간 방법으로서 참고문헌 [9]에서는 할선법(secant method)이 미세 주파수 오프셋을 추정하는데 사용되었다. 이러한 보간 기법은 그다지 간단하지 않다. 그러나 이보다 더욱 큰 문제는 이 방식으로서 위상을 보간할 수는 없다는 것이다. 그러므로 미세 주파수 오프셋 뿐만 아니라 및 위상 오프셋 추정을 동시에 수행하

기 위한 새롭고 간단한 보간 방식이 요구된다.

본 논문에서는 이산 푸리에 변환의 분해 능력의 향상을 위한 간단한 보간 기법을 제안한다. 제안된 보간 기법은 DFT의 크기를 증가시키지 않고도 DFT 알고리즘의 주파수 및 위상 분해 능력을 현저히 향상시킬 수 있게 된다. 제안된 보간 기법의 핵심은 크기 및 위상 스펙트럼에서 내분점을 이용하는 것이다. 이 기법은 위성 통신 시스템과 같은 버스트 모드 디지털 전송을 하는 시스템에서 주파수 및 위상 오프셋을 동시에 미세 추정하는 곳에 사용될 수 있다. 또한 제안된 보간 기법은 DAPE 및 NAPE에 모두 사용될 수 있다. 또한 추정 범위도 감소하지 않는 장점이 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 2장에서는 DFT 알고리즘을 이용하는 시스템 파라미터들의 동시 개략 추정 방식에 대해 개괄하고, 3장에서는 DFT 알고리즘을 위한 새로운 보간 기법을 제안하며, 4장에서는 보간 기법의 응용으로서 시스템 파라미터들의 미세 추정 방식을 제안한다. 5장에서는 실험 결과를 소개하며, 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

II. DFT 알고리즘을 이용한 시스템 파라미터의 동시 추정 방식: 개략 추정

완벽한 심볼 타이밍을 가정할 때 M 진 PSK 버스트내의 샘플들은 다음과 같이 모델링 될 수 있다.

$$r_n = A e^{j\theta_n} e^{j(2\pi n f_d T_s + \phi)} + z_n + i_n, \quad (1)$$

단 $n=0, 1, \dots, N_s-1$

여기서 A 는 수신신호의 크기이고 θ_n 은 $\{0, 2\pi/M, \dots, (M-1)2\pi/M\}$ 중 하나의 값을 가지는 전송 샘플의 위상이다. f_d 는 주파수 오프셋이며, T_s 는 심볼 주기이다. ϕ 는 위상 오프셋이다. z_n 은 가산성 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)이며 i_n 은 인접 심볼간 간섭(intersymbol interference)이다. N_s 는 버스트의 길이이다.

이때 NAPE를 위한 개략적인 주파수 오프셋과 위상 오프셋 추정 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{f}_d = \frac{\hat{\xi}}{MT_s N_s} \quad (2)$$

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{\chi}(\hat{\xi})}{M} \quad (3)$$

여기서 개략적인 정수 주파수 오프셋 추정 값 $\hat{\xi} (0, 1, 2, \dots, N_s - 1)$ 과 M 배 곱해진 위상 추정 값 $\hat{\chi}(\hat{\xi}) (-\pi \leq \hat{\chi} \leq \pi)$ 은 아래의 LS 최적화 문제를 풀어냄으로써 얻어질 수 있다^[7].

$$(\hat{\xi}, \hat{\chi}) = \arg \left\{ \min_{(k, c)} \sum_{n=0}^{N_s-1} |(r_n)^M - ce^{j2\pi kn/N_s}|^2 \right\} \quad (4)$$

위 식으로부터 LS 오류를 최소화하는 첫번째 해 $\hat{\xi}$ 는 아래의 방정식을 만족하는 k 값으로 주어진다^[7].

$$\frac{d}{dk} |\Omega(k)|^2 = 0 \quad (5)$$

그리고 두 번째 해 $\hat{\chi}(\hat{\xi})$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\chi}(\hat{\xi}) = \angle(\Omega(k)|_{k=\hat{\xi}}) \quad (6)$$

이때

$$\Omega(k) = \sum_{n=0}^{N_s-1} (r_n)^M e^{-j2\pi kn/N_s} \quad (7)$$

$$= \begin{cases} e^{j\pi(N_s-1)(k-\hat{\xi})+M\phi} \frac{\sin(\pi(k-\hat{\xi}))}{\sin(\pi(k-\hat{\xi})/N_s)} & \text{for } 0 \leq k \leq N_s - 1 \\ 0 & \text{for otherwise} \end{cases}$$

이다. (7)의 첫 번째 식은 수신 샘플의 DFT를 취하는 것이며 두 번째 식은 AWGN이 없다는 가정하에 DFT의 결과로 얻어진 수신신호의 스펙트럼이다. 채널에서 발생한 주파수 오프셋 ξ 은 $Mf_d T_s N_s$ 과 동일하다. 그러므로 개략적인 정수 주파수 오프셋은 주파수 스펙트럼의 크기 스펙트럼 중에서 가장 큰 값이 되게 할 때의 주파수 값 k 를 선택하면 된다. 또한 개략적인 위상 오프셋 추정 값은 (6)과 (3)으로부터 쉽게 추정할 수 있다. (6)식에 의하면 위상 오프셋은 주파수 오프셋 추정 값에 의존적임을 알 수 있다. 즉 위와 같은 구조는 동시 추정임을 알 수 있다. 동시 추정방식에서는 하나의 파라미터 추정 값이 정상 상태에 도달하기 전에 다른 하나의 파라미터 추정 값도 어느 정도의 정확도를 가지고 추정할 수 있는 장점이 있다. 식 (7)의 두 번째 표현식 즉 DFT의 결과는 sinc 함수가 아니다. 이것은 DFT의 크기가 한정되어 있으므로 주파수 영역 상에서 왜곡이 발생했기 때문이다. 주파수 축이나 시간 축

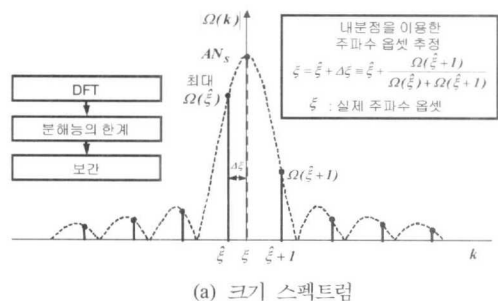
에서 신호의 에너지는 동일하여야 한다는 Parseval의 정리가 이 결과를 뒷받침한다. 만일 $(k-\hat{\xi}) \ll N_s/\pi$ 임이 가정된다면 식 (7)은 아래와 같은 sinc 함수로 재생될 수 있다.

$$\Omega(k) \approx e^{j\pi(N_s-1)(k-\hat{\xi})+M\phi} N_s \text{sinc}((k-\hat{\xi})N_s) \quad (8)$$

위 식에서 아래 첨자 N_s 는 버스트의 길이 임과 동시에 스펙트럼의 순환 천이(circular shift) 구간이다^[10]. 위의 가정은 $(k-\hat{\xi}) \ll N_s/\pi$ 일 경우에 유효하다. 이는 무한한 오버샘플링을 의미한다. (8) 식이 앞으로의 논문 전개 과정에서 가정된다고 할지라도, 실험에서 오버샘플링을 사용하지는 않았다. 왜냐하면 오버샘플링 자체도 실제 구현에 있어서는 부하이기 때문이다. 그러므로 실제 시스템 파라미터를 추정할 때 (7)과 (8)사이의 차이(바이어스)가 심할 때는 추가적인 추정 오류가 발생하게 되며 제 5장의 실험 결과에서 이에 대해 보일 것이다.

III. DFT 알고리즘의 분해능 향상을 위해 제안된 보간 기법

그림 1은 잡음 및 간섭이 없는 상황에서 변조되지 않은(unmodulated) 4진 PSK(QPSK)의 수신 샘플들의 크기 및 위상 스펙트럼을 보여주고 있다. 그림에 보여진 스펙트럼은 이상적인 sinc 함수이다. 시스템 파라미터 추정 방식은 NAPE라고 가정한다. 만일 정규화 된 주파수 오프셋($0 \leq f_d T_b \leq 1$)이 $1/MN_s$ 의 정수 배(오프셋이 0인 경우를 포함하여)라면 DFT를 이용한 주파수 오프셋 추정은 완벽해진다(DAPE의 경우에는 M 이 1이다). 물론 위상 추정도 완벽해진다. 그러나 만일 정규화 된 주파수 오프셋($0 \leq f_d T_b \leq 1$)이 $1/MN_s$ 의 정수배가 아니라면 DFT를 이용한 주파수 오프셋 추정은 큰 추정 오차($\Delta\xi = \xi - \hat{\xi}$)를 발생시키게 된다. 이에 따라 위상



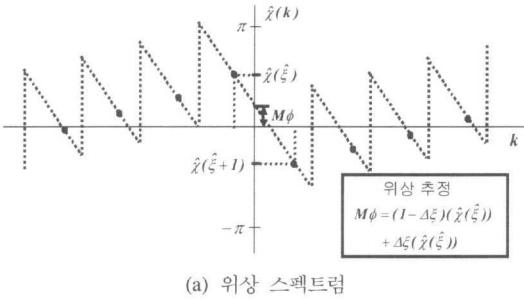


그림 1. 수신 샘플의 스펙트럼 및 제안된 보간 기법

추정 오류($\hat{\chi}(\xi) - M\phi$)도 매우 커지게 된다. 이는 DFT의 주파수 및 위상 분해 능력이 전적으로 이산 수신 샘플의 개수에 따라 좌우되기 때문이다. DFT 알고리즘의 분해 능력을 향상시키려면 추가적인 데이터 열이 필요하다. 그러나 이 방식은 매우 짧은 버스트에 이용될 때 전송 효율을 크게 떨어뜨리는 단점이 있다. 다른 해결방식으로는 NAPE를 이용하거나 오버샘플링을 하는 방법이 있다. 그러나 이러한 방식 또한 DFT 크기의 증가로 인해 하드웨어 복잡도에 증가를 가져오게 되므로 좋은 해결책이라 할 수 없다. 마지막으로 시스템 파라미터의 미세 추정을 위해 주파수 축 상에서 보간을 이용하는 방식이 있다. 참고 문헌 [6]에는 주파수 오프셋의 미세 추정을 위한 보간 방법이 언급되어 있다. 이 문헌에서는 2차 보간 기법을 이용하였다. 다른 보간 방법으로서 참고문헌 [9]에서는 할선법(secant method)이 미세 주파수 오프셋을 추정하는데 사용되었다. 이러한 보간 기법은 그다지 간단하지 않다. 그러나 이 보다 더욱 큰 문제는 이 방식으로서 위상을 보간할 수는 없다는 것이다. 그러므로 미세 주파수 오프셋뿐만 아니라 및 위상 오프셋 추정을 동시에 수행하기 위한 새롭고 간단한 보간 방식이 요구된다.

DFT를 사용하는 기존의 동시 시스템 파라미터 추정은 그림 1에서보는 바와 같이 최대 값의 주변에 있는 크기 샘플들을 전혀 이용하지 않고 있다. 그러나 이러한 주변 샘플들도 분명히 주파수 정보를 가지고 있다. 특히 대부분의 신호 전력은 sinc 함수의 주엽(main lobe)에 포함되어 있고 주엽에 있는 두 개의 크기 샘플은 잡음이 없는 상태라면 항상(잡음이 있는 경우에는 매우 큰 확률을 가지고) 연속된 두 샘플의 합 중에서 가장 큰 합으로 선택될 것이다. 제안된 보간 방법은 이렇게 주엽에 있는 두 개의 연속적인 크기 샘플의 내분점을 구하는데 기초를 두고 있으며 다음의 식으로 정리될 수 있다.

$$X = \frac{\Omega(\xi+1)}{\Omega(\xi) + \Omega(\xi+1)} \tag{9}$$

만일 X 가 $\Delta\xi$ 와 같다면 주파수 분해능력은 개선될 것이고 주파수 오프셋 추정 오류는 현저히 개선될 것이다. 이것에 관한 증명은 부록 A에 나타내었다.

두 번째로 위상 오프셋은 $\Delta\xi$ 을 이용하여 추정될 수 있다. sinc함수에서 위상의 선형성을 이용하면 위상에 대한 보간은 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\hat{\chi} = (1 - X)(\hat{\chi}(\xi)) + X(\hat{\chi}(\xi+1)) \tag{10}$$

또한 $\hat{\chi}$ 이 $M\phi$ 와 같다면 위상 분해능력이 매우 향상되며 위상 추정 오류도 현저히 개선될 것이다. 이에 대한 증명은 부록 B에 나타내었다. 물론 부록 A와, B에 나타난 증명은 수신 샘플의 스펙트럼이 sinc라는 가정하에 유도한 것이므로 실제 실험상에서는 어느 정도의 추가적인 추정 오류가 발생하게 된다.

IV. 제안된 보간 기법의 응용: 시스템 파라미터들의 동시 미세 추정

제안된 보간 기법은 위상 오프셋과 주파수 오프셋과 같은 시스템 파라미터들을 미세 추정하는데 사용될 수 있다. 먼저, (9)에 의하여 미세 주파수 오프셋 추정 값을 얻어낼 수 있다. 결국 전체적인 주파수 오프셋 값은 다음과 같이 추정될 수 있다.

$$\hat{\xi} = \xi + \Delta\xi = \xi + X \tag{11}$$

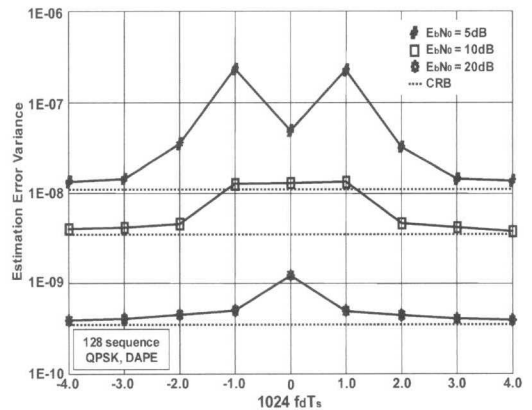


그림 2. 제안된 보간기를 사용하는 DAPE의 주파수 오프셋 추정 성능 v.s. 정규화된 주파수 오프셋

그리고 (2)에 의해 최종적인 추정 값은 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\hat{f}_d = \frac{\hat{\xi}}{MT_s N_s} \quad (12)$$

이 식에 의하면 제안된 보간 기법으로 주파수 오프셋 추정기의 성능을 개선시킬 수 있음을 알 수 있다.

두 번째로 위상 오프셋은 아래와 같이 (4)식에서 계산된 (3)식으로부터 직접적으로 계산될 수 있다.

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{\chi}}{M} \quad (13)$$

이 식에 의하면 제안된 보간 기법으로 위상 오프셋 추정기의 성능을 개선시킬 수 있음을 알 수 있다. 이 새로운 기법은 어떠한 추가적인 데이터 열이 필요 없으며 DFT를 위해 요구되는 수신 샘플의 크기도 증가시킬 필요가 없다. 그러므로 하드웨어 복잡도를 크게 감소시키는 동시에, 추정 성능을 개선시킬 수 있다. 또한 추정 범위의 감소도 발생하지 않는다.

제안된 알고리즘은 아래와 같이 간단히 정리될 수 있다.

- A. 수신 데이터 열을 얻기 위해 수신 신호를 주기적으로 샘플링 한다.
- B. 주파수 스펙트럼을 얻기 위해 DFT를 사용하여 수신 데이터 열을 주파수 영역으로 변환한다.
- C. 주파수 영역에서 연속적인 두 개의 샘플 중에서 크기의 합이 가장 큰 것을 고른다.
- D. (9), (11), (12)를 이용하여 주파수 오프셋을 추정한다.

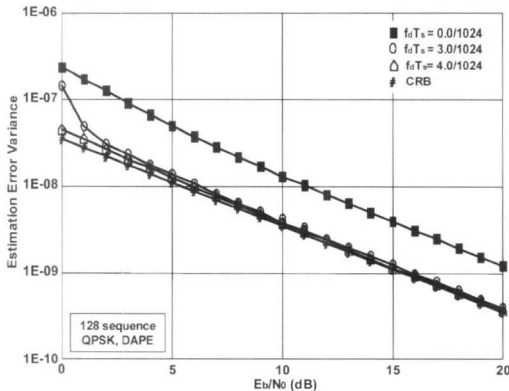


그림 3. 제안된 보간기를 사용하는 DAPE의 주파수 오프셋 추정 성능 v.s. E_b/N_0

D. (6), (10), (13)를 이용하여 위상 오프셋을 추정한다.

V. 실험 및 결과 분석

본 장에서는 제안된 기법의 성능을 여러 가지 실험 결과를 통하여 설명하도록 한다. 변조방식은 QPSK이며 버스트의 길이 N_s 는 64 혹은 128로 하였다. 실험 결과를 통하지 않더라도 DAPE에서 주파수 오프셋 추정 오류 성능이 정규화 된 주파수 오프셋이 $1/N_s$ 배수일 때마다(NAPE에서는 $1/N_s M$) 반복되리란 것은 쉽게 예측할 수 있다. 또한 식 (10)에 의하면 위상 오프셋 추정 성능도 주파수 오프셋 추정기의 성능에 영향을 받게 되므로 위상 오프셋의 성능 또한 반복적인 형태가 될 것임을 알 수 있다. 그래서 실험에서는 모두 정규화 된 주파수 오프셋이 $\pm 0.5/N_s$ (or $\pm 0.5/MN_s$)일 때만 고려하였다. 모든 실험 결과에서는 주파수 오프셋 추정 오류에 대한 이상적인 Cramer-Rao Bound (CRB)를 기준 성능으로 표시하였다^[5].

그림 2는 제안된 보간 기법을 사용한 DAPE의 경우에 정규화 된 주파수 오프셋 추정 오류의 분산 성능($E\{[(f_d - \hat{f}_d)T_b]^2\}$)을 정규화 된 주파수 오프셋에 대해 나타낸 것이다. 전체적으로 곡선이 평평한 모양을 갖지 않게 되며 이 이유는 2장에서 전술한 바와 같이 이상적인 sinc 함수의 스펙트럼과 실제 DFT 결과 스펙트럼과의 차이 때문에 추정 과정에서 바이어스가 발생하기 때문이다. 그러나 정수 배 오프셋의 중간점($\pm 0.5/N_s$)에서의 성능은 이상적인 CRB에 접근함을 볼 수 있다. 이 결과는 중간점에서의 바이어스가 매우 작음을 보여주고 있다.

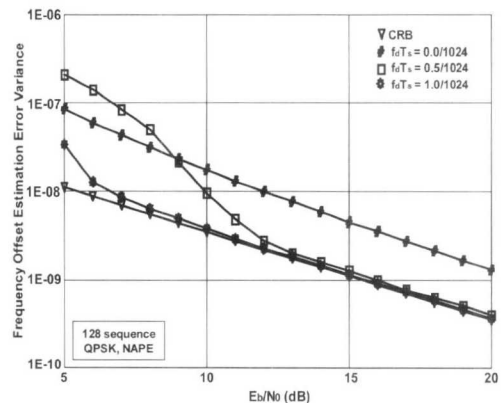


그림 4. 제안된 보간기를 사용하는 NAPE의 주파수 오프셋 추정 성능 v.s. E_b/N_0

그러나 정규화 된 주파수 오프셋이 0일 때는 주파수 오프셋 추정 성능이 이상적인 CRB에 접근하지 못함을 볼 수 있다. 이 결과는 정수 배 오프셋에서의 바이어스가 최대로 됨을 보여주고 있으며 중간 점으로 갈수록 바이어스가 감소함을 보여준다.

그림 3은 제안된 보간 기법을 사용한 DAPE의 경우에 정규화 된 주파수 오프셋 추정 오류의 분산 성능을 E_b/N_0 에 대해 나타낸 것이다. 전체적인 곡선의 경향은 그림 2의 경우와 거의 유사하게 나타남을 볼 수 있다. 이 그림은 제안된 보간기가 주파수 오프셋 추정기로 쓰였을 경우 성능 개선을 얻을 수 있음을 보여 주고 있다. 이는 제안된 보간기를 통하여 DFT의 분해 능력을 향상시켰기 때문이다.

제안된 보간 기법을 사용한 NAPE의 경우에 정규화 된 주파수 오프셋 추정 오류의 분산 성능을 정규화 된 주파수 오프셋에 대해 나타낸 것이 그림 4이다. 이 결과는 제안된 기법이 NAPE에도 응용될 수 있음을 보여주고 있다. 그러나 주파수 오프셋 추정 성능은 DAPE의 경우와 비교할 때 비교적 높은 E_b/N_0 에서만 CRB에 접근함을 볼 수 있다. 이는 NAPE의 경우에서 신호를 M 배로 하는 과정에서 잡음의 강화 현상이 발생하기 때문이다.

최종적으로 DAPE에 대한 위상 추정 오류 성능이 그림 5에 나타나 있다. 버스트의 길이는 64 심볼이다. 역시 중간 점에서의 성능이 가장 우수하였다. 이로서 제안된 추정에서는 주파수 오프셋 추정의 정확도가 위상 오프셋 추정의 정확도에 중요한 영향을 끼침을 확인할 수 있다. 여기서 주지하여야 할 것은 보간을 하지 않은 경우에도 동시 추정이지만 보간 그 자체도 동시에 수행된다는 사실이다.

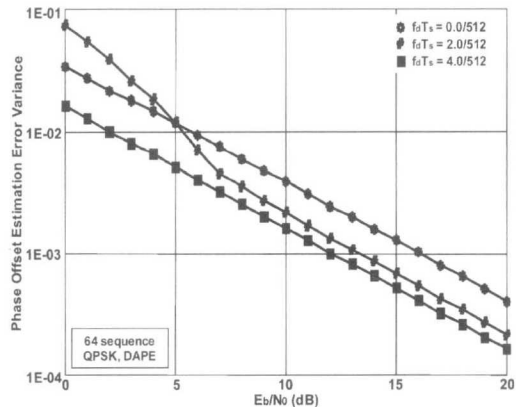


그림 4. 제안된 보간기를 사용하는 DAPE의 위상 오프셋 추정 성능 v.s. E_b/N_0

VI. 결론

본 논문에서는 주파수 영역에서 이산 푸리에 변환의 분해 능력의 향상을 위한 간단한 보간 기법을 제안하고, 버스트 모드 MPSK 디지털 전송에서 주파수 및 위상 오프셋의 동시 미세 추정에 응용하였다. 기존에 제안되었던 보간법들은 하드웨어 복잡도를 증가시키는 문제점이 있지만 본 논문에서 제안된 보간법은 하드웨어 복잡도의 큰 증가없이 추정 성능에 있어서 현저한 개선을 얻게 됨을 알 수 있다.

부록A: (9) 식과 $\Delta\xi$ 와의 등가성 증명

(7)식에 의해 (9)식은 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$X = \frac{\mathcal{Q}(\hat{\xi}+1)}{\mathcal{Q}(\hat{\xi}) + \mathcal{Q}(\hat{\xi}+1)} \quad (14)$$

$$= \left(\frac{\text{sinc}((- \Delta\xi)_{N_0}) + \text{sinc}((1 - \Delta\xi)_{N_0})}{\text{sinc}(- \Delta\xi)_{N_0}} \right)^{-1}$$

sinc 함수의 정의로부터 원하는 결과를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$X = \left(\frac{1 - \Delta\xi}{\Delta\xi} + 1 \right)^{-1} = \Delta\xi \quad (15)$$

부록 B: (10) 식과 $M\phi$ 와의 등가성 증명

(9)식에 의해 (10)식은 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$\hat{\chi} = (1 - X)(\hat{\chi}(\hat{\xi})) + X(\hat{\chi}(\hat{\xi}+1)) \quad (16)$$

$$= (1 - \Delta\xi)(\angle \mathcal{Q}(\hat{\xi})) + \Delta\xi(\angle \mathcal{Q}(\hat{\xi}+1))$$

sinc 함수의 정의로부터 원하는 결과를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{\chi} = (1 - \Delta\xi)(\pi(N_s - 1)(\hat{\xi} - \xi) + M\phi + \hat{\xi} - \xi)$$

$$+ (\Delta\xi)(\pi(N_s - 1)(\hat{\xi} - \xi + 1) + M\phi + \hat{\xi} - \xi - 1) \quad (17)$$

$$= M\phi$$

참 고 문 헌

	홍 대 기(Dae-Ki Hong)	준회원
	한국통신학회논문지 제25권 제11A호 참조	
[1]	H. Meyr, and G. Ascheid, Synchronization in Digital Communications., 1st Ed., New York, Wiley, 1990.	
[2]	J. G. Proakis, Digital Communications, 4th Ed., McGraw Hill, 2001.	
[3]	A. J. Viterbi, and A. M. Viterbi, Nonlinear Estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission, IEEE Trans. Info. Theory, vol. 29, pp.543-551, July 1983.	
[4]	C. Morlet, M. Boucheret, and I. Buret, Low-complexity carrier-phase estimator suited to on-board implementation, IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp.1451-1454, Sep. 2000.	
[5]	U. Mengali, and M. Morelli, Data-aided frequency estimation for burst digital transmission, IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp.23-25, Jan. 1997.	
[6]	M. Morelli, and U. Mengali, Carrier Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels, IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp.1580-1589, Sep. 2000.	
[7]	F. Mazzenga, and G. Corazza, Blind least-squares estimation of carrier phase, Doppler shift, and Doppler rate for m-PSK burst transmission, IEEE Commun. Letters, vol. 2, pp.73-75, Mar. 1998.	
[8]	P. Grant, S. Spangenberg, I. Scott, S. McLaughlin, G. Povey, and D. Cruickshank, Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems, IEEE ISSSTA98., vol. 1, pp.106-110, 1998.	
[9]	D. Rife, and R. Boorstyn, Single tone parameters estimation from discrete-time observations, IEEE Trans. Info. Theory, vol. 20, pp.591-598, Sep. 1974.	
[10]	A. Oppenheim, and R. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, 2th Ed., Prentice Hall, 1999.	
	이 영 조(Young-Jo Lee)	비회원
	한국통신학회논문지 제26권 제3A호 참조	
	홍 대 식(Daesik Hong)	정회원
	한국통신학회논문지 제21권 제8호 참조	
	강 창 언(Chang-Eon Kang)	종신회원
	한국통신학회논문지 제23권 제2호 참조	