

일반논문-09-14-3-09

OFDM 시스템에서 효율적인 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법에 관한 연구

왕도휘^{a)}, 윤은철^{a)}, 김준태^{a)‡}

Study of efficient sampling frequency offset estimation schemes for OFDM system

Do Huy Wang^{a)}, Eun Chul Yoon^{a)}, and Joon Tae Kim^{a)‡}

요약

OFDM 시스템에서 송수신단의 샘플링 주파수가 정확하지 않을 경우 샘플링 주파수 오프셋으로 인한 ICI(Inter-Carrier Interference) 현상이 발생하여 수신 성능의 열화를 초래한다. 일반적으로 샘플링 주파수 오프셋은 주파수 영역에서 2개의 인접한 OFDM 심볼의 동일한 파일럿 위치에서의 부반송파간 상관을 통해 추정하게 되는데, 본 논문에서는 인접한 심볼뿐만 아니라 더 많은 연속된 심볼들 간의 다양한 조합을 통한 상관을 이용하여 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 기법을 제안한다. 제안된 방법을 DVB-T(2K 모드) 시스템에 적용하여 모의실험을 진행하고, 이를 통해 AWGN 채널 환경에서 심볼들 사이의 잡음의 영향을 줄임으로써 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능을 향상시킬 수 있음을 확인한다.

Abstract

In an OFDM system, the sampling frequency offset between the transmitter and receiver is known to cause the inter-channel interference (ICI), resulting in performance degradation. Sampling frequency offset can be generally estimated by correlation of the pilot signal within contiguous OFDM symbol. In this paper, we propose sampling frequency offset estimation schemes using various mixture of consecutive symbols. We conduct a simulation in DVB-T(2K mode) system, which shows that the proposed schemes can improve the performance of sampling frequency offset estimation by decreasing noise effect within consecutive symbols in AWGN channel model.

Keyword : OFDM, Sampling Frequency Offset(SFO), DVB-T

1. 서론

직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) 방식은 다중 경로 페이딩에 강하고

스펙트럼을 효율적으로 사용할 수 있다는 장점 때문에 무선랜(Wireless Local Area Networks : WLANs), 디지털 비디오 방송(Digital Video Broadcasting : DVB), 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting : DAB) 등의 무선 통신 표준 변조 방식으로 널리 사용되고 있다^{[1][2]}.

OFDM 기반의 DVB 시스템은 데이터 복조를 위하여 시간 영역에서의 샘플링 과정이 선행되어야 하나, 샘플링 오차로 인해 발생하는 샘플링 위상 오프셋과 샘플링 주파수 오프

a) 건국대학교

Konkuk Univ. Dept. of Electronic Engineering

‡ 교신저자 : 김준태 (jtkim@konkuk.ac.kr)

※ 이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. R01-2008-000-11882-0).

· 접수일(2009년3월4일), 수정일(2009년5월15일), 게재확정일(2009년5월19일)

셋은 DVB 시스템의 수신 성능 열화를 초래하게 된다. 특히 샘플링 주파수 옵셋은 채널 추정 과정에서 단일 탭 등화기로 간단히 보상 가능한 샘플링 위상 옵셋과 달리 수신 신호 진폭의 왜곡, 인접 부반송파간 ICI 그리고 위상 회전 등을 유발하기 때문에 일반적인 채널 추정과 등화 기법으로 완벽히 보상할 수 없으며, 이에 따라 정확한 샘플링 주파수 옵셋의 추정은 필수적이다^{[3][4]}.

기존의 샘플링 주파수 옵셋 추정 기법은 주파수 영역에서 2개의 인접한 OFDM 심볼의 동일한 파일럿 위치에서의 부반송파간 상관을 이용하여 추정하게 된다. 하지만 심볼 사이에 잡음이 심할 경우 이와 같은 방법은 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능 열화의 원인이 될 수 있다.

본 논문에서는 이러한 방법을 바탕으로 인접한 심볼뿐만 아니라 더 많은 연속된 심볼들 간의 다양한 조합을 이용하여 주파수 영역에서의 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능을 향상시키는 기법을 제안한다. 이러한 방법은 현재 심볼과 이전 심볼의 상관뿐만 아니라 연속된 심볼의 상관을 고려하기 때문에 심볼과 심볼 사이에서 발생할 수 있는 잡음의 영향을 줄임으로써 기존의 기법에 비해 AWGN 채널에서 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 샘플링 주파수 옵셋의 영향과 이를 추정하기 위한 일반적인 방법에 대해 설명하고, 이러한 방법을 바탕으로 다양한 알고리즘을 제안한다. 제안된 방법의 성능을 III장에서 모의실험 및 비교 검증을 통해 확인한다. 마지막으로 IV장에서는 결론을 맺도록 한다.

II. 본 론

1. 샘플링 주파수 옵셋

채널을 통해 수신된 OFDM 신호는 연속 시간 신호이므로 데이터 복조를 위해서는 시간 영역에서의 샘플링이 선행되어야 한다. 샘플링 된 신호는 FFT 블록을 거쳐 복조되는데, 이 때 샘플링 동기가 정확히 이루어져야 올바른 복조가 이루어질 수 있다^{[5][6]}. 그러나 샘플링 주파수를 결정하는 발진기(oscillator)의 특성은 이상적이지 못하므로 일반적으로 샘플링 된 신호에는 샘플링 주파수 옵셋이 존재하게 된다. 낮은 샘플링 주파수인 경우에는 샘플링 주파수 옵셋의 크기가 미소하지만 최근의 무선 ATM, 무선 LAN 등과 같은 고속 샘플링이 이루어지는 시스템에서는 샘플링 주파수 옵셋의 영향이 크게 나타난다.

그림 1은 기본적인 OFDM 시스템의 송/수신기를 나타내는 구성도이다.

먼저, 채널을 통해 전송되는 일반적인 OFDM 신호 $s(t)$ 는 다음의 식 (1)과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{N} e^{j2\pi f_T t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot e^{\frac{j2\pi k(t - (N_g + lN_s)T)}{NT}} \quad (1)$$

여기서 $a_{l,k}$ 는 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 송신 신호를 나타내며, N 은 FFT의 크기, N_g 는 보호구간에 해당하는 샘플의 크기를 의미한다. 그리고 f_T 는 송신단의 반송파 주파수이며 N_s 는 OFDM 심볼의 전체 크기를 나타

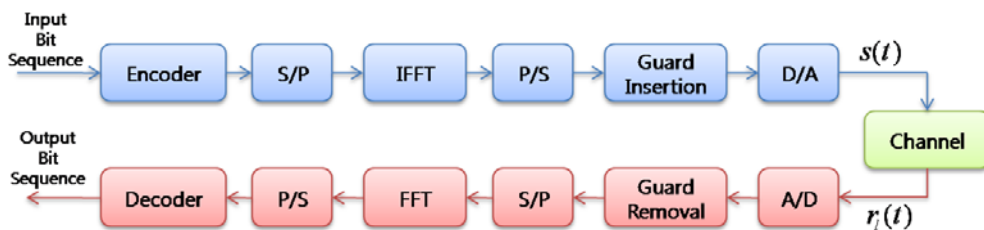


그림 1. OFDM 시스템의 송/수신기 블록도
Fig. 1. Block Diagram of Transceiver for OFDM System

내고 T 는 송신단에서의 샘플링 주기를 나타낸다. 따라서 $N_s = N + N_g$ 이며 $N_s \cdot T$ 는 하나의 OFDM 심볼 구간이 된다.

채널을 거쳐 수신된 신호 $r_l(t)$ 는 반송파 주파수 오프셋은 정확하게 복구되었을 때, 채널에 의한 지연이 보호 구간보다 짧을 경우 신호 왜곡 현상이 발생하지 않기 때문에 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r_l(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi kt}{NT}} + W_l(t) \quad (2)$$

여기서 $H_{l,k}$ 는 채널의 주파수 영역 전달 함수를 나타내고 $W_l(t)$ 는 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise : AWGN)을 의미한다. 식 (2)를 이산 시간 영역에서 표현하면 $t = nT$ 로 나타낼 수 있으므로 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} + w_l(n) \quad (3)$$

그림 2와 같이 수신단의 샘플링 주기를 T' 라고 가정하면 수신단에서의 샘플링 주파수 f_s 에 대하여 정규화된 샘플링 주파수 오프셋 η 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

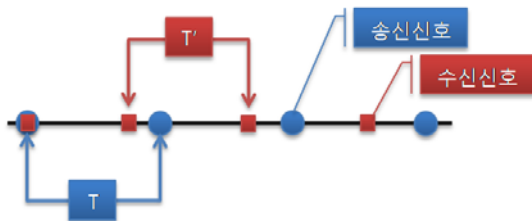


그림 2. 샘플링 주파수 오프셋의 영향
Fig. 2. Effect of Sampling Frequency Offset

$$\eta = \frac{T' - T}{T}, \quad \left(f_s = \frac{1}{T} \right) \quad (4)$$

2. 샘플링 주파수 오프셋 추정 알고리즘

2.1 일반적인 추정 기법

논문 [7]에서는 반송파 주파수 오프셋이 보상되었다는 가정 하에 주파수 영역에서의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법을 제안하였다. 채널 및 ICI 현상을 고려하지 않을 경우 수신된 두 개의 OFDM 심볼은 주파수 영역에서 다음과 같이 상대적인 샘플링 주파수 오프셋의 형태로 근사화 시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{l-1,k} &= a_{l-1,k} + W_{l-1,k} \\ R_{l,k} &= a_{l,k} e^{j2\pi(\Delta f + k\eta)} + W_{l,k} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 R_l 과 R_{l-1} 은 수신된 2개의 인접 심볼을 각각 FFT 연산을 통해 주파수 영역의 신호로 변환한 것을 나타내고, W_{l-1} 과 W_l 은 $l-1$ 번째 및 l 번째 OFDM 심볼의 주파수 영역에서 표현된 백색잡음을 나타내며, $a_{l-1,k}$ 와 $a_{l,k}$ 는 k 번째 부반송파에 실린 데이터 값을 각각 나타낸다. 일반적으로 오프셋 추정을 위해 파일럿 데이터가 실린 부반송파를 사용하게 되므로 그 경우 $a_{l-1,k}$ 와 $a_{l,k}$ 는 동일한 데이터 값이 된다는 것을 상기한다면, 반송파 주파수 오프셋이 없고 ($\Delta f = 0$) 샘플링 주파수 오프셋만 존재하는 경우 인접한 심볼 $R_{l-1,k}$ 와 $R_{l,k}$ 는 식 (6)과 같은 관계로 나타내어 질 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{l,k} &= R_{l-1,k} \cdot e^{j2\pi k\eta} - W_{l-1,k} \cdot e^{j2\pi k\eta} + W_{l,k} \\ &= R_{l-1,k} \cdot e^{j2\pi k\eta} + W'_{l,k} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $W'_{l,k}$ 은 R_{l-1} 과 독립인 백색잡음으로 간주될 수 있다.

논문 [7]의 기법은 식 (6)에 나타난 η 를 추정하기 위한 방법으로 아래 그림 3과 같이 연속적으로 전송된 2개의 OFDM 심볼에 대한 주파수 영역에서의 심볼간 상관관을 이용한다. 즉 l 번째와 $l-1$ 번째 인접한 두 OFDM 심볼에서

의 k 번째 파일럿 위치에서의 위상 오차값 $\phi_{l,k}$ 을 식 (7)과 같이 계산하여 그림 3의 각 점으로 표시한다. 여기서 * 는 공액 복소수를 의미한다.

$$\phi_{l,k} = \arg(R_{l,k} \cdot R_{l-1,k}^*) \quad (7)$$

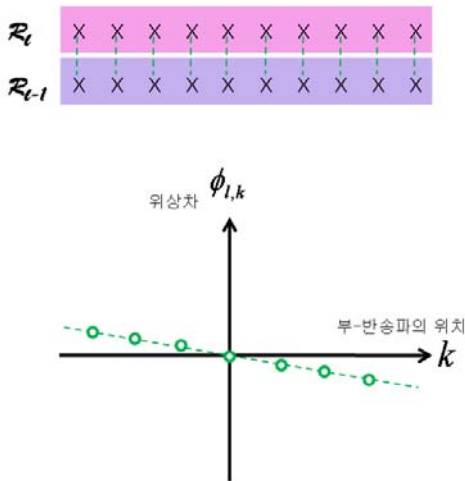


그림 3. 샘플링 주파수 오프셋 추정
Fig. 3. Sampling Frequency Offset Estimation

시간 영역에서 샘플링 주파수 오프셋이 존재하는 경우 이러한 오프셋의 영향은 주파수 영역에서 주파수(k)가 증가함에 따라 선형적으로 증가하거나 감소하는 특성으로 나타난다. 여기서 직선의 기울기가 바로 시간축 상에서의 샘플링 주파수 오프셋(η)에 해당하며, 이러한 기울기는 식 (8)과 같이 잘 알려진 최소 자승(Least Square) 최적화 방법을 통해 쉽게 계산할 수 있다.

$$\eta = \frac{\sum_{k \in \{pilot\ index\}} k \cdot \phi_{l,k}}{\sum_{k \in \{pilot\ index\}} k^2} \quad (8)$$

이러한 논문 [7]의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법을 DVB-T 시스템에 적용하면 그림 4와 같은 성능을 나타낸다. 샘플링 주파수 오프셋이 100ppm으로 고정된 경우, 신호

대 잡음비 (SNR)의 증가에 따라 추정된 샘플링 주파수 오프셋의 평균자승오차(Mean Square Error : MSE)가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 심볼 사이에 잡음의 영향이 심할 경우 이와 같은 방법은 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능 열화의 원인이 될 수 있다.

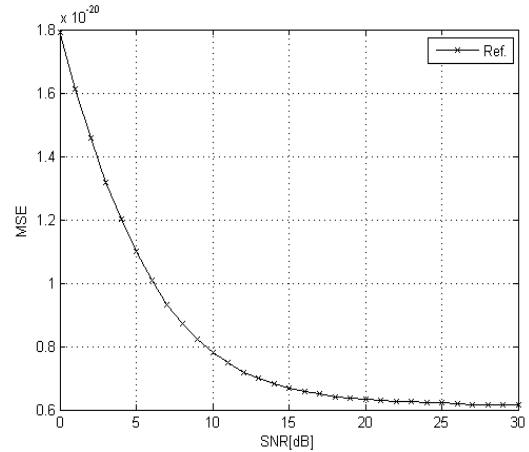


그림 4. 일반적인 기법의 SNR에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능
Fig 4. SFO Estimation Performance by SNR in Conventional Method

2.2 제안된 추정 기법

본 논문에서는 인접한 심볼간의 상관뿐만 아니라 더 많은 연속된 심볼에서의 다양한 조합을 통해 얻어낸 상관 연산을 고려하는 방법을 제안함으로써 AWGN 채널 환경에서 심볼과 심볼 사이에서 발생할 수 있는 잡음의 영향을 줄이고자 한다. 제안하는 모든 기법에서 샘플링 주파수 오프셋의 추정 값을 계산할 경우 앞서 언급한 최소 자승 최적화 방법을 사용하기 때문에 이후 사용되는 수식에서는 이에 대해 생략하도록 한다.

먼저 연속된 3개의 심볼을 이용할 경우, 그림 5에서 보는 것과 같이 현재 심볼과 과거 심볼의 상관연산을 통해 하나의 기울기를 계산하고, 과거 심볼과 그 이전 심볼의 상관연산을 통해 또 다른 기울기를 얻어내어 그 평균을 통해 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 방법을 Case A1으로 표현하고 그 추정값을 η_{A1} 이라 하면 η_{A1} 은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 또한 심볼 내 포함된 각 파일럿 위치에서의 위상차를 현재와 과거, 과거와 그 이전 심볼 사이에서 각각 구하고

이러한 값의 평균을 통해 새로운 기울기를 구하는 방법을 Case A2로 표현하면 η_{A2} 는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

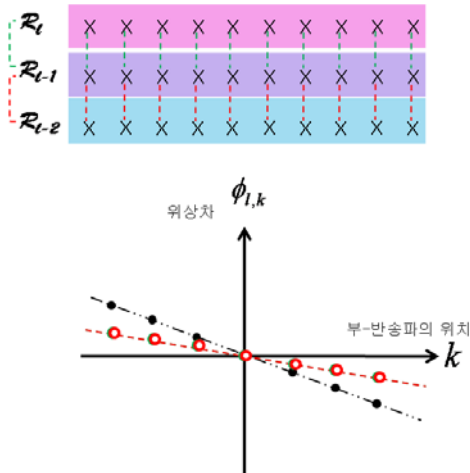


그림 5. 제안된 기법 Case A1, Case A2
Fig 5. Proposed Method Case A1, Case A2

$$\eta_{A1} = \frac{1}{2\pi \cdot m} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k}) + \arg(R_{l-2,k}^* \cdot R_{l-1,k}) \right] \quad (9)$$

$$\eta_{A2} = \arg \left(\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l-1,k} \right] \right) \quad (10)$$

이러한 Case A1과 Case A2 방식을 DVB-T 시스템에 적용할 경우 그림 6에서 보는 바와 같이 SNR의 증가에 따라

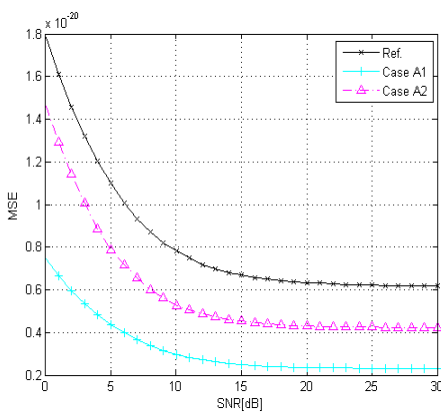


그림 6. Case A1, Case A2의 SNR에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능
Fig 6. SFO Estimation Performance by SNR in Case A1, Case A2

제안한 방식이 기존 방식에 비해 더 작은 MSE를 나타내는 것을 확인할 수 있다. 여기서 각 위상차의 합을 Scale 조정하여 기울기를 계산하는 Case A2보다 기울기의 합을 Scale 조정하는 Case A1이 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

다음으로 연속된 3개의 심볼을 이용할 경우 앞선 Case A1, Case A2와 비슷한 방식이지만 현재 심볼과 그에 인접한 과거 심볼의 상관, 그리고 그 이전 심볼과의 상관 연산의 평균을 통해 각각 η_{B1} 과 η_{B2} 를 식 (11), 식 (12)와 같이 계산하여 그림 7과 같이 Case B1과 Case B2로 각각 표현할 수 있다.

$$\eta_{B1} = \frac{1}{2\pi \cdot m} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k}) \right] \quad (11)$$

$$\eta_{B2} = \arg \left(\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} \right] \right) \quad (12)$$

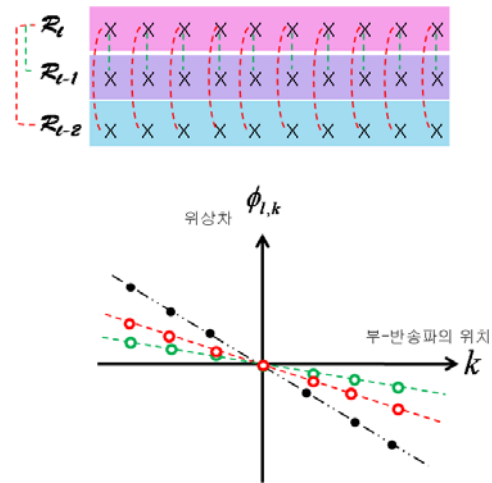


그림 7. 제안된 기법 Case B1, Case B2
Fig 7. Proposed Method Case B1, Case B2

이러한 Case B1, Case B2 또한 그림 8과 같이 SNR의 증가에 따라 기존 기법에 비해 더 작은 MSE를 갖는 것을 확인할 수 있다. 특히 현재 심볼과 인접한 심볼, 그리고 그 이전 심볼과의 상관 연산을 수행할 경우 Scale 조정과 기울기 평균 연산 사이의 우선순위 차이가 없이 거의 동일한

성능을 보이는 것을 알 수 있다.

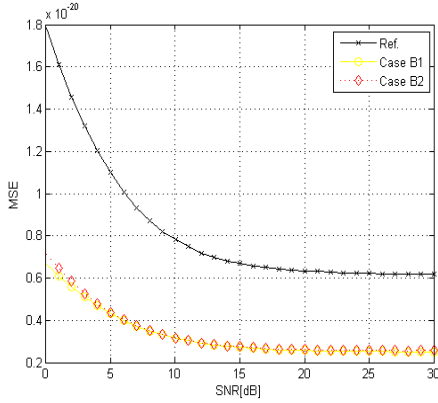


그림 8. Case B1, Case B2의 SNR에 따른 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능
Fig 8. SFO Estimation Performance by SNR in Case B1, Case B2

또한, 연속된 3개의 심볼을 통해 조합 가능한 3개 상관의 연산을 앞선 Case A1, Case B1과 동일한 방법으로 식 (13) 과 같이 계산하여 그림 9와 같이 Case C1으로 표현할 수 있다. 이러한 Case C1의 경우도 앞선 방식들과 마찬가지로 기존 방식에 비해 더 좋은 성능을 보이는 것을 그림 10을 통해 확인할 수 있다.

$$\eta_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot m} \left[\arg \left(R_{l-k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l-1,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} \right) \right] \quad (13)$$

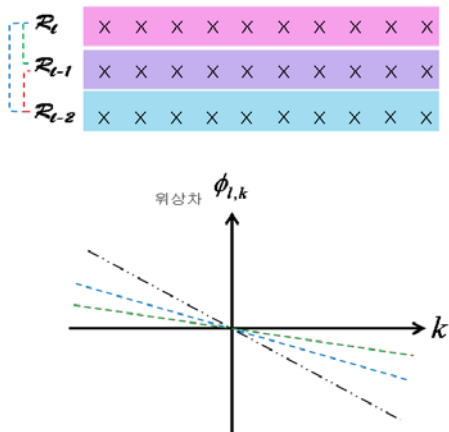


그림 9. 제안된 기법 Case C1
Fig 9. Proposed Method Case C1

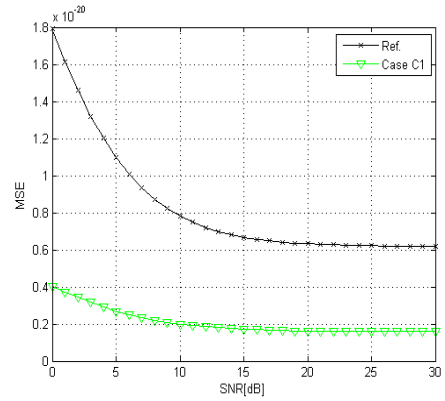


그림 10. Case C1의 SNR에 따른 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능
Fig 10. SFO Estimation Performance by SNR in Case C1

만약 채널에서의 샘플링 주파수 옵셋이 시간에 따라 일정하다고 가정할 경우 연속된 심볼의 수를 3개뿐만 아니라 더 많이 이용할 수 있으므로, 그림 11과 같이 연속된 심볼의 수를 3개에서 5개까지 증가시키며 그 사이의 상관 연산을 논문 [8]에서 소개된 알고리즘을 인용하여 식 (14)와 같이 계산하여 각각 Case D1~Case D3으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \eta_{D1} &= \frac{2}{2\pi \cdot (M+1)} \left[\arg \left(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} \right) \right] \\ \eta_{D2} &= \frac{2}{2\pi \cdot (M+1)} \left[\arg \left(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-3,k}^* \cdot R_{l,k} \right) \right] \\ \eta_{D3} &= \frac{2}{2\pi \cdot (M+1)} \left[\arg \left(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-3,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-4,k}^* \cdot R_{l,k} \right) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

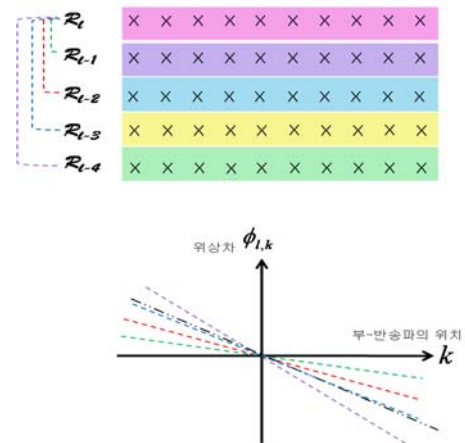


그림 11. 제안된 기법 Case D1~Case D3
Fig 11. Proposed Method Case D1~Case D3

이와 같은 방법은 원래 반송파 주파수 복구를 위해 복소 신호(Complex Signal)의 위상(phase) 차이뿐만 아니라 크기(magnitude)를 고려함으로써 잡음의 영향을 줄일 수 있는 방법으로, 이에 대한 자세한 내용은 논문 [8]에 잘 기술되어 있으므로 본 논문에서는 생략하도록 한다.

이러한 Case D 방식을 DVB-T 시스템에 적용할 경우 그림 12와 같은 성능을 나타낸다. 여기서 확인할 수 있는 것은 Case D1에서 Case D3로 갈수록 즉, 연속된 심볼의 상관 연산의 수가 증가하면 증가할수록 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있는데, 이는 연속된 심볼간 잡음의 영향이 감소한 것을 의미한다.

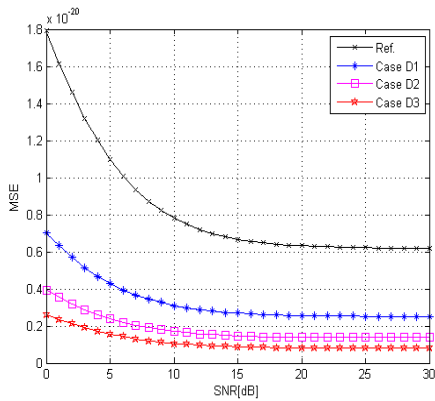


그림 12. Case D1~Case D3의 SNR에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능
Fig 12. SFO Estimation Performance by SNR in Case D1~Case D3

III. 모의실험 및 검증

본 장에서는 제안된 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능을 평가하기 위하여 DVB-T 시스템 2K 모드 규격에 맞추어 모의실험을 진행하였으며, 모의실험에 사용된 시스템 사양은 표 1에 제시하였다. 앞서 제안한 각 기법은 표 2에 보는 것과 같이 정리할 수 있다. 여기서 $R_{l,k}, R_{l-1,k}, R_{l-2,k}, R_{l-3,k}, R_{l-4,k}$ 는 각각 연속된 심볼을 의미하고, m 은 상관 연산의 수가 증가함에 따른 Scale Factor를 의미한다. 모의실험을 위해 반송파 주파수 오프셋은 정확히 복구되었고 시간에 따른 샘플링 주파수 오프셋은 일정하다고 가정한다.

표 1. 모의실험에 사용된 시스템 사양

Table 1. Simulation Parameter

Parameter	Value
FFT size	2048
Guard Interval	1/4
Number of used subcarrier / Sym.	1705
Continuous Pilot / Sym.	45
Data Modulation	64 QAM
Channel Model	AWGN
Sampling Frequency Offset	100ppm

표 2. 제안된 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법

Table 2. Proposed Sampling Frequency Offset Estimation Schemes

Proposed	Method
Ref.	$\frac{1}{2\pi \cdot k} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k}) \right]$
Case A1	$\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k}) + \arg(R_{l-2,k}^* \cdot R_{l-1,k}) \right]$
Case A2	$\arg \left(\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l-1,k} \right] \right)$
Case B1	$\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k}) \right]$
Case B2	$\arg \left(\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} \right] \right)$
Case C1	$\frac{1}{2\pi \cdot m} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l-1,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k}) \right]$
Case D1	$\frac{2}{2\pi \cdot (M+1)} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k}) \right]$
Case D2	$\frac{2}{2\pi \cdot (M+1)} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-3,k}^* \cdot R_{l,k}) \right]$
Case D3	$\frac{2}{2\pi \cdot (M+1)} \left[\arg(R_{l-1,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-2,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-3,k}^* \cdot R_{l,k} + R_{l-4,k}^* \cdot R_{l,k}) \right]$

앞선 논문 [7]의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법의 성능을 비교 대상으로 하여 제안한 각 8가지 방법의 성능을 비교하여 다음 그림 13과 같이 나타낸다. 먼저 그림 13(a)에서 보는 것과 같이 연속된 심볼 사이의 서로 다른 조합을 통한 8가지의 방법 모두 샘플링 주파수 오프셋의 변화에 따라 동일한 추정의 변화 추이를 보이는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 채널에서 인위적으로 가해진 샘플링 주파수 오프셋에

대해 어느 방법을 적용하여도 수신단에서는 동일한 추정값이 출력된다는 것을 알 수 있다. 여기서 채널에서 인위적으로 가해진 오프셋의 크기에 비하여 수신기에서 추정된 절대적인 값이 작은 것은 Closed-Loop 내에서 추정값의 Scale을 조정함으로써 수정할 수 있다.

하지만 그림 13(b)에서 보듯이 SNR이 증가함에 따라 기존 방식의 성능에 비해 Case A1/ Case A2가 더 좋은 성능을 보이고, 이에 비해 아주 미세하지만 Case B1/Case B2의 경우가, 또 이에 비해 Case C1이 더 작은 MSE 값을 갖는

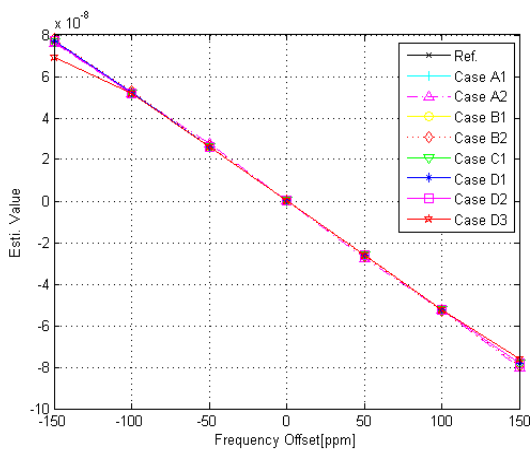


그림 13(a). 제안된 기법의 주파수 오프셋 변화에 따른 수신기에서의 추정값 Fig 13(a). Estimated Offset Value by Frequency Offset Variation in Proposed Methods

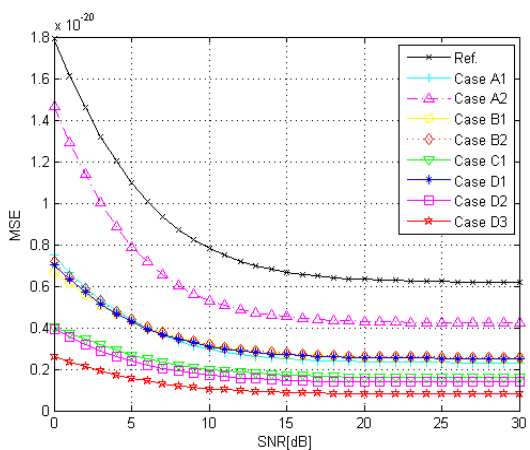


그림 13(b). 제안된 기법의 SNR에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능 Fig 13(b). SFO Estimation Performance by SNR in Proposed Methods

것을 확인할 수 있다. 이는 인접한 2개 심볼간의 상관 연산을 통해 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 것보다 그와 더불어 서로 다른 심볼간 상관 연산의 수가 증가할수록 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능이 향상된다는 것을 의미한다. 특히 Case D 알고리즘을 적용할 경우 서로 다른 심볼간 상관 연산의 수가 증가하면 증가할수록 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있는데, 이는 연속된 심볼간 발생할 수 있는 잡음의 영향이 감소한 것을 의미한다.

IV. 결론

본 논문에서는 DVB-T 시스템의 2K 모드에서 CP(Continuous Pilot)를 이용하여 연속된 심볼들 사이의 서로 다른 다양한 조합을 통해 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 여러 가지 방식들을 제안하고 각 방식의 성능을 비교하였다.

앞선 모의실험 결과를 통해 인접한 두 개의 심볼뿐만 아니라 Case A1~Case C1과 같이 연속된 3개의 심볼간 서로 다른 상관 연산을 수행하는 것이 더 좋은 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 특히 그림 13(b)에서 확인할 수 있듯이 Case D 알고리즘을 적용할 경우 서로 다른 상관 연산의 수가 증가하면 증가할수록 추정된 샘플링 주파수 오프셋의 MSE가 감소하여 더 좋은 성능을 보이지만, 이를 위해서는 연속해서 수신되는 심볼 저장에 위해 더 많은 메모리를 필요로 할 뿐만 아니라 연산의 증가에 따른 복잡도 또한 증가하는 제약이 있다. 그 뿐만 아니라 본 모의실험에서는 시간에 따른 샘플링 주파수 오프셋의 변화가 일정하다고 가정하였는데, 채널에 따라 오프셋이 심하게 변할 경우 현재의 샘플링 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 과거 오래 전의 오프셋값을 반영하는 방법은 오히려 성능 열화의 원인이 될 수 있다. 따라서 현재 심볼과 그에 인접한 심볼, 그리고 그 이전심볼과의 상관 연산을 이용하는 Casd A1에서 Case C1까지의 방식이 그림 13(b)에서 보는 것과 같이 기존 방식에 비해 더 나은 성능을 보이고, 그림 13(a)에서 보듯이 서로 간에 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 성능 차이가 거의 없으므로 현실적으로 적합하다고 할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Digital Video Broadcasting(DVB) : Frame Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television(DVB-T) ETSI., Mar. 1997[Online]. Available : ETSI ETS 300 744

[2] S. Chang and E. J. Powers, "Efficient frequency offset estimation in OFDM-based WLAN systems", Electronics Lett., vol. 39, pp. 1554-1555, Oct. 2003.

[3] M. Sliskovic, "Carrier and Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in Multicarrier Systems", GLOBECOM, vol. 1, pp.285-289, Nov. 2001.

[4] 정원기, 조용수, "OFDM 시스템의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법", 한국통신학회논문지, 99-9 vol. 24, no.9B, pp.1796-1805, Sep., 1999.

[5] T. Pollet, P. Sproypt, and M. Moeneclaey, "The performance of OFDM systems using non-synchronized sampling", in Proc. GLOBECOM, pp. 253-257, Nov. 1994.

[6] H. Nogami and T. Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems", in Proc. PIMRC, pp. 1010-1015, Sep. 1995.

[7] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Low-overhead, Low-complexity Burst Synchronization for OFDM", in Proc. ICC, pp.1201-1206, June 1996.

[8] Luise M., Reggiannini R., "Carrier Frequency Recovery in All-digital Modems for Burst-mode Transmissions", IEEE Trans. on Communications, vol. 43, issue 234, Feb. 1995.

저 자 소 개



왕 도 휘

- 2007년 : 건국대학교 전자공학과 학사과정 졸업
- 2009년 : 건국대학교 전자공학과 석사과정 졸업
- 주관심분야 : OFDM, Synchronization



윤 은 철

- 1993년 : 연세대학교 학사과정 졸업
- 1995년 : 연세대학교 석사과정 졸업
- 1995년 ~ 2000년 : 삼성전자 네트워크사업부 책임연구원
- 2006년 : 미국 스탠포드대학 전기공학과 박사과정 졸업
- 2006년 ~ 2008년 : 삼성전자 통신연구소 책임연구원
- 2008년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학부 조교수
- 주관심분야 : 이동통신, 무선통신시스템 설계, 홈 네트워크



김 준 태

- 1990년 : 한국과학기술원 학사과정 졸업
- 1993년 : 한국과학기술원 석사과정 졸업
- 1998년 : 한국과학기술원 박사과정 졸업
- 1998년 ~ 2003년 : LG전자 DTV 연구소 책임연구원
- 2003년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학부 부교수
- 주관심분야 : 차세대 방송통신 융합, 위성 및 이동통신, 통신시스템 설계