

# DVB-T 시스템에서의 효율적인 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법

\*왕도휘    \*\*윤은철    \*\*\*김준태

건국대학교

\*ttibang@konkuk.ac.kr

## Efficient Sampling Frequency Offset Estimation Schemes for DVB-T System

\*Wang, Do-Huy    \*\*Yoon, Eun Chul    \*\*\*Kim, Joon Tae

Konkuk University

### 요약

OFDM 시스템에서는 수신단의 샘플링 주파수가 정확하지 않을 경우 샘플링 주파수 오프셋으로 인한 ICI(Inter-Carrier Interference) 현상이 발생하여 수신 성능의 열화를 초래한다. 일반적으로 샘플링 주파수 오프셋의 추정은 연속된 2개의 OFDM 심볼의 파일럿 신호 또는 약속된 신호간의 상관을 통하여 수행된다. 본 논문에서는 주파수 영역에서 연속된 심볼들 간의 다양한 조합을 이용하여 샘플링 주파수 오프셋을 추정하고 그 성능을 비교한다. 이를 위해 각 방식을 DVB-T 시스템에 적용하여 모의실험을 수행한 결과와 기존 기법과의 성능을 비교 분석하였으며, 그 결과 AWGN 채널 환경에서 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

### 1. 서론

직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) 시스템은 여러 개의 데이터 심볼을 동시에 서로 직교성을 가지는 부반송파들(Subcarriers)을 통하여 전송함으로써 고속의 전송률을 달성할 수 있고, 고속의 무선 통신 채널에서 성능 저하의 원인 중의 하나인 전파의 다중경로로 인한 인접 심볼간의 간섭(ISI)에 강한 장점이 있다<sup>[1][2]</sup>. 이러한 이유로 디지털 오디오 방송(DAB), 유럽 디지털 방송의 표준인 DVB-T/H 등 다양한 방송 시스템에 사용되고 있다<sup>[3][4]</sup>.

이러한 OFDM 방식은 단일반송파 방식에 비해 등화기의 구조가 간단해지는 장점을 갖고 있으나, 복수의 부반송파를 사용하여 데이터를 블록(심볼)단위로 처리하므로 반송파 주파수 오프셋, 심볼 타이밍 오프셋, 비선형 왜곡, 채널의 시변영향 등에 민감하게 되는 단점이 있어 OFDM 시스템 설계시 이에 대한 고려가 반드시 필요하다. 더욱이 송신기와 수신기 사이의 샘플링 주파수 오프셋은 신호의 진폭 왜곡 및 위상의 변화 등 성능 저하의 원인이 된다<sup>[5]</sup>.

일반적인 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법은 주파수 영역에서 2개의 연속된 OFDM 심볼을 이용하여 심볼 내 포함되어 있는 모든 부반송파에서의 위상차를 이용한다. 그러나 이를 위해서는 연산량이 많을 뿐만 아니라 연속된 OFDM 심볼 내 파일럿 위치가 같아야 추정이 가능하다는 제약이 있다<sup>[6]</sup>.

본 논문에서는 보다 많은 연속된 심볼들간 다양한 조합을 이용하여 주파수 영역에서의 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능을 비교한다. 모의 실험을 위해 ETSI 표준에서 제공하는 DVB-T 시스템에 적용하고, 모든 심볼에 일정하게 포함되어 있는 Continuous Pilot(CP)을 이용한다. 각 방식의 성능은 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 평균 자승 오차(MSE : Mean Square Error)를 통해 비교한다.

### 2. 본론

#### 가. 일반적인 샘플링 주파수 오프셋 추정 알고리즘

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

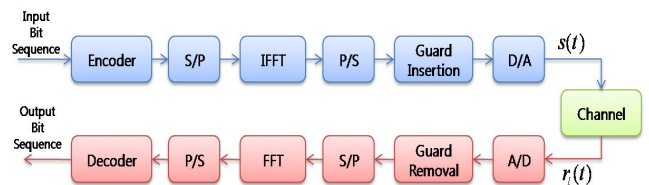


그림 1. OFDM 시스템의 송·수신기 블록도

먼저, 채널을 통해 전송되는 일반적인 OFDM 신호  $s(t)$ 는 다음과 같다.

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

여기서  $a_{l,k}$ 는  $l$  번째 OFDM 심볼의  $k$  번째 부반송파 송신 신호를 나타내며,  $N$ 은 FFT의 크기,  $N_g$ 는 보호구간에 해당하는 심볼 크기를 의미한다. 그리고  $f_c$ 는 송신단의 반송파 주파수이며  $N_s$ 는 OFDM 심볼의 전체 크기를 나타내고  $T$ 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  $r(t)$ 는 반송파 주파수 오프셋이 존재하지 않고 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(AWGN : Additive White Gaussian Noise)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 2에서와 같이 수신단의 샘플링 주기를  $T'$ 라고 가정하면 수신단에서의 샘플링 주파수  $f_s'$ 에 대하여 정규화된 샘플링 주파수 오프셋  $\eta$ 는 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

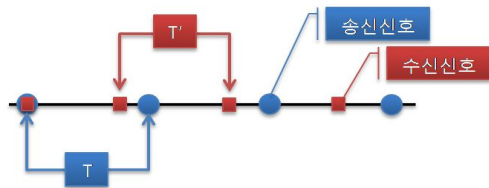


그림 2. 샘플링 주파수 오프셋의 영향

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

$$r_{l,n} = r_l(t_n), \quad (0 \leq n \leq N-1, t_n = (l \cdot N_s + N_g)T' + nT') \quad (4)$$

Schmidl은 반송파 주파수 오프셋이 보상되었다는 가정하에 주파수 영역에서의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법을 제안하였다<sup>[7]</sup>. 이 기법은 연속적으로 전송된 2개의 OFDM 심볼에 대한 주파수 영역에서의 심볼간 상관을 이용한다. 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.

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

오프셋 추정을 위해  $a_{l,k}$ 와  $a_{l+1,k}$ 는 동일한 신호를 사용하므로 주파수 오프셋이 없고 샘플링 주파수 오프셋만 존재하는 경우  $R_{l,k}$ 과  $R_{l+1,k}$ 는 식 (6)과 같은 관계를 가지며, 식 (7)과 같이 샘플링 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 여기서 \*은 공액복소수(Complex Conjugate)를 나타내고,  $\arg()$  연산은 인접 심볼간 복소곱의 위상을 의미한다.

$$R_{l+1,k} = R_{l,k} \cdot e^{j2\pi k \eta} \quad (6)$$

$$\eta = \frac{1}{2\pi \cdot k} \arg(R_{l,k}^* \cdot R_{l+1,k}) \quad (7)$$

하지만 이 기법은 각 OFDM 심볼 내의 파일럿 신호 위치( $k$ )가 동일해야 한다는 제약을 갖기 때문에 전송 효율이 저하되는 단점을 가진다.

## 나. 연속된 심볼을 이용한 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법

본 장에서는 보다 많은 연속된 심볼들 사이의 다양한 조합을 통해 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능을 비교한다. 제안된 방법의 이해를 돕기 위해 매 OFDM 심볼 당 45개의 고정된 CP가 존재하는 DVB-T(2K Mode) 시스템 모델에 적용하여 모의실험을 진행한다. 이를 통해 오프셋 추정을 위해 심볼 사이의 동일한 신호를 사용할 수 있고, 부가적인 약속된 신호를 연속해서 2번 전송할 필요가 없기 때문에 전송 효율 저하의 단점을 극복할 수 있다.

이러한 DVB-T 시스템에 Schmidl의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법을 적용하면 그림 4, 5와 같은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 그림 3에서와 같이 시간 영역에서 샘플링 주파수 오프셋이 존재하는 경우 이러한 오프셋의 영향은 주파수 영역에서 주파수가 증가함에 따라 선형적으로 증가하거나 감소하는 특성으로 나타나는데, 그림 4와 같이 모의실험을 통해 직접 확인할 수 있다. 여기서 직선의 기울기는 시간 축 상에서 샘플링 주파수 오프셋에 해당하며, 최상의 경사도는 잘 알려진 최소 자승(Least Square) 최적화 방법을 통해 쉽게 계산할 수 있다. 그 결과, 그림 5에서와 같이 SNR의 증가에 따라 MSE가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

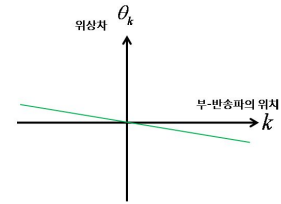
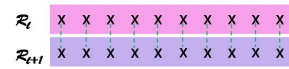


그림 3. 샘플링 주파수 오프셋 추정

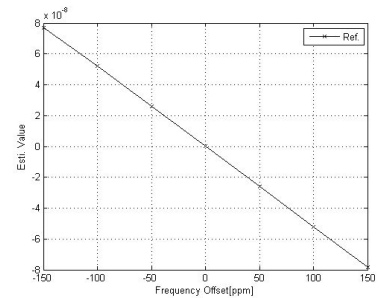


그림 4. 주파수 오프셋 변화에 따른 추정값

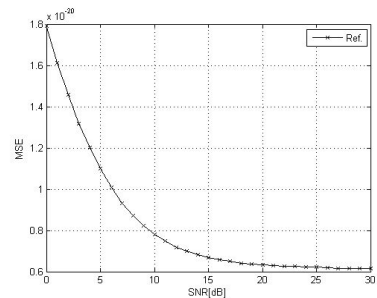


그림 5. SNR에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정 성능

본 논문에서는 이와 같은 방법을 바탕으로 그림 6과 같이 현재 심볼과 이전 심볼의 상관뿐만 아니라 더 많은 심볼의 상관을 고려함으로써 연속된 심볼 사이에서 발생할 수 있는 잡음의 영향을 줄이고자 한다. 제안하는 각 기법은 표 1에 보는 것과 같고, 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.

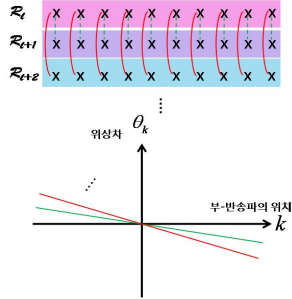


그림 6. 제안된 기법의 개념도

표 1. 제안된 샘플링 주파수 옵셋 추정 기법

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

먼저 연속된 3개의 심볼을 이용할 경우, Case A1/Case A2와 같이 서로 인접한 심볼간의 상관 연산 2개의 합으로 표현할 수 있다. Case B1/Case B2는 현재 심볼과 그에 인접한 심볼의 상관, 그리고 그 이전 심볼과의 상관을 합을 의미한다. 또한, Case C1과 같이 연속된 3개의 심볼을 통해 조합할 수 있는 3개 상관 연산의 합으로 표현할 수 있다. 여기서 Case A1과 Case A2, Case B1과 Case B2는 심볼간 상관에 따른 위상차의 합을 연산하는 과정과 연산의 수가 증가함에 따른 Scale Factor를 곱해주는 과정에서 연산의 우선순위에 따른 차이이다.

또한 식(8)에서 보는 것과 같이 연속된 심볼의 수를 증가시키며 그 사이의 상관 연산을 L&R 방법이라 알려진 알고리즘을 적용하여 L&R 1~3과 같이 표현한다. 이때, 복소 신호(Complex Signal)의 위상(Phase) 차이( $\theta$ )뿐만 아니라 크기(Magnitude)를 고려함으로써 잡음의 영향을 더욱 줄일 수 있다. L&R 방법에 대한 자세한 내용은 논문 [8]에 잘 기술되어 있으므로 본 논문에서는 생략하도록 한다.

$$\eta = \frac{1}{2\pi \cdot m} [\arg(e^{j\theta} + e^{j2\theta} + e^{j3\theta} + e^{j4\theta})] \quad (8)$$

제안하는 각각의 성능은 앞선 Schmidl의 방식과 비교하여 그림 7,8에 나타낸다. 먼저 그림 7에서 보는 것과 같이 연속된 심볼 사이의 서로 다른 조합을 통한 8가지의 방법 모두 옵셋의 변화에 따라 동일한 추정의 변화 추이를 보이는 것을 확인할 수 있다. 여기서 가해진 옵셋에 비하여 추정된 절대적인 값이 작은 것은 추정값의 Scale을 조정함으로써 수정할 수 있다. 하지만 그림 8에서 보듯이 SNR이 증가함에 따라 Reference에 비해 Case A1/Case A2가, 이에 비해 아주 미세하지만 Case B1/Case B2의 경우가, 또 이에 비해 Case C1이 더 작은 MSE 값을 나타낸다. 이를 통해 서로 다른 심볼의 상관 연산수가 증가할수록 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능이 향상된 것을 확인할 수 있다. 특히 L&R 1~3의 곡선을 통해 서로 다른 심볼 사이의 상관 연산의 수가 증가할수록 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있는데, 이는 연속된 심볼간 잡음의 영향이 감소한 것을 의미한다.

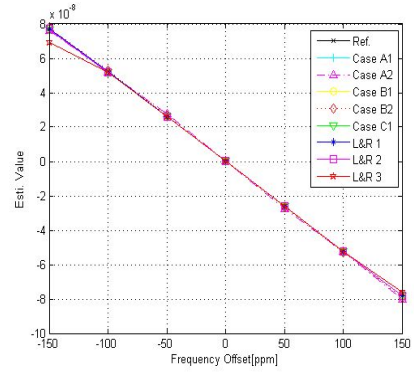


그림 7. 제안된 각 기법의 주파수 옵셋 변화에 따른 추정값

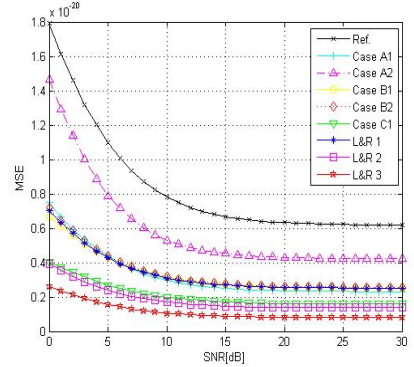


그림 8. 제안된 각 기법의 SNR에 따른 주파수 옵셋 추정 성능

### 3. 결론

본 논문에서는 DVB-T 시스템에서 CP를 이용하여 연속된 심볼들 사이의 다양한 조합을 통해 샘플링 주파수 옵셋을 추정하는 여러 가지 방식들을 제안하고 각 방식의 성능을 비교하였다. 모의실험을 통해 인접한 두 개의 심볼뿐만 아니라 Case A1~Case C1과 같이 연속된 3개의 심볼간 서로 다른 상관 연산을 수행하는 것이 더 좋은 샘플링 주파수 옵셋 추정 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 여기서 연속해서 인접한 심볼의 상관연산을 수행할 경우 Case A2와 같이 각 연산의 합을 Scale 조정하여 위상차를 계산하는 것보다 Case A1과 같이 위상차의 합을 Scale 조정하는 것이 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 그리고 Case B1과 Case B2에서처럼 현재 심볼과 인접한 심볼, 그

리고 그 이전 심볼과의 상관 연산을 수행할 경우 Scale 조정과 위상차를 합하는 연산 사이에 우선순위 차이가 없는 것을 알 수 있다. 다만 이러한 기법을 적용하기 위해선 DVB-T 시스템과 같이 심볼 사이에 동일한 신호가 포함되어 있어야 하고, 연속된 OFDM 심볼 사이의 타이밍 오프셋 차이가 항상 상수여야 한다는 제약이 따른다. 또한 L&R 알고리즘을 적용할 경우 서로 다른 상관의 수가 증가할수록 더 좋은 성능을 보이지만 이를 위해서는 연속해서 수신되는 심볼 저장에 위해 더 많은 메모리를 필요로 할 뿐만 아니라 연산의 증가에 따른 복잡도 또한 증가하는 단점이 있다.

## 감사의 글

본 연구는 3차 BK21(Brain Korea 21) 사업의 지원에 의해 수행되었습니다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has come", IEEE Commun. Mag., vol. 28, pp.4-14, May 1990.
- [2] H. Schulze, C. Lüders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications", John Wiley & Sons, 2005.
- [3] Radio Broadcasting Systems : Digital Audio Broadcasting(DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers ETSI, Feb. 1995[Online]. Available : ETSI ETS 300 401
- [4] 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
- [5] T. Pollet, "The BER performance of OFDM systems using Non-synchronized sampling", Proc. of GLOBECOM, pp. 253-257, 1994.
- [6] M. Sliskovic, "Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in OFDM Systems" Electronics, Circuits and Systems, 2001, ICECS 2001, The 8th IEEE International Conference on, Vol.1, pp. 437-440, 2-5 Sept. 2001.
- [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