

# 미세 주파수 오프셋 보상을 위한 OFDM시스템의 주파수 동기 알고리즘

서재현<sup>†</sup>, 한동석<sup>†</sup>, 김기범<sup>††</sup>

<sup>†</sup>경북대학교 전자전기공학부, <sup>††</sup>삼성전자 멀티미디어 연구소

## Frequency Synchronization Algorithm of OFDM System for Fine Frequency Offset Compensation

Jae-Hyun Seo<sup>†</sup>, Dong-Seog Han<sup>†</sup>, and Gi-Bum Kim<sup>††</sup>

<sup>†</sup>School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook National University

<sup>††</sup>Multimedia Lab., Samsung Electronics Co., Ltd.

E-mail:jhseo@itl.knu.ac.kr

### 요약

본 논문에서는 제한된 통신 채널의 대역에서 주파수 효율이 높은 OFDM 시스템을 위한 반송파 주파수 동기 알고리즘을 제안한다. OFDM 시스템에서의 반송파 주파수 오프셋은 부반송파 간격의 정수배와 소수배로 나누어진다. 소수배 주파수 오프셋이  $\pm 0.5$  근처의 값을 가질 경우에는 정확한 정수배 주파수 오프셋 추정이 어렵고 반송파 동기 PLL이 소수배 주파수 오프셋을 추적하는데 많은 시간이 소요된다. 제안한 알고리즘은 정수배 주파수 오프셋을 제거하기 위해 2개의 심볼 만을 이용하고 다중경로 채널에서도 정확한 정수배 주파수 오프셋의 추정이 가능하다. 또한, 소수배 주파수 오프셋이  $\pm 0.5$  근처의 값을 가질 경우 적은 계산량으로 주파수 오프셋을  $\pm 0.1$  이내로 보상할 수 있다.

방식으로 채택되었으며 최근 고속 무선 LAN에 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 OFDM은 높은 주파수 효율을 위해 좁은 부반송파 간격을 유지해야만 한다. 이로 인해 다른 전송방식과 비교하여 OFDM은 주파수 오프셋에 민감한 단점이 있다. 반송파 주파수 오프셋의 영향은 전송 신호의 크기를 감소시키고 ICI(inter-carrier interference)를 유발하여 부반송파간의 직교성을 상실하게 한다. 특히 OFDM 시스템에서의 반송파 주파수 오프셋은 바로 이웃 해 있는 부반송파간의 거리를 1로 정규화 하였을 때 정수배 반송파 주파수 오프셋과 소수배 반송파 주파수 오프셋으로 분리하여 생각할 수 있다. 이때 정수배 주파수 오프셋은 부반송파의 인덱스 천이(index shift)를 일으키고 소수배 주파수 오프셋은 부반송파 간의 간섭을 일으켜 OFDM신호의 크기와 위상 모두 왜곡시켜 시스템의 성능을 저하시킨다.

### I. 서론

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 다중 반송파 전송 방식의 하나로 각 부반송파(sub-carrier)가 서로 다른 부반송파와의 직교성을 갖는 주파수 효율이 높은 전송 방식이다. 따라서 고속의 데이터 전송을 필요로 하는 유럽의 DAB(digital audio broadcasting)와 DTTV(digital terrestrial television broadcasting)의 표준전송

### II. OFDM 시스템 모델링

OFDM의 기본적인 개념은 가용 주파수 대역을 여러 개의 부반송파로 나누어 전송하는 것이다. 이를 위해 송신기에서 IFFT(inverse fast fourier transform)를 사용하고 수신기에서 FFT(fast fourier transform)를 사용한다. 그림 1은 일반적인 OFDM 전송 시스템의 구성도를 나타낸다. 송신기의 IFFT에서 출력되는  $N$  개의 부반송파를 사용

하는 OFDM 거저대역 신호는 식 (1)과 같다.

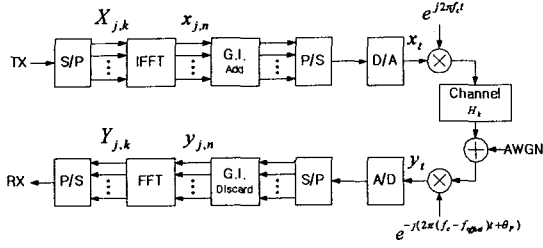


그림 1. OFDM 시스템의 블록도

$$x_{j,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{j,k} e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (1)$$

여기서,  $X_{j,k}$ 는  $j$ 번째 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파에 대한 복소 변조값이고  $n$ 은 샘플 시간을 의미한다. 일반적으로 OFDM 심볼은 심볼 간의 간섭을 방지하기 위해 삽입되는  $G$ 개 샘플의 보호구간과  $N$ 개 샘플의 유효 데이터로 구성되므로 전송되는 OFDM 심볼  $s_{j,n}$ 은 식 (2)와 같다.

$$s_{j,n} = \frac{1}{N} \sum_{n=-G}^{N-1} x_{j,n} = \frac{1}{N} \sum_{n=-G}^{-1} x_{j,n} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{j,n} \quad (2)$$

특히, FFT에서 출력된  $j$ 번째 심볼의  $k$ 번째 수신 복소값  $Y_{j,k}$ 를 반송파 주파수 옵셋만을 고려했을 때 식 (3)과 같이 표현된다.

$$Y_{j,k} = X_{j,k} e^{j\pi(1-1/N)f_s} \frac{\sin \pi f_\Delta}{\sin \pi (f_\Delta / N)} + \sum_{c \neq k} X_{j,c} \frac{1 - e^{j2\pi(c-k)f_s}}{1 - e^{j2\pi(c-k)f_s}/N} \quad (3)$$

식 (3)에서 첫 번째 항은 반송파 주파수 옵셋인  $f_\Delta$ 로 인하여  $j$ 번째 심볼이  $\pi(1-1/N)f_\Delta$ 만큼의 위상회전이 일어나게 되고 크기가  $\sin \pi f_\Delta / \sin \pi (f_\Delta / N)$ 만큼 줄어들게 된다. 그리고 두 번째 항은  $N$ 개 부반송파를 가진 한 심볼 내의  $k$ 번째 부반송파를 제외한  $(N-1)$ 개 부반송파들의 간섭을 나타낸다.

### III. 반송파 주파수 동기 알고리즘

OFDM 송신기는 데이터의 평균전력보다 높은 파일럿 신호도 함께 전송한다. 이때 한 심볼 내의 데이터 사이에 있는 파일럿 신호의 위치정보는 수신기가 미리 알고 있다. 이 점을 이용한 기존의 반송파 주파수 동기 중 먼저 한 심볼 내의 파일럿 신호만의 전력합이 데이터의

전력합 보다 크다는 점을 이용하는데 이 방법은 다중경로 채널이나 샘플링 옵셋에 민감하다[1]. 또 다른 방법은 시험 주파수를 FFT단 전에 인가하여 연속한 두 심볼의 상관값들 중 파일럿 위치와 일치하는 최대값을 이용하는데 많은 심볼이 소요되는 단점이 있다[2].

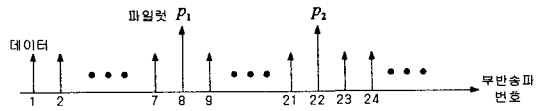
본 논문에서는 기존 방법들의 단점을 극복하기 위한 반송파 주파수 동기 알고리즘을 제안한다. 먼저 FFT단 출력신호의 연속한 2개의 심볼  $Y_{j,k}$ 와  $Y_{j+1,k}$ 를 이용하여  $P_m$ 과 부반송파 번호가 일치하는 상관값들의 합을  $C_m$ 이라 하면 식 (5)와 같다.

$$C_m = \left| \sum_{k=P_m} Y_{j+1,k} \cdot Y_{j,k}^* \right| \quad (5)$$

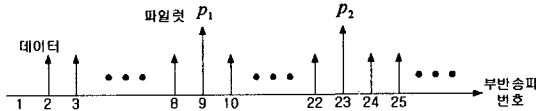
$$P_m = [p_1 + m, p_2 + m, p_3 + m, \dots, p_L + m]$$

여기서,  $P_m$ 은 파일럿의 위치정보를 나타내는 부반송파 번호들의 집합,  $m$  ( $-M \leq m \leq M$ )은 정수배 주파수 옵셋의 추정범위,  $L$ 은 한 심볼이 포함하고 있는 파일럿의 개수,  $p_i$  ( $1 \leq i \leq L$ )은 송신기에서 보낸  $i$ 번째 파일럿의 부반송파 번호를 각각 나타낸다. 이때  $M$ 은 정수배 주파수 옵셋의 추정범위를 나타내는데  $M = 20$ 일 경우 정수배 주파수 옵셋은  $\pm 20$ 까지 추정 가능하다.

정수배 주파수 옵셋을 추정하는 방법은 식 (5)의  $C_m$ 값들을 이용하는데 다음과 같다. 먼저 OFDM 수신기의 FFT단 출력신호를 부호는 고려하지 않고 크기만으로 파일럿 신호와 데이터를 간단히 표현하면 그림 2와 같다. 그림 2의 (a)는 주파수 옵셋이 0일 경우이다. 한 심볼 내의 부반송파 번호가  $8, 22, \dots (p_1 = 8, p_2 = 22, \dots)$ 의 위치에 파일럿 신호가 있고 나머지 위치에는 데이터가 있다. 이때의  $P_0 = [8 + 0, 22 + 0, \dots]$ 가 파일럿의 위치와 일치하여  $m = 0$ 일 때  $C_0$ 가 최대값을 가진다. 그림 3의 (b)는 주파수 옵셋이 1일 경우이다. 이때 정수배의 주파수 옵셋 1에 의해 부반송파 번호가 1만큼 천이 되었음을 알 수 있다. 앞의 경우와 달리  $P_0$ 는 파일럿의 위치와 일치하지 않는다. 즉,  $P_1 = [8 + 1, 22 + 1, \dots]$ 의 경우 파일럿의 위치와 일치하게 되고  $m = 1$ 일 때  $C_1$ 이 최대값을 가지므로 정수배 주파수 옵셋의 추정은 1이 된다.



(a) 주파수 오프셋이 없을 경우 ( $f_{\Delta} = 0$ )



(b) 주파수 오프셋이 있을 경우 ( $f_{\Delta} = 1$ )

그림 2. FFT단 출력신호

그러므로 파일럿의 위치정보  $P_m$ 의  $m$  값을 천이 시키면서 신호의 전력합  $C_m$ 을 구하면  $m$ 이 정수배 주파수 오프셋과 일치할 때 파일럿 신호의 전력합  $C_m$ 이 최대가 되므로 정수  $m$ 을 이용하여 정수배 주파수 오프셋을 식 (6)과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{f}_{\Delta} = \max_m (C_m) \quad (6)$$

정수배 주파수 오프셋을 보정한 후에도 소수배 주파수 오프셋은 여전히 남아 있게 되는데 이를 보상하는 방법은 파일럿 신호를 이용한 방법[3]과 보호구간을 이용한 방법[4]이 있다. 그러나 소수배 주파수 오프셋이  $\pm 0.5$  근처의 값을 가질 경우 정확한 정수배 주파수 오프셋 추정이 어렵고 반송파 동기 PLL이 소수배 주파수 오프셋을 추적하는데 많은 시간이 소요된다. 따라서 본 논문에서는 소수배 주파수 오프셋이  $\pm 0.5$  근처의 값을 가질 경우 다음과 같은 방법을 제안한다.

먼저 식 (5)에서 구한  $C_m$ 은  $m$ 의 범위에 따라  $2M+1$  개를 가지는데 이 값들 중 최대값을 식 (7)과 같이  $C_{MAX}$ 로 표현한다.

$$C_{MAX} = \max(C_m) \quad (7)$$

이때, 최대값을 가지는  $C_m$ 과 인접해 있는  $C_{m-1}$ 과  $C_{m+1}$ 의 값을 이용해 최종 주파수 오프셋 추정을 다음 식 (8)과 같이 구한다.

$$\hat{f}_{\Delta} = \begin{cases} m - 0.5 & \text{if } (C_{m-1} > C_{m+1}) \text{ and } \left(\frac{C_{m-1}}{C_{MAX}} > \mu\right) \\ m + 0.5 & \text{if } (C_{m-1} < C_{m+1}) \text{ and } \left(\frac{C_{m-1}}{C_{MAX}} > \mu\right) \\ m & \text{그외} \end{cases} \quad (8)$$

여기서,  $\mu$ 는  $\pm 0.5$ 의 소수배 주파수 오프셋을 보상하기 위한 문턱값을 나타낸다.  $\mu$ 의 값을 정하기 위하여 소수배 주파수 오프셋을  $-0.5$ 에서  $+0.5$ 까지  $0.1$ 간격으로 증가시키면서  $\max(C_{m-1}/C_{MAX}, C_{m+1}/C_{MAX})$ 의 값을 모의 실험을 통해 분석한 결과  $0.5$ 로 할 경우  $\pm 0.1$ 이내로 보상할 수 있었다. 그리고 본 논문에서 제안한 반송파 주파수 동기 블록도를 다음 그림 3에 나타내었다.

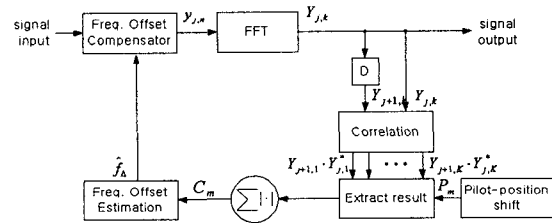


그림 3. 반송파 주파수 동기 블록도

#### IV. 모의실험

본 논문에서는 OFDM 전송방식을 채택한 DVB-T (digital video broadcasting-terrestrial) 시스템의 규격[5]에 따라 모의실험을 수행하였다. 모의실험에서 사용한 신호는 수신기 FFT단의 출력으로 2048개 부반송파 중 45개의 연속 파일럿을 이용했다. 채널환경은 AWGN 채널과 다중경로 채널로 레일리(Rayleigh) 채널을 사용하였다. 그림 4와 그림 5는 소수배 주파수 오프셋 유무에 따른 정수배 주파수 오프셋의 추정을 나타낸다. 원( $\circ$ )과 삼각형( $\triangle$ )은 각각 AWGN 채널과 레일리 채널일 경우를 나타낸다. 그림 4는 정수배 주파수 오프셋이 0이 되었을 때 상관값이 최대를 가진다. 그러나 그림 5는 정수배 주파수 오프셋이 0 혹은 1에서 상관값이 최대이므로 정확한 오프셋 추정을 할 수 없다. 따라서 식 (8)과 같이 최종 반송파 주파수 오프셋 추정값에  $\pm 0.5$ 를 보상하여야 한다.

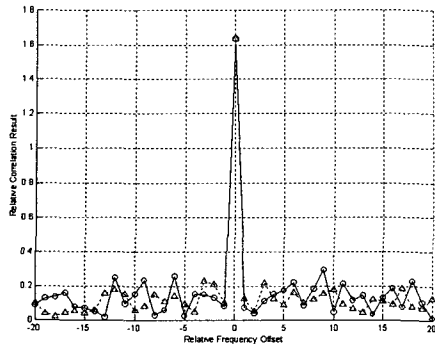


그림 4. 정수배 주파수 오프셋의 추정 ( $f_{\Delta} = 0$ )

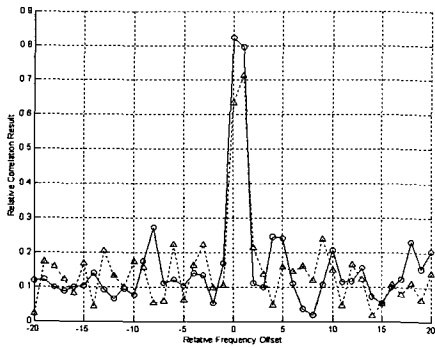


그림 5. 정수배 주파수 오프셋의 추정 ( $f_{\Delta} = 0.5$ )

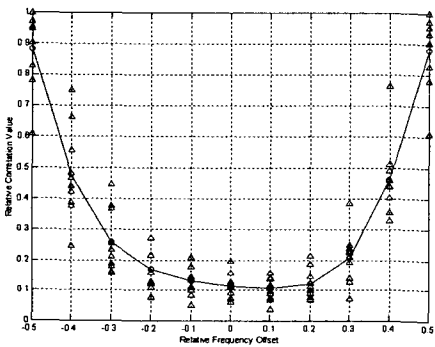


그림 6.  $\mu$  를 구하기 위한 상관값의 비

그림 6은 소수배 반송파 주파수 오프셋을 0.1크기만큼 변화시켜가며 상관값의 비를 구한 것이다. 동일한 주파수 오프셋에서 삼각형( $\square$ )으로 표시된 값들은 각 실험에서 최대 상관 값과 인접 상관 값 중 큰 값과의 비를 나타

낸다. 실선으로 이어진 원( $\circ$ )으로 표시된 값은 각 소수배 주파수 오프셋이 존재할 경우 삼각형 값들의 평균값을 의미한다. 이 결과로부터  $\mu = 0.5$ 로 잡게 되면 소수배 주파수 오프셋이  $\pm 0.5$ 일 경우 정수배 주파수 오프셋 보상 후 잔존한 정규화된 주파수 오프셋을  $\pm 0.1$  이내로 보상이 가능하다.

## V. 결론

본 논문에서 제안한 방법으로 정수배 주파수 오프셋을 추정할 경우 다중경로 채널에서 2개의 심볼 만을 이용하여 정확한 정수배 주파수 오프셋 추정을 할 수 있었고 소수배 주파수 오프셋이  $\pm 0.5$  근처의 값을 가질 경우 문턱값( $\mu$ )을 0.5로 했을 때 적은 계산량으로 주파수 오프셋을  $\pm 0.1$  이내로 보상할 수 있음을 확인하였다.

## 참고 문헌

- [1] H. Nogami and T. Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems," *Proc. IEEE GLOBECOM'95*, pp.1010-1015, Nov. 1995.
- [2] F. Classen and H. Meyr, "Frequency synchronization Algorithms for OFDM Systems suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels," *Proc. IEEE VTC'94*, pp.1655-1659, June 1994.
- [3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 42, pp. 2908-2913, Oct. 1994.
- [4] J. V. D. Beek, M. Sandell, P. O. Borjesson "ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 45, pp. 1800-1805, July 1997.
- [5] ETSI, Digital broadcasting systems for television, sound and data services; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial broadcasting, 1999.