

OFDM 시스템에서 속도 향상을 위한 심볼 타이밍 동기 기법

진 상 욱 , 이 태 홍
영남대학교 전자공학과

Symbol Timing Synchronization Algorithm on OFDM System for Speed Up

Sangwook Jin , Taihong Yi
School of Electronic Engineering, Yeungnam University

요 약

OFDM 시스템은 부반송파의 직교성을 이용하는 특징으로 인하여 신호의 시간동기 및 주파수동기가 맞지 않은 경우 수신신호를 정확히 복조하기가 거의 불가능하다. 보호구간(Guard Interval)은 신호의 데이터 구간 일부분을 복사하여 심볼의 앞에 추가하는 CP(Cyclic Prefix)방식을 사용하고 있으며, 채널에서 발생하는 ISI(InterSymbol Interference)를 흡수하는 중요한 역할을 한다. 본 논문에서는 시간동기에 사용되어지는 보호구간을 여러 부구간으로 나눈 후, 이를 이용하여 심볼 타이밍 동기를 추정하고자 한다. 제안된 방법은 기존의 방법에 비해 성능의 손실없이 많은 계산량을 줄이는 방법으로서 수신기의 구조를 단순화 시킬 수 있다. 여러 채널 환경에서의 모의 실험을 통해 제안한 방법과 기존의 방법을 비교하였다.

1. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 직렬로 입력되는 데이터열을 매핑한 후 매핑된 신호를 병렬로 변환하고 이들을 각각 상호 직교성을 가지는 다수의 부반송파에 변조시켜 전송하는 다중반송파 변조방식이다. 주파수 분할 다중화 방식(FDM)보다 대역폭 효율이 좋고, 병렬화 한 심볼 열의 길이만큼 각 부채널에서 심볼의 주기가 길어지게 되어 단일 반송파 변조 방식에 비해 심볼간 간섭에 강한 특징을 지니며, 채널의 지연보다 긴 순환전지(cyclic prefix)를 전송되는 심볼 사이에 보호구간으로 삽입할 경우 심볼간 간섭(ISI)을 제거할 수 있다. 또한, 주파수 선택적 페이딩 채널 환경을 다수의 협대역 부채널로 구성된 주파수 비선택적 채널로 볼 수 있기 때문에 수신단에서 각 부채널마다 간단한 단일탭(one-tap) 등화기를 사용하여 보상할 수 있으며, 송·수신단의 변·복조 과정에 IFFT/FFT를

이용할 수 있는 장점을 지닌다. 따라서, 고속의 데이터 전송을 필요로 하는 유럽의 DAB(Digital Audio Broadcasting)와 DVB(Digital Video Broadcasting)의 표준전송방식으로 채택되었으며, IEEE 802.11a의 고속 무선 LAN의 표준으로도 채택되어 적용되고 있다[1]. 그러나, OFDM은 높은 주파수 효율을 위해 좁은 부반송파 간격을 유지해야만 한다. 이로 인해 심볼간 간섭이 발생하게 되면 시스템에 심각한 성능저하를 초래한다. 이러한 성능저하를 방지하기 위하여 OFDM 전송방식은 시간영역 신호에 대한 보호구간의 사용 뿐만 아니라 채널 코딩 및 주파수와 시간영역 각각에 대한 인터리빙 등 다양한 방법을 사용하여 성능저하를 보상하고 있다[2]. 본 논문은 심볼간 간섭을 완화시키기 위해 삽입된 보호구간을 제거하는 심볼 타이밍 동기의 추정 단계에서 많은 계산량이 필요로 한다는 점에 착안하여, 보호구간을 여러 영역으로 나누어 적용하므로 적은 계산량을 사용하여도 시스템의 복잡성을 성능의 손실없이 감소시킬 수 있음을 보인다.

2. OFDM 시스템

N_g 개의 병렬 데이터 스트림 전송을 위해서 N 개의 부반송파를 가지는 OFDM 시스템을 보면, 스펙트럼의 경계에 놓여진 $N-N_g$ 개의 부반송파(Virtual Carrier)는 보호밴드(Guard Band)로 사용된다. 그림1은 이런 조건을 고려한 OFDM 시스템의 구조를 나타낸다.

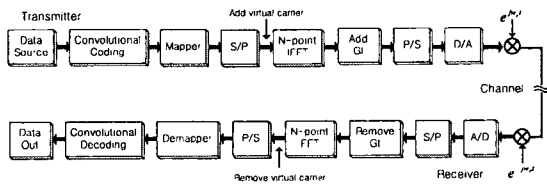


그림 1 일반적인 OFDM 시스템

송신기에서는 Inverse FFT를 사용해서 N 개의 부반송파를 변조한다. 널(null) 데이터를 포함하고 있는 N 개의 데이터가 QAM 성상도를 가진다고 보면, IFFT 출력의 마지막 N_g 샘플은 복사되어지고, 각 OFDM 심볼의 시작부분의 보호구간(Guard Interval)을 형성한다. 따라서 n 번째 OFDM 심볼을 구성하고 있는 연속적인 OFDM 샘플 $S_{n,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{n,m} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} a_{n,k} e^{j2\pi mk/N}, \quad -N_g \leq m \leq N-1 \quad (1)$$

$$= S_{n,m+N} \quad -N_g \leq m \leq -1$$

여기서, $a_{n,k}$ 는 n 번째 OFDM 심볼 주기동안 k 번째 부반송파로 변조된 데이터 심볼이다. $a_{n,k}$ 가 독립이고 이상적으로 영평균 랜덤 변수의 분포를 띄며 충분히 많은 부반송파를 가진다고 하면, $S_{n,m}$ 은 다음과 같은 상관성을 가진 영평균 복소 가우시안 랜덤 변수로서 간주되어질 수 있다.

$$E\{S_{n,i} S_{m,j}^*\} = \begin{cases} \sigma_a^2, & n = m, i = j \\ \sigma_a^2, & n = m, |i - j| = N \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

OFDM 샘플 $S_{n,m}$ 은 주파수 응답 $\mathbf{B}(\mathbf{f})$ 를 가지는 전송필터에 의해 펄스 모양이 되며 다중채널로 전송된다

수신기에서는 주파수 응답 $\mathbf{B}^*(\mathbf{f})$ 를 가지는 정합필터의 출력은 ADC(Analog-to-Digital Converter)에 의해 OFDM 샘플

율로 샘플링된다. M 개의 다중경로 채널을 거쳐 전송된 후, ADC 출력 r_l 은 반송파 주파수 오프셋 f_0 를 가진다고 할 때 다음과 같이 표현된다.

$$r_l = \sum_{p=0}^{M-1} S_{l-\tau_p} \rho_p e^{j(2\pi f_0 l N - \theta_p)} + n_l, \quad -\infty < l < \infty \quad (3)$$

S_l 은 전송된 신호, ρ_p 는 신호의 크기 감쇠성분, θ_p 는 위상 변화, τ_p 는 지연 시간을 나타낸다.

ADC 후에 보호구간은 제거되고 남겨진 N 개의 샘플은 FFT에 의해 복조된다. 만약, 심볼 타이밍 오프셋이 ISI를 발생시키지 않는 충분히 작은 값을 가지고 있다면, FFT의 기본적인 특성과 식(3)으로부터 n 번째 OFDM 심볼의 m 번째 부반송파와 일치하는 FFT 출력 신호 $y_{n,m}$ 은 다음과 같다[3].

$$y_{n,m} = a_{n,m-k} H_m e^{j2\pi \zeta m / N} + W(f_c) + N_{n,m} \quad (4)$$

$$; \quad -N/2 \leq m < N/2$$

H_m 은 m 번째 부반송파 주파수에서 다중경로 채널의 주파수 응답을, ζ 는 OFDM 샘플에서의 심볼 타이밍 오프셋을 나타낸다. $W(f_c)$ 는 다음과 같이 정의되는 반송파 주파수 오프셋(f_c) 때문에 발생되는 ICI(Interchannel Interference) 성분이다.

$$f_0 = k\Delta f + f_c, \quad |f_c| < \frac{\Delta f}{2} \quad (5)$$

Δf 는 부반송파 간격을 표현하며, k 는 정수이다. 식(4)로부터 오프셋 ζ 은 FFT 출력 위상을 $e^{j2\pi \zeta m / N}$ 만큼 선형 회전시킨다. 그래서 m 값이 클수록 작은 심볼 타이밍 오프셋에도 많은 영향을 받는다. 따라서, 효과적이고 정확한 심볼 타이밍 복원 알고리즘은 OFDM 시스템의 안정적인 성능에 결정적인 역할을 한다.

3. 제안된 심볼 타이밍 복구 알고리즘

수신단에서 $2N_s+N_g$ 개의 연속된 데이터 $r(k)$ 를 수신한다고 가정하면 이 수신 데이터에는 N_s+N_g 개의 완전한 OFDM 심볼 구간이 항상 포함된다. 임의의 위치 k 를 정하여 이를 기준으로 두 개의 구간 P 와 P' 을 다음과 같이 정의 한다.

$$P = [k, k + N_g - 1]$$

$$P' = [k + N_s, k + N_s + N_g - 1]$$

N_s 는 부반송파의 수(FFT의 길이)이며, N_g 는 보호구간의 길이이다. 따라서 k 를 이동시키며 두 구간 P 와 P' 의 시간영역 수신데이터에 대한 상관값이 최대가 되는 위치를 구하면 그 위치로부터 심볼의 시작위치를 추정할 수 있다. 이 관

계는 다음과 같이 표현된다[4].

$$k_{est} = \arg \max_k \left| \sum_{i=0}^{L-1} r(k-i)r(k-i-N_s) \right| \quad (6)$$

다음 그림은 제안된 심볼 타이밍 동기 알고리즘의 블록 다이어그램을 나타낸다

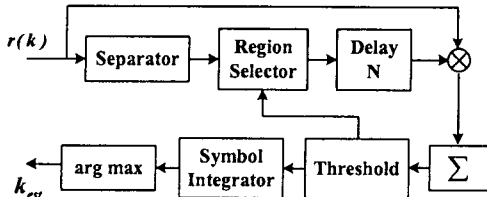


그림 2. 심볼 타이밍 동기 알고리즘

그림 2에서 보여진 제안한 알고리즘은 다음과 같이 정리되어진다.

$$k_{est} = \arg \max_k \left| \sum_{i=0}^{(N_g/M)-1} r(k-i)r(k-i-N_s) + \sum_{i=(m-1)(N_g/M)}^{N_g-1} r(k-i)r(k-i-N_s) \right| \quad (7)$$

M은 2^n 으로 표현되어지는 정수이며, $2 \leq M \leq N_g/2$ 를 만족하도록 적절한 n을 선택한다. m은 상관함수 적분구간을 나눈 수이다. 그림 3을 보면, 적분 구간은 m개의 분할영역 중 보호구간의 앞부분(A_1 영역)과 뒷부분(A_M 영역)을 각각 선택하여, 이를 N_s 만큼 시간 지연시킨 신호와 상관관계를 구하게 된다. 이는 기존의 N_g 개의 보호구간을 사용할 때 보다 훨씬 적은 계산량이 필요하므로, 동기수행에 소요되는 시간을 최소화 할 수 있다. 또한, n값을 적절히 선택할 수 있는 장점을 가진다. 만일 수신 성능이 열악할 경우, 제안된 알고리즘은 n을 선택범위 중 최소값으로 선택하여 기존의 보호구간을 이용한 심볼 타이밍 동기 알고리즘을 그대로 반영하는 유동적인 특성을 가진다.

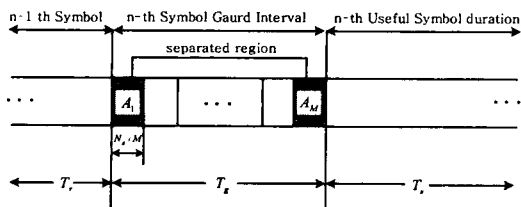


그림 3. 제안된 알고리즘의 분할 영역

여기서, 식(5)에 설명된 주파수 오차를 고려하면, 다중경로가 없는 AWGN 채널의 경우에 대해서 식(2)는 다음과 같이 표현된다.

$$E\{S_n S_{n-N}^*\} = \begin{cases} \sigma_a^2 e^{2\pi f_c}, & n \in A_1, A_M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

여기서, A_1, A_M 영역은 제안된 두개의 분할 영역이다. 곱셈기 출력은 누적기의 입력으로 들어가며, 누적기 출력 R_i 는 $2(N_g/M)$ 샘플 누적한다. 또한 심볼 누적기는 초기 시간 동기의 신뢰성을 위해 R_i 를 이후 몇 개의 심볼에 대해 누적한다. 심볼 누적기 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_i = \sum_{k=0}^{L-1} R_{i-(N_s+N_g)} \quad (9)$$

이 방법은 보호구간 전체를 사용하여 동기를 맞추는 방식에 비해, 분할된 보호구간을 이용할 때 발생하는 동기 오차를 최소화 시킨다. 정확히 동기가 추정되었을 경우 누적된 심볼의 상관값은 계속적으로 증가하는 반면, 일시적으로 보호구간과 상관성을 가지는 영역이 검출된 심볼은 여러 심볼에 걸쳐 누적할 경우, 상관값은 큰 폭으로 증가되지 않는다.

심볼 타이밍 동기는 심볼 누적기의 출력 I_i 중 최대값을 선택하고 이를 기점으로 FFT의 시작지점을 정하여 수행된다. 추정된 동기 시작점은 $T_c = \arg \max |I_i|$ 로 정해진다.

주파수 오차가 0이 아니라면 수신신호 r_i 와 $r_{i+N_s}^*$ 는 서로 다른 위상을 가지며, 허수부를 갖게 되는 $r_i r_{i+N_s}^*$ 는 주파수 오차에 대한 정보를 포함하게 되고 이때의 위상차가 주파수 오차에 의한 값이 된다. 따라서 주파수 차에 의한 오류는 다음과 같다.

$$\varepsilon = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L r_i r_{i+N_s}^* = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |r_i|^2 e^{-j2\pi f \Delta t} \quad (10)$$

$$\arg(\varepsilon) = \arg \left(\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |r_i|^2 e^{-j2\pi f \Delta t} \right) \quad (11)$$

$$\Delta f = -\frac{1}{2\pi} \arg(\varepsilon) \Big|_{i=T_c} \quad (12)$$

오류 ε 는 그림2에서 보여진 덧셈기의 출력과 같으므로, 제안된 방법으로 얻어진 심볼 타이밍 T_c 를 식(12)에 적용시켜 주파수 동기를 얻을 수 있다. 이는 수신기의 동기에 심각한 영향을 초래하는 부반송파 간격의 소수배 주파수 오차를 보정하는 단계로서 ICI에 의한 영향을 없애기 위해

보호구간을 사용한 주파수 동기방법을 이용하였다[4].

4. 실험 및 고찰

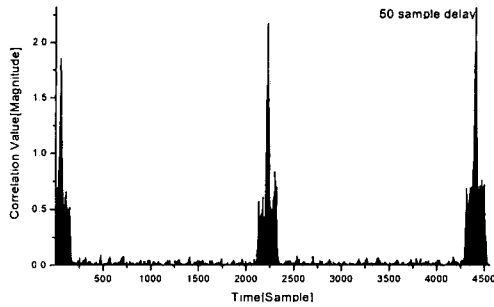


그림 4. 제안된 방법을 사용하여 얻어진 상관값

그림 4는 QPSK 변조, 2048개의 유효심볼, 128개의 보호구간, SNR=5dB, 그리고, 타이밍 오프셋이 50일 때 AWGN 채널 하에서 얻어진 상관값이다. (M=8, 누적 심볼=2)

상관값의 최대치가 발생하는 곳에서 보호구간 길이만큼 이동한 지점이 동기 시작점이 되며, 제안된 알고리즘은 보호구간 전체를 사용하는 경우보다 1/2의 계산량 이득을 얻을 수 있었으며, 이로 인한 추정속도도 향상되었다.

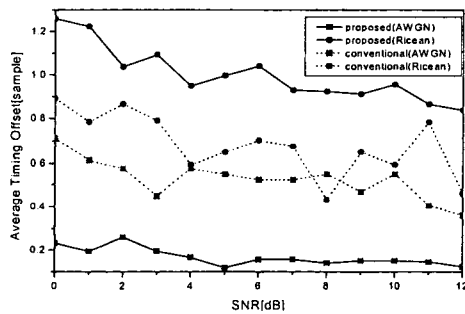


그림 5. Average Timing Offset

그림 5는 150개의 연속적인 심볼을 사용하여, 300회 전송한 뒤 얻어진 평균 오프셋값을 나타낸 것이며, 수신된 첫 심볼의 시작점을 추정하는데 있어서 오차를 구한 것이다.

기존의 방법과 제안된 방법을 이용하여 AWGN, Ricean 채널에서 각각 시간동기 오차를 실험하였다. 제안된 방법은 M=8일 때 누적 심볼의 수를 각각 1로 하여 계산량을 기

존의 방법에 비해 1/2로 줄였다. AWGN에서는 좋은 성능이 나타나지만, 다중채널 환경에서는 기존의 성능에 비해 저하된 결과를 보여준다. 그러나, 초기 시간 동기가 10샘플 정도의 오차를 허용하므로, 시스템에 심각한 영향을 초래하지는 않는다.

5. 결론

본 논문은 심볼 타이밍 동기 과정에서 적은 계산량을 사용하더라도 향상된 성능을 나타내고 있다. 이는 수신기의 구조를 단순화 시키며, 수행되는 연산으로 인한 시스템의 부하를 줄일 수 있는 방향을 보여준다. 그리고 적절한 M값과 누적심볼을 사용하여 시간동기 오차를 얻을 수 있음을 확인하였다.

[참고문헌]

- [1] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol.19, no.5, pp.628-634, 1971.
- [2] J.-J. van de Beek, M. Sandell, M. Isaksson, P. O. Borjesson, "Low-complex frame synchronization in OFDM Systems," in *Proc. of ICUPC'95*, Tokyo, pp. 982-986, 1995.
- [3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908-2914, 1994.
- [4] M. Sandell, J.-J. van de Beek and P. O. Borjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix," in *Intern. Symp.*, pp.16-19, 1995.
- [5] D. Lee and K. Cheun, "A New Symbol Timing Recovery Algorithm for OFDM Systems," *IEEE Trans. On Consumer Electronics*, vol.43, no.3, pp.767-774, 1997.