

OFDM 시스템을 위한 적응 프레임 선택 알고리즘

김정진, 류영재, 한동석
경북대학교 전자전기공학부

Adaptive Frame Selection Algorithm for OFDM systems

Jung-Jin Kim, Young-Jae Ryu, and Dong-Seog Han
School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook National University
E-mail: kimju@palgong.knu.ac.kr

요약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은 유효심볼의 뒷부분 일부를 복사하여 유효심볼 이전에 미리 전송하는 보호구간을 이용하여 다중경로에 의한 왜곡을 줄일 수 있다. 그러나, 유효심볼의 시작점을 정확히 판단하더라도 열악한 다중경로 또는 프리-고스트(pre-ghost) 채널의 영향으로 인해 심볼간 간섭(inter-symbol interference)이 발생한다. 본 논문에서는 다중경로 환경하의 기존 시스템에서 발생하던 심볼간 간섭을 제거할 수 있는 프레임 선택 알고리즘을 제안한다. 프레임 선택 알고리즘은 FFT 입력으로 유효심볼의 뒤 일부 대신 보호구간의 일부를 사용한다. FFT 입력으로 사용될 보호구간내 교체구간은 다중경로 환경에 따라 달라져야 하는데, 교체구간 판단을 위한 네 가지 알고리즘도 소개한다. 제안한 알고리즘을 DVB-T(digital video broadcasting-terrestrial) 시스템에 적용한 모의실험을 통하여 3 dB 이상의 성능향상을 얻을 수 있다.

I. 서론

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 변조 방식은 다중 반송파를 사용함으로써 높은 전송 속도를 가진다. 또한, 단일 반송파 방식에 비해 선택적 주파수 페이딩(frequency selective fading)과 시간 영역 충격 잡음

에 강하다[1]. 좁은 부반송파 간격내에서 수신 신호는 같은 크기로 왜곡되므로, 비교적 간단한 채널 등화기에 의해 다중경로의 영향을 보상할 수 있다. 이러한 장점들로 인해, OFDM 방식은 디지털 오디오 방송, 지상파 디지털 TV[2], 광대역 실내 무선 시스템, ADSL (asymmetric digital subscriber lines)과 같은 분야에 적용되고 있다.

OFDM 시스템은 동기 옵셋에 매우 민감하고, 복잡한 수신기를 요구한다. 또한, 보호구간이 유효심볼의 앞에만 존재하므로, 모든 다중경로의 평균 지연값보다 앞선 다중경로인 프리-고스트(pre-ghost)에 의해 심볼간 간섭이 발생한다[3]. 이러한 심볼간 간섭은 주파수 영역의 수신 신호를 왜곡시키고, 주파수 영역 파일럿 정보를 이용하는 심볼 타이밍 동기, 반송파 주파수 동기, 채널 등화 성능을 열화시킨다.

이 논문에서는 유효심볼의 일부 대신 보호구간의 일부를 FFT(fast Fourier transform) 입력으로 사용하는 프레임 선택 알고리즘을 제안한다. 그리고, IFFT(inverse FFT)를 이용하여 제안 알고리즘의 교체구간을 판단하는 세 가지 방법과 시스템 복잡도를 증가시키는 IFFT 대신 시간영역 유효심볼과 보호구간 간의 상관을 이용하여 교체구간을 판단하는 방법도 제안한다.

이 논문의 구성은 서론인 I장에 이어서 II장에서 제안한 프레임 선택 알고리즘과 교체구간 판단 방법을 설명한다. 모의실험을 통해 제안 알고리즘의 성능을 III장에서 알아보고, IV장에서 결론을 맺는다.

II. 프레임 선택 알고리즘

OFDM 시스템은 전체 다중경로의 평균 지연값으로 심볼 타이밍 동기화가 이루어진다. 이 경우, 그림 1(a)와 같이 평균 지연값보다 앞서 수신되는 다중경로인 프리-고스트에 의해 심볼간 간섭이 발생한다. 그림 1에서 T_g , T_u , T_p 는 각각 보호구간, 유효심볼구간, 제안 알고리즘의 교체구간을 나타낸다. 프리-고스트와 포스트-고스트(post-ghost)는 각각 가장 빠른 다중경로와 가장 느린 다중경로를 나타낸다.

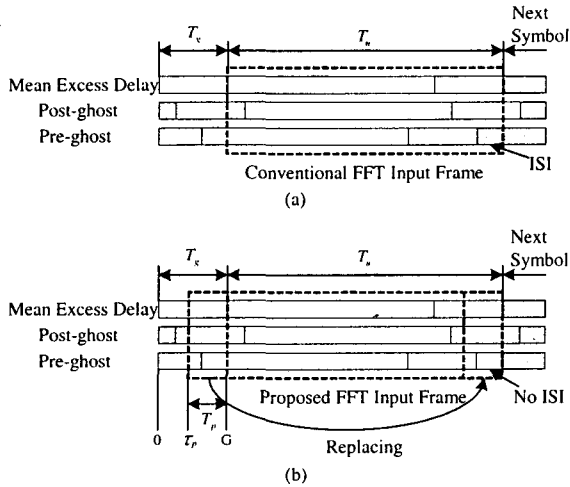


그림 1. FFT 입력 프레임 비교

제안한 프레임 선택 알고리즘은 그림 1(b)와 같이 유효심볼의 뒷부분 대신 보호구간의 일부를 FFT 입력으로 사용한다. 기존 시스템의 경우 프리-고스트 환경에서 발생하던 심볼간 간섭을 제안한 알고리즘을 사용함으로써 제거할 수 있다.

제안 알고리즘 교체구간 시작지점인 τ_p 는 가장 빠른 프리-고스트와 가장 느린 포스트-고스트의 중간 지점으로 설정하고, 다중경로 환경에 따라 적응적으로 변화되어야 한다. 여기서 τ_p 를 결정하기 위한 네 가지 방법을 제시한다. 한가지는 유효심볼과 보호구간 간의 상관을 이용하는 방법이고, 나머지 세가지는 IFFT를 이용하는 방법이다.

방법 A : 방법 A는 분산 파일럿을 이용하여 시간 축 선형 보간 후 주파수 축 선형 보간으로 구한 채널 추정 계수 [4] $C_{i,k}$ 에 대한 N 포인트 IFFT를 통하여 채널의 다중경로 특성을 구한다. 여기서 N 은 OFDM 한 심볼 내 부반송파 수를 나타내고, 분산 파일럿은 주파수 영

역 일정 간격마다 약속된 크기로 삽입된 신호를 나타낸다. N 포인트 IFFT로 구한 채널의 전달함수 $\tilde{h}_{i,n}$ 은 다음과 같다.

$$\tilde{h}_{i,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K_{\max}} C_{i,k} e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

여기서 K_{\max} 는 최대 부반송파 번호를 나타낸다.

가장 느린 포스트-고스트 MAX_{post} 는 다음과 같다.

$$\text{MAX}_{\text{post}} = \arg \max_n \left\{ \tilde{h}_{i,n} > \zeta \right\}, \quad 0 \leq n < G \quad (2)$$

여기서 G 는 보호구간 샘플수이다. 그리고 가장 빠른 프리-고스트 MAX_{pre} 는 다음과 같다.

$$\text{MAX}_{\text{pre}} = G - \arg \min_{n-N} \left\{ \tilde{h}_{i,n} > \zeta \right\}, \quad N-G \leq n < N-1 \quad (3)$$

여기서 ζ 는 어느 정도 강한 다중경로를 찾기 위해 미리 설정된 문턱값이다. 만약 판단 구간 내에서 ζ 보다 큰 다중경로가 없으면 MAX_{post} 와 MAX_{pre} 는 각각 0과 G 로 설정한다.

τ_p 는 MAX_{post} 와 MAX_{pre} 의 중간 지점으로 다음과 같이 결정한다.

$$\tau_p = (\text{MAX}_{\text{pre}} - \text{MAX}_{\text{post}}) / 2 + \text{MAX}_{\text{post}} \quad (4)$$

제안 알고리즘은 FFT 입력으로 같은 크기의 유효심볼 뒷부분 데이터 대신 τ_p 에서 G 까지의 수신 샘플을 사용한다.

방법 B : 방법 B는 시스템 복잡도를 줄이기 위해 $C_{i,k}$ 중 $k=0, N'/N', 2N'/N', \dots, N'-1$ 를 N' 포인트 IFFT하여 채널의 다중경로 특성을 찾고, 방법 A와 유사하게 MAX_{post} , MAX_{pre} , τ_p 를 판단한다. N' 은 N 보다 작은 값이다.

방법 C : 방법 C 역시 N' 포인트 IFFT하여 채널의 다중경로 특성을 판단하는데, $C_{i,k}$ 중 $k=0, 1, 2, \dots, N'-1$ 을 이용한다.

방법 D : 방법 D는 시스템 복잡도를 증가시키는 IFFT 대신 시간영역에서 보호구간과 유효심볼 뒷부분 수신 데이터간의 상관을 이용한다. 보호구간은 유효심볼의 복사구간이므로 다른 심볼의 영향을 받지 않은 부분은 위상차가 없다. 반대로 다른 심볼의 영향을 받은 부분은 위상차가 존재하므로, 보호구간과 유효심볼 간의 상관을 통한 위상차로써 MAX_{post} , MAX_{pre} , τ_p 를 판단

한다.

보호구간과 유효심볼 뒷부분간의 위상차 $d_{i,n}$ 은 다음과 같다.

$$d_{i,n} = \left| \tan^{-1} \left\{ y_{i,n} \cdot y_{i,n+N}^* \right\} \right|, \quad n = 0, 1, 2, \dots, G-1 \quad (5)$$

여기서 *는 켈레복소(complex conjugate)를 나타낸다. 좀더 정확한 판단을 위해 $d_{i,m}$ 을 다음과 같이 누적한다.

$$s_{i,m} = \frac{1}{N_{sam}} \sum_{n=0}^{N_{sam}-1} d_{i,m+n}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, G - N_{sam} \quad (6)$$

여기서 N_{sam} 은 누적할 샘플 수이다. MAX_{post} 는 다음과 같다.

$$MAX_{post} = \arg \max_m \{ s_{i,m} > \zeta' \}, \quad 0 \leq m < (G - N_{sam})/2 \quad (7)$$

MAX_{pre} 는 다음과 같다.

$$MAX_{pre} = G - N_{sam} - \arg \min_{m-G+N_{sam}} \{ s_{i,m} > \zeta' \}, \quad (G - N_{sam})/2 \leq m < G - N_{sam} \quad (8)$$

τ_p 는 식 (3)으로 판단할 수 있다.

성능비교 : 표 1은 네 가지 방법에 대한 샘플 단위의 판단 가능 최소 간격과 판단 가능 최대 구간을 나타낸다.

표 1. 교체구간 판단 방법에 따른 성능 비교

방법	최소간격	최대구간	FFT 포인트
A	1	$-N/2 \sim N/2$	N
B	1	$-N'/2 \sim N'/2$	N'
C	N/N'	$-N/2 \sim N/2$	N'
D	1	$-(G - N_{sam})/2 \sim (G - N_{sam})/2$	-

OFDM 시스템은 보호구간보다 긴 다중경로는 보상하지 못하므로 표 1에서 각 방법에 대한 판단 가능 최대 구간은 $-G/2$ 에서 $G/2$ 가 된다. 방법 C의 판단 가능 최소 간격은 N/N' 이므로 다른 방법들에 비해 정확한 판단이 어려운 반면, 방법 B와 D의 판단 가능 최대 구간이 방법 A나 C에 비해 짧으므로 긴 다중경로 판단이 어렵다. 방법 D는 FFT 프로세서를 사용하지 않으므로 시스템 구현이 용이하지만, 잡음에 의해 판단 성능이 감소된다. 이 경우 식 (5)를 다음과 같이 바꾸어 성능을 향상시킬수 있다.

$$d_{i,n} = \left| \tan^{-1} \left\{ \frac{1}{N_{sym}} \sum_{i=0}^{N_{sym}-1} y_{i,n} \cdot y_{i,n+N}^* \right\} \right| \quad (9)$$

여기서 N_{sym} 은 잡음 영향을 줄이기 위해 누적할 OFDM 심볼 수이다. 방법 A, B, C는 잡음에 크게 영향을 받지 않는다. 결과적으로 네 가지 방법 중 보호구간 샘플 수 크기의 방법 B가 가장 좋은 성능을 보인다. 그러나, 시스템 복잡도를 고려한다면, 방법 D도 제안한 알고리즘에 적용 가능한 방법이다.

III. 모의 실험 결과

제안 알고리즘의 성능 평가는 유럽의 지상파 TV 방송 방식인 DVB-T 시스템을 이용하여 실험하였다. 고려한 DVB-T 수신기는 동기 및 채널 등화 알고리즘을 모두 구현하였다. 고려된 데이터 전송모드는 2K, 보호구간 길이모드는 1/4, 사용채널대역은 8 MHz, 부반송파 개수는 1705, 유효심볼 구간은 224 μ s, 16-QAM 변조방식을 적용하였다. FFT 윈도우 타이밍 옵셋, 반송파 주파수 옵셋, 샘플링 타이밍 옵셋은 각각 2300 샘플, 402 KHz, 200 ppm이다.

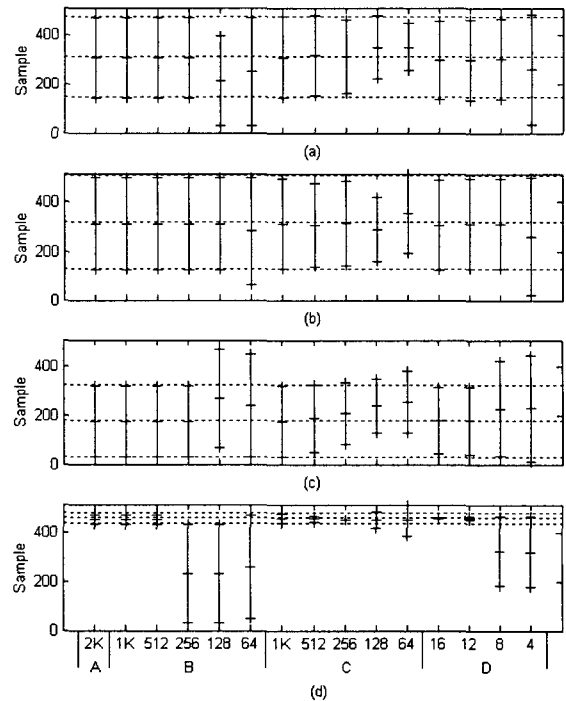


그림 2. MAX_{post} , MAX_{pre} , τ_p 의 판단 성능 (a)Ensemble A, (b)Ensemble F, (c)Pre-ghost, (d)Long delay

그림 2는 ATTC(advanced television technology center) Ensemble 채널[5] 환경에서의 MAX_{post} , MAX_{pre} , τ_p 의 판단 성능을 보여준다. 각 그림에서 세로축은 그림 1(b)에서와 같이 보호구간내의 샘플 번호를 나타낸다. 본 실험에서 데이터 전송모드는 2K이고, 보호구간 길이모드는 1/4이므로, 실제 보호구간 샘플수는 $2048/4=512$ 이다. 세로축의 알파벳은 각 판단 방법을 나타내고, 방법 A, B, C 위의 수는 IFFT 포인트 수, 방법 D 위의 수는 누적 샘플수를 나타낸다. 각 그림에서 가장 위 가로 점선, 가장 아래 가로 점선, 중간 가로 점선은 각각 실제 MAX_{pre} , MAX_{post} , τ_p 를 나타낸다. 각 세로실선의 + 표시는 각 방법에 대한 판단 MAX_{pre} , MAX_{post} , τ_p 를 나타낸다. 방법 A, B, C의 문턱값은 최대 다중경로 크기의 -20 dB, 방법 D의 문턱값은 $\pi/18$ rad로 하였다.

방법 A와 12샘플 이상의 방법 D의 판단 값은 실제 값에 아주 가까움을 알 수 있다. 짧은 다중경로 환경인 그림 2(a), 2(b), 2(c)에서는 방법 C의 256 포인트 IFFT가 같은 크기의 방법 B에 비해 오차가 크다. 이는 방법 C의 판단 가능 최소 간격이 방법 B에 비해 크기 때문이다. 긴 다중경로 환경인 그림 2(d)의 경우에는 방법 C의 128포인트 IFFT가 어느 정도 오차를 가지며 판단 가능하지만, 방법 C의 경우 256포인트 IFFT를 사용해도 판단하지 못한다. 이는 방법 B의 판단 가능 최대 구간이 방법 C에 비해 짧기 때문이다.

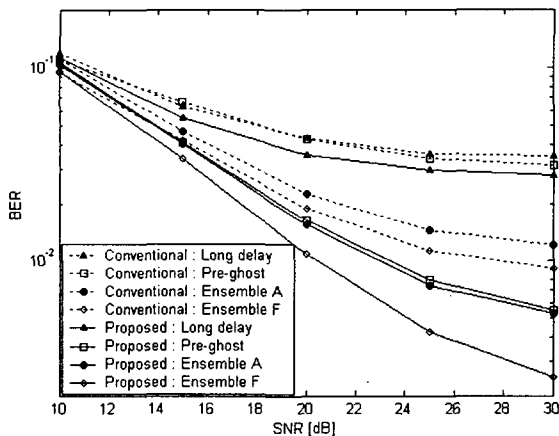


그림 3. 동기 수렴후 비트에러율 비교

만약 판단한 τ_p 가 실제 MAX_{post} 와 실제 MAX_{pre} 사이에만 존재하면 판단 방법과 상관없이 동기 수렴후 비트 에러율(bit error rate)은 동일하다. 그림 3은 제안한 알

고리들을 적용하였을 때와 적용하지 않았을 때의 동기 수렴 후 비트에러율이다. 제안한 알고리들을 적용하였을 때가 그렇지 않을 때보다 항상 우수한 성능을 나타내었다. ATTC long delay 채널에서는 3 dB(최대 5 dB)정도의 성능 향상이 있었고, ATTC pre-ghost 채널에서는 5 dB(최대 10 dB)정도의 성능 향상을 보인다. ATTC Ensemble A와 F 채널에서는 3~5 dB 정도의 성능 향상을 보인다. ATTC pre-ghost 채널에서 가장 큰 성능 향상을 보이는데, 이는 제안한 알고리들이 프리-고스트에 의한 심볼간 간섭을 제거할 수 있기 때문이다. ATTC long delay 채널에서 가장 작은 성능 향상을 보이는데 이는 긴 다중경로에 의한 감쇄는 보상하기 어렵기 때문이다.

IV. 결론

다중경로 채널 환경에서 기존 시스템을 사용할 경우 심볼간 간섭이 발생한다. 심볼간 간섭은 수신신호를 왜곡시키므로 수신 성능이 열화된다. 보호구간의 일부를 유효심볼 뒷부분 대신 FFT 입력하는 제안한 프레임 선택 알고리들을 적용함으로써 프리-고스트에 의한 심볼간 간섭을 제거할 수 있었다. 다중경로 환경에 따라 교체구간을 적응적으로 판단할 수 있는 네가지 방법도 제시하였다. 모의실험결과 OFDM 시스템은 제안 알고리들을 적용함으로써 3 dB 이상, ATTC Pre-ghost 채널의 경우 5 dB 이상의 향상된 성능을 가짐을 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [2] European Telecommunication Standard ETS 300 744, "Digital broadcasting systems for television, sound and data services; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," May 1996.
- [3] A. Palin and J. Rinne, "Enhanced symbol synchronization method for OFDM system in SFN channels," in *Proc. GLOBECOM 98*, vol. 5, pp. 2788-2793, Nov. 1998.
- [4] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [5] VSB/COFDM Comparison Report, Dec. 2000.