

FMT 시스템의 ISI 추정치 기반 등화기법

유 정 훈[†]

요 약

광대역 통신을 위한 효율적 전송 방식으로 다중 반송파 시스템이 각광을 받고 있다. Filtered multi-tone(FMT) 시스템은 orthogonal frequency division multiplexing(OFDM)과 달리 시간영역에서 필터의 길이가 여러 심볼 주기에 걸쳐 있으며, 이러한 긴 주기의 필터 사용으로 다중경로 환경에서 intersymbol interference(ISI)에 의한 성능열화 현상이 발생한다. 본 논문에서는 무선 채널 환경에서 필터에 의하여 발생한 ISI 성분을 제거하는 FMT 시스템을 위한 간단한 등화기법을 제안한다. 제안하는 등화기법은 직전 심볼과 직후 심볼에서 발생하는 ISI값을 추정하여, 현재 심볼에서 추정된 값을 빼줌으로써 ISI 성분을 제거해주는 방식으로 동작한다. 제안된 등화기의 성능을 이론적으로 분석하여 성능의 우수함을 보였으며, 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 시스템의 성능이 lower bound에 근접함을 보여주었다.

An Equalization Method in Filtered Multitone Modulation based on the ISI Estimation

Jung Hun Ryu[†]

ABSTRACT

The multicarrier system is in the limelight for broadband wireless communications due to its spectral efficiency. Filtered multitone(FMT) system uses a filter that has several symbol periods duration. Using long-period filter causes a performance degradation because of intersymbol interference in multipath fading channels. In this paper, we propose a simple equalization method which can reduce the ISI due to the wireless channels. The proposed equalization method compensates the ISI by subtracting the estimated ISI components from the current symbol using one-tap equalizer. The performance of the proposed system is verified through theoretical analysis and simulation results show that the proposed system can mitigate the effect of ISI significantly.

Key words: Multicarrier System(다중 반송파 시스템), Filtered Multitone(FMT), Equalization Method (등화기법)

1. 서 론

최근 유무선 광대역 통신에서 다중 반송파 시스템이 각광을 받고 있다. 그 중에서도 orthogonal frequency division multiplexing(OFDM)은 asymmetric digital subscriber line(ADSL), very high speed digital subscriber line(VDSL) 뿐만 아니라

wireless local area networks(WLANs), digital audio broadcasting(DAB), digital video broadcasting(DVB-T)과 같은 시스템의 표준으로 채택 되었을 뿐 아니라 다수의 사용자에게 고속의 데이터 전송률을 지원해주는 fixed-WiMax 시스템과 이동성을 추가한 mobile-WiMax의 물리규격의 표준으로 채택되었다[1]. OFDM의 두 가지 특징적인 장점은 낮은 복

* 교신저자(Corresponding Author) : 유정훈, 주소 : 대전광역시 유성구체국 사서함 35호(305-600), 전화 : 042) 821-2921, FAX : 042)821-3400, E-mail : argos@add.re.kr

접수일 : 2009년 5월 7일, 수정일 : 2009년 7월 11일
완료일 : 2009년 8월 14일

[†] 정회원, 국방과학연구소 연구원

잡도와 intersymbol interference(ISI)에 대응하는 능력이다[2]. 채널의 길이보다 긴 cyclic prefix(CP)의 사용으로, fast Fourier transform(FFT)과 inverse FFT (IFFT)를 이용해, 주파수 선택적 다중경로 채널을 주파수 비선택적 부채널들의 집합으로 변환하며, 수신기에서는 주파수 영역에서의 부채널별 one-tap 등화기를 통해 간단히 채널을 보상할 수 있게 된다. 하지만 주파수 영역에서 각 부채널들의 신호들이 서로 겹쳐져 있어, 협대역 간섭신호나 다중 접속 방식에서 사용자들 간의 프레임 동기화 문제가 맞지 않는 경우, 채널의 길이가 CP의 길이보다 긴 경우와 같이 부채널들 간의 직교성을 유지할 수 없는 상황에서는 급격한 성능 열화 현상이 발생하게 된다.

Filtered multitone(FMT) modulation은 OFDM과 달리 각 부채널 신호들을 bandpass 필터링 함으로써 부채널들 간의 주파수 겹침 현상이 발생하지 않는다 [3-5]. 또한 CP를 사용하지 않아도 되며, 적은 수의 guard band 사용으로 OFDM에 비해 주파수 효율이 높은 장점이 있다[6]. 하지만 FMT 시스템은 부채널별 필터링에 의한 높은 복잡도를 가지는 단점이 있다. [4,5]에서는 FFT, IFFT와 polyphase phase 필터의 사용으로 FMT 시스템의 복잡도를 줄이는 방법을 제시하였다. 다중경로 채널에서의 FMT 시스템은, perfect reconstruction(PR) 조건을 만족하는 prototype 필터를 사용하더라도 ISI가 발생하는 문제점이 있다[7,8]. CP가 충분한 OFDM 시스템의 경우, 채널의 maximum delay가 길어지는 상황에서도 동일한 성능을 유지하는 반면, FMT 시스템은 OFDM과 같은 수의 부채널을 사용하더라도 ISI에 의한 급격한 성능 열화 현상을 겪게 된다[7]. 본 논문에서는 이러한 ISI 성분을 효율적으로 제거하는 간단한 등화

기법을 제시하였다. 제안된 등화기법은 다중 탭을 가지는 무선 환경에 의하여 발생하게 되는 ISI 성분 중 현재 신호에 가장 큰 영향을 미치는 직전 심볼과 직후 심볼에서 발생하는 ISI 값을 추정한 후, 현재 심볼에서 추정된 ISI 성분을 제거해주는 방식으로 동작한다. 직전 심볼과 직후 심볼에서 발생하는 ISI값의 추정은 FFT 연산을 사용하여 간단하게 수행될 수 있으며, 현재 심볼에서 추정값을 빼주는 연산 역시 단순한 뺄셈 연산으로 처리될 수 있다.

2. FMT 시스템 모델

그림 1은 M개의 부채널을 가지는 FMT 시스템의 direct implementation을 보여주고 있다. 입력신호 $X_m(n)$ 은 주기 T 를 가지는 m번째 부채널의 QAM 혹은 QPSK 신호이며 모든 부채널의 신호들이 동일한 constellation을 가질 필요는 없다. $X_m(n)$ 는 k배 upsampling되어 sample rate K/T 를 가지는 prototype 필터 $g(k)$ 를 통과하게 된다. 여기서 $G(f)$ 는 prototype 필터 $g(k)$ 의 주파수 영역 전달 함수를 나타낸다. 필터를 통과한 각 부채널 신호들은 center frequency f_m 으로 변조되어지며, FMT 전송신호 $x(k)$ 는 주파수 변조된 각 부채널 신호들의 합으로 이루어진다. 다중경로 채널을 통과하고 AWGN 잡음이 더해진 FMT 수신신호 $r(k)$ 는 다음과 같다.

$$r(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(k)x(k-i) + n(k) \tag{1}$$

$h_i(k)$ 는 k번째 sample 시간에서의 다중경로 채널 임펄스 응답의 i번째 tap이며, L 은 채널의 길이, $n(k)$ 는 AWGN 잡음을 나타낸다. FMT 수신단에서는 송

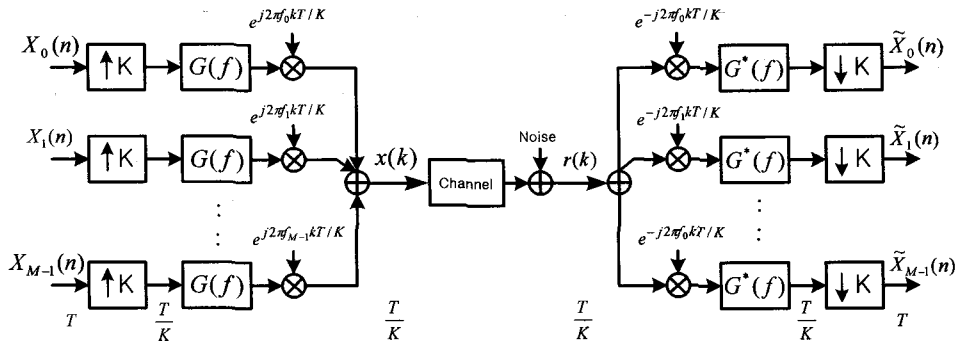


그림 1. FMT 시스템의 direct implementation

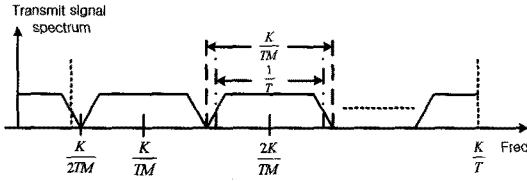


그림 2. FMT 전송신호의 baseband 스펙트럼

신단의 역 과정을 통해 수신신호 $r(k)$ 를 복조한다. $G^*(f)$ 는 송신단 prototype 필터의 matched filter이며, '*'는 complex conjugate를 나타낸다. 본 논문에서는 perfect reconstruction(PR) 조건을 만족하는 square-root raised cosine(SRRC) 필터를 prototype 필터로 가정하였으며, 수식 (2)는 PR 조건을 만족하는 prototype 필터의 특성을 나타낸다.

$$\sum_k g_m(k)g^{*m}(k-lM) = \delta_{m-m'}\delta_l, \quad (2)$$

$0 \leq m, m' \leq M-1, l = \dots, -1, 0, 1, \dots$

그림 2는 FMT modulation된 전송신호의 baseband 주파수 스펙트럼을 보여주고 있다. 여기서 사용되는 파라미터 $M, K, 1/T$ 는 전송신호의 스펙트럼 특성을 결정하게 된다. Prototype 필터의 excess bandwidth는 $(K-M)/M$ 이며, 부채널간 주파수 간격은 $K/2M$ 이 된다.

3. FMT 시스템의 효율적인 등화기법

채널의 길이보다 긴 CP를 사용한 OFDM 시스템은 주파수 영역에서 부채널별로 one-tap 등화기를 사용하여 다중경로 채널을 효율적으로 등화 할 수 있다. 하지만 CP의 길이가 채널의 길이보다 짧은 경우, 심볼간 간섭 현상인 ISI뿐만 아니라 intercarrier interference(ICI)에 의해 급격한 성능 열화 현상이 발생한다. 반면 FMT 시스템은 PR 조건을 만족하는 필터를 사용하더라도 시간 영역에서 여러 심볼 주기에 걸쳐있는 필터의 길이 때문에 다중경로 환경에서 항상 ISI가 발생하게 된다. 하지만, 부채널별로 서로 겹치지 않는 bandpass 필터들의 사용으로, ICI에 의한 성능 열화 현상은 발생하지 않는다. FMT 시스템에서 발생하는 이러한 ISI 성분을 가장 손쉽게 제거하는 방법은 ISI 파워가 AWGN 잡음에 묻힐 수 있을 만큼 충분히 많은 부채널을 사용하는 것이다. 이러한 상황에서 FMT 시스템은 OFDM과 동일하게, 주파

수 영역에서 부채널별 one-tap 등화기를 사용하여 간단히 채널을 보상 할 수 있게 된다. 하지만 부채널의 수가 너무 많아지면 FMT 시스템의 복잡도가 더욱 올라가고, granularity 문제뿐만 아니라 시스템 latency도 길어지는 단점이 있다. 따라서 본 장에서는 적은 수의 부채널을 사용하더라도 효율적으로 ISI를 제거할 수 있는 FMT의 등화 기법을 제안하였다.

3.1 제안된 FMT 시스템의 등화 기법

송수신단의 필터를 모두 통과한 전송 신호는 raised cosine 필터의 envelope을 가지게 된다. Raised cosine 필터의 envelope은 sample index k 의 3승에 비례해 감소하게 된다. 따라서 prototype 필터의 주기가 수 심볼에 걸쳐 있다 하더라도 채널 delay가 FMT의 한 심볼 주기를 넘지 않는 경우에는 대부분의 ISI 파워는 현재 심볼의 한 심볼 주기 이전과 한 심볼 주기 이후의 신호로부터 넘어오게 된다. 만약 채널의 시간 영역 임펄스 응답과 현재 심볼의 한 심볼 이전과 이후의 전송 신호를 알고 있다면 n 번째 심볼의 m 번째 부채널에 영향을 미치는 직전 심볼과 직후 심볼로부터의 ISI 성분을 다음과 같이 유도 할 수 있다.

$$X_{m,ISI-pre}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(-K+i) \cdot h_i(n-1) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{im}{N}\right) \cdot X_m(n-1)$$

$$X_{m,ISI-next}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(K+i) \cdot h_i(n+1) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{im}{N}\right) \cdot X_m(n+1)$$

여기서,

$$z_{pre}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(-K+i) \cdot h_i(n-1) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{im}{N}\right)$$

$$z_{next}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(K+i) \cdot h_i(n+1) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{im}{N}\right) \quad (3)$$

위 수식에서 $w(i)$ 는 중심 탭이 $w(0)$ 인, 한 주기내에 K 개의 sample을 가지는 raised-cosine 필터의 계수를 나타내며, $X_m(n), X_m(n+1)$ 은 각각 n 번째와 $n+1$ 번째 심볼의 m 번째 부채널의 QAM 또는 QPSK 신호를 의미한다. 그림 3은 제안된 FMT 등화기의 구조이며, 그림 4는 제안된 수신기의 흐름도이다. 그림 3의 (a)에서 $\hat{X}_m(n)$ 은 n 번째 심볼의 m 번째 부채널의 demodulate 값을 의미하며, $\hat{X}_m(n)$ 은 ISI 제거가 완료된 n 번째 심볼의 m 번째 부채널의 decision값을 나타

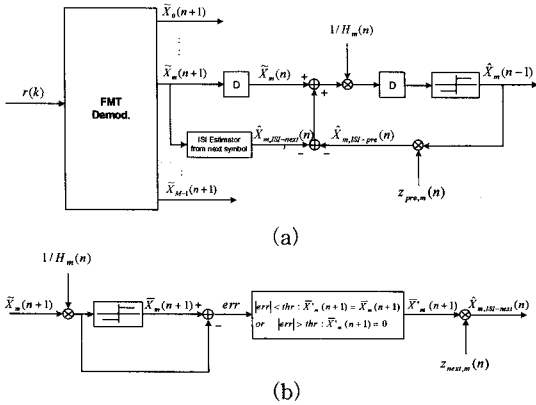


그림 3. 제안된 FMT 등화기 구조 (a) 및 ISI estimator from next symbol (b)

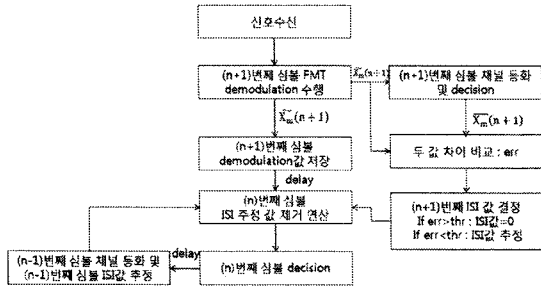


그림 4. 제안된 FMT 수신기의 흐름도

낸다. 또한 그림 3의 (b)에서 $\tilde{x}_m(n)$ 은 ISI가 제거되지 않은 n번째 심볼의 m번째 부채널의 decision값을 나타낸다. 수식 3에서 $z_{pre}(n)$, $z_{next}(n)$ 은 다음과 같이 M-point FFT를 이용하여 간단히 구할 수 있다.

$$z_{pre}(n) = FFT[w(-K)h_0(n-1), w(-K+1)h_1(n-1), \dots, w(-K+L-1)h_{L-1}(n-1), 0, 0, \dots, 0]$$

$$z_{next}(n) = FFT[w(K)h_0(n+1), w(K+1)h_1(n+1), \dots, w(K+L-1)h_{L-1}(n+1), 0, 0, \dots, 0]$$

(n-1)번째 심볼 구간에 보내진 전송신호는 이미 결정된 $\hat{x}_m(n-1)$ 를 이용한다. 문제는 (n+1)번째 보내진 심볼값을 추정하는데 있다. n번째와 n+1번째 심볼 구간의 채널 정보가 동일하다고 가정하고, FMT demodulator 출력 $\tilde{x}_m(n+1)$ 을 one-tap 주파수 영역 채널 $H_m(n)$ 으로 등화를 한다. 하지만 decision된 $\tilde{x}_m(n+1)$ 신호는 ISI가 제거되기 이전의 상태에서 결정이 내려져 신뢰성이 떨어지게 된다. 만약 이러한 ISI 성분의 파워가 큰 경우 error propagation 문제가

발생할 수 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해 slicer 이전과 이후 신호의 차인 error 값이 미리 정해진 threshold 값보다 큰 경우, 이후 심볼에 대한 추정치를 '0'으로 대체하게 된다. Threshold 값의 설정은 아래 3.2절의 BER 성능의 이론적 분석에서 다루며, 0~1사이의 값을 임의로 선택해도 좋은 성능을 얻을 수 있다. 이렇게 얻어진 $z_{pre}(n)$, $z_{next}(n)$, $\hat{x}_m(n-1)$, $\tilde{x}_m(n+1)$ 으로 ISI 성분 $\hat{x}_{m,ISI-pre}(n)$, $\hat{x}_{m,ISI-next}(n)$ 을 계산하여 제거한 후, one-tap 등화기를 이용해 채널을 보상하였다.

3.2 BER 성능의 이론적 분석

제안된 시스템의 이론적 성능분석을 위해 우리는 PR 조건을 만족하는 필터를 가정하고 있다. 또한 ICI 파워가 AWGN 및 ISI에 비해 상당히 작은 값을 가지며, 직전과 직후 심볼을 제외한 나머지 심볼로부터 넘어오는 ISI 파워가 충분히 작다고 가정한다. QPSK 신호를 사용하였으며, zero-forcing 등화기를 가정하였다. 이러한 가정과 더불어 $\hat{x}_m(n-1) = x_m(n-1)$ 임을 가정한다. 따라서 정확히 알고 있는 값인 직전 심볼로부터의 ISI 성분만을 제거한 FMT 시스템의 BER 성능은 수식 (5)와 같다.

$$BER_1 = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI-next}^2 + \frac{\sigma_n^2}{H_m}}} \right) \quad (5)$$

$$BER_{1-low} \approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\frac{\sigma_n^2}{H_m}}} \right) \quad (6)$$

$$BER_{1-high} \approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI-prev}}} \right) \quad (7)$$

여기서, $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz$ 이며, $\sigma_d^2, \sigma_n^2, \sigma_{ISP}$, $\sigma_{ISI-next}$ 는 각각 전송 신호, AWGN 잡음, 전체 ISI 성분 및 다음 심볼로부터 넘어오는 ISI 성분의 variance를 나타낸다. 수식(6)과(7)은 각각 low SNR과 high SNR에서의 BER approximation을 나타낸다. 수식 (8)~(10)은 직전과 직후 심볼 모두로부터의 ISI를 제거한 제안된 시스템에서, threshold 기법만을 뺀 FMT 시스템의 BER 성능을 나타낸다.

$$BER_2 = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{4\sigma_{ISI-next}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) + \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) \right] \quad (8)$$

$$BER_{2-low} \approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) + \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) \right] \quad (9)$$

$$BER_{2-high} \approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2}} \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{4\sigma_{ISI}^2 - n \cdot \epsilon z t}} \right) + \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2}} \right) \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) \right] \quad (10)$$

$$\approx \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2}} \right) \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right)$$

$$\approx Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right)$$

수식(10)에서 $Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2}} \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{4\sigma_{ISI}^2 - n \cdot \epsilon z t}} \right) \ll Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right)$ 이기 때문에 두 번째 term이 세 번째 term으로 변환될 수 있다. Low SNR에서는 $BER_{1-low} = BER_{2-low}$ 이고, high SNR에서는 $BER_{1-high} > BER_{2-high}$ 를 만족하게 된다. 따라서, 직전 심볼의 ISI 만을 제거한 경우보다 직전 심볼과 직후 심볼에서 발생된 ISI를 모두 제거한 경우가 항상 더 나은 성능을 보임을 알 수 있다. Threshold 기법을 포함한 FMT 등화기의 BER 성능은 수식 (11)과 같다.

$$BER_3 = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[Q \left(\sqrt{\frac{(\sigma_d + T_{hr})^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{4\sigma_{ISI}^2 - n \cdot \epsilon z t + \sigma_n^2/H_m}} \right) + \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{(\sigma_d - T_{hr})^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2/H_m}} \right) + \left(Q \left(\sqrt{\frac{(\sigma_d - T_{hr})^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) - Q \left(\sqrt{\frac{(\sigma_d + T_{hr})^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_n^2/H_m}} \right) \right) \times Q \left(\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{ISI}^2 - n \cdot \epsilon z t + \sigma_n^2/H_m}} \right) \right] \quad (11)$$

최적의 threshold 값은 signal to interference and noise ratio(SINR) 및 부채널 수 M의 함수이다. 또한 주파수 선택적 채널에서는 각 부채널마다 최적의 threshold가 모두 다른 값을 가지며, 이러한 optimization 문제를 푸는 것은 상당히 어려운 문제이다. 4 장의 실험 결과에서 알 수 있듯이 이러한 optimization 문제를 풀지 않고도 전송 신호의 파워를 '1'로 normalize 하였을 경우 threshold 값을 0~1 사이의 임의의 적절한 값을 채택하였을 때에도 제안된 시스템의 성능이 lower bound에 근접함을 알 수 있다. 식(11)도 위의 식(5)~(10)에서 유사하게 정리를 하면 (8) ≥ (11)임을 쉽게 확인할 수 있다. 따라서 n+1번째 전송신호 $X_m(n+1)$ 에 대한 추정치가 다소 부정확 하더라도 threshold 기법을 포함한 시스템의 성능이 항상 우수함을 알 수 있다.

4. 실험결과

본 장에서는 one-tap 등화기를 사용한 OFDM과 FMT 시스템 및 제안된 등화기를 적용한 FMT 시스템의 성능을 비교 분석 하였다. 제안된 등화기의 threshold값은 0.5를 사용하였다. 실험에서 모든 시스템은 QPSK 신호를 사용하였으며, 채널은 6 tap exponentially decaying하는 static 채널을 사용하였다. 채널 정보는 OFDM 및 FMT 각 프레임의 첫 심볼을 파일럿으로 이용하여 구한 값을 사용하였으며, M=128개의 부채널을 사용하였다. FMT에서 사용한 prototype 필터는 8심볼 주기의 길이를 가지는 excess bandwidth 25%(K=160)인 SRRC필터를 사용하였다. OFDM 시스템은 심볼 길이의 25%(32 samples)를 CP로 사용하였다. 본 실험에서 lower bound는 CP의 길이가 충분하여 무선채널로 인한 ISI 및 ICI가 완벽히 제거되는 OFDM 시스템으로 설정하였다.

그림 5는 채널의 maximum delay가 40 sample 길이를 가질 때 one-tap 등화기를 가지는 FMT 시스템에서의 ISI 파워를 보여주고 있다. 대부분의 ISI 파워가 직전과 직후 심볼에 몰려 있음을 알 수 있다. 그 중에서도 직전 심볼로부터(symbol index: 1) 넘어오는 ISI 파워가 가장 큰 값을 가지고 있다.

그림 6은 채널의 maximum delay가 40 sample 길이를 가질 때 SNR대 BER 성능을 보여주고 있다. 본 실험에서 채널의 길이가 CP의 길이(32 sample)보다 길기 때문에 OFDM의 성능이 가장 나쁘게 나타나고, one-tap 등화기를 사용한 FMT 시스템이 다음과

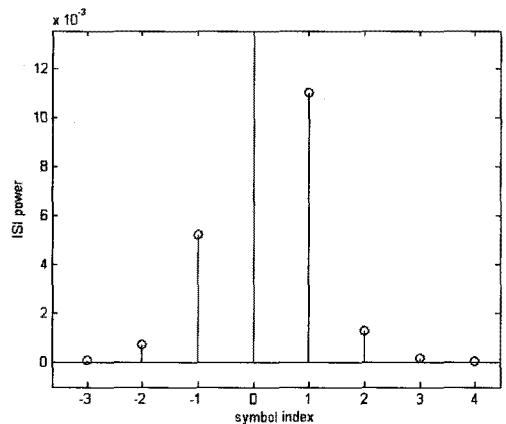


그림 5. one-tap 등화기를 사용한 FMT 시스템에서 ISI 파워

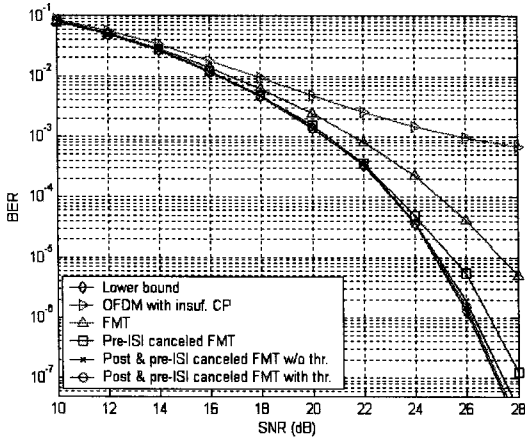


그림 6. maximum channel delay 40 sample인 6 tap exponentially decaying channel에서의 SNR 대 BER

로 나쁜 성능을 보이고 있다. 제안된 알고리즘에서 가장 큰 ISI 파워를 포함하고 있는 직전 심플로부터의 ISI만을 제거한 FMT 시스템은 BER 10^{-5} 에서 one-tap 등화기를 사용한 FMT 시스템에 비해 2.5dB의 성능 개선을 보이지만 여전히 lower bound와는 성능 차이를 보이고 있다. 하지만, 직전 심플과 직후 심플의 ISI값을 모두 제거한 FMT 시스템은 lower bound와 거의 동일한 성능을 보이고 있음을 알 수 있다. Threshold 기법을 사용하지 않은 시스템은 26dB 이상에서 lower bound와 0.1~0.2dB의 성능 차이를 보인다.

그림 7은 SNR 25dB에서 채널의 maximum delay

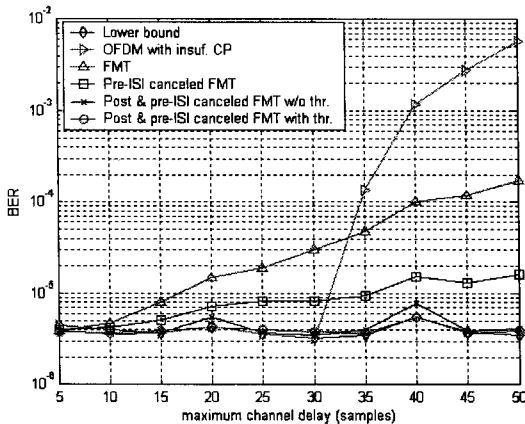


그림 7. 6 tap exponentially decaying 채널에서의 maximum channel delay대 BER(SNR = 25dB)

대 BER 성능을 보여주고 있다. OFDM은 채널의 길이가 CP의 길이보다 짧을 때까지는 lower bound와 같은 성능을 보이지만, 채널의 길이가 CP 보다 길어지면 가장 큰 성능 열화 현상을 보인다. one-tap 등화기를 사용한 FMT 시스템 역시 채널의 길이가 길어질수록 ISI 발생이 커지게 되므로 빠른 성능 열화 현상을 보이고 있다. 하지만, 제안된 시스템에서는 채널 delay가 길어져도 직전 심플과 직후 심플에서 넘어오는 ISI값이 효과적으로 제거되기 때문에 lower bound와 동일한 성능을 보임을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 FMT 시스템을 위한 간단한 등화기법을 제안하였다. One-tap 등화기를 적용한 FMT 시스템의 현재 심플에 영향을 미치는 대부분의 ISI 파워는 직전과 직후 심플로부터 온다는 점에 착안하여 채널 정보, prototype 필터 계수, 직전 및 직후 심플에 대한 추정치를 이용해, ISI 성분을 유도하여 간단히 제거한 후 one-tap 등화 기법을 이용해 채널을 보상하였다. 제안된 시스템의 BER 성능을 이론적으로 분석하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 6 tap exponentially decaying 채널에서 채널의 maximum delay가 긴 상황에서도 제안된 시스템의 성능이 항상 lower bound에 근접함을 보여 주었다.

참고 문헌

- [1] H.Sari, G.Karam, and I.jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Comm. Mag.*, Vol.33, No.2, pp. 100-109, Feb 1995.
- [2] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston, MA, Artech House, 2000.
- [3] P.P Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [4] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J.Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines," *IEEE Comm. Mag.*, Vol.38, pp.98-104, May

2000.

- [5] G. Cherubini, E.Eleftheriou, and S.Olcer, "Filtered multitone modulation for VDSL," in Proc *IEEE Globecom'99*, Vol.2, pp. 1139-1144, 1999.
- [6] G. Cherubini, E.Eleftheriou, and S.Olcer, "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines," *IEEE J. Select. in Areas in Comm.*, Vol.20, No.5, pp. 1016-1028, June 2002.
- [7] N. Benvenuto, S. Tomasin, L. Tomba, "Equalization methods in OFDM and FMT systems for broadband wireless communications," *IEEE Trans. Comm.*, Vol.50, No.9, pp. 1413-1418, Sep. 2002.

- [8] N. Benvenuto, S. Tomasin, L. Tomba, "Receiver architecture for FMT broadband wireless systems," *IEEE 53rd VTC spring*, Vol.1, pp.643-647, Sep 1999.



유 정 훈

1997년 3월 ~ 2004년 2월 경북대학교 전자전기공학부 학사

2004년 3월 ~ 2006년 2월 포항공과대학교 전자공학과 공학석사

2007년 2월 ~ 현재 국방과학연구소 연구원

관심분야 : 통신시스템, 신호처리, 국방통신망