

논문 2008-451E-1-4

DMT 시스템에서 반송파간 간섭제거에 대한 연구

(A Study on the Inter-Carrier Interference Cancellation for DMT Systems)

정길수*, 이원석*, 강희훈**

(Kil-Soo Chung, Won-Seok Lee, and Hee-Hoon Kang)

요약

DMT 변조 방식은 VDSL에 적용된 다중 반송파 변조 방식이다. DMT 변조 방식의 문제는 송수신 반송파 주파수들 사이의 주파수 오프셋(Offset)에 민감하다는 것이다. 이러한 주파수 오프셋은 DMT 심볼에서 반송파간 간섭을 야기한다. 본 논문에서는 칼만(Kalman) 필터링을 이용하여 ICI를 감소하는 방법을 제안한다. 제안한 방식은 다른 방식과의 성능과 대역폭 그리고 계산상 복잡도를 비교한다. 시뮬레이션 결과는 제안한 방식의 성능이 주파수 오프셋이 높은 경우와 높은 차수의 변조 방식에 대해서 다른 방식에 대해서 칼만 필터링을 이용한 방식이 더 좋은 성능을 나타내었다.

Abstract

In this paper, Digital MultiTone(DMT) is an emerging multi-carrier modulation scheme, which has been adopted for VDSL(Very high speed Digital Subscribe Line). A problem of DMT is its sensitivity to frequency offset between the transmitted and received carrier frequencies. This frequency offset introduces inter-carrier interference(ICI) in the DMT symbol. This paper is proposed an ICI cancellation scheme using Kalman Filtering. The performance of the proposed method is compared with conventional methods in terms of bit error rate performance, bandwidth efficiency, and computational complexity. Through simulations, it is shown that for high values of the frequency offset and for higher order modulation schemes, the EKF(Enhanced Kalman Filtering) method perform better than the others.

Keywords : DMT, ICI, Kalman Filtering, Frequency offset

I. 서론

DMT(Digital Multi Tone)는 초고속 전송에 적합한 전송방식으로 VDSL(Very high speed Digital Subscribe Line)과 같은 유선 통신에 적용되고 있는 변조 방식이다. 이러한 DMT는 xDSL(x Digital Subscribe Line)중에서도 VDSL에 적용되어 최대 54Mbps를 지원한다^[1].

DMT는 최근 다양한 초고속 전송을 위한 가입자망에

적용되고 있는 다중 반송파 변조 방식의 특별한 경우이다. 다중 반송파 변조 기술은 하나의 신호를 다수의 신호로 분할하고 새로운 신호 각각을 다수 반송파로 변조하고 수신측에서 다중 채널에 대한 수신 신호를 조합하는 개념이다. 그러나 DMT는 송수신 신호들 사이의 주파수 오프셋에 민감하다는 단점을 가지고 있다. 이런 주파수 오프셋은 송신기와 수신기의 국부 발진기 사이의 차이나 동선의 전파 특성에 기인한 주파수의 전송 지연에 기인한다. 이러한 반송파 주파수의 차이는 부반송파 사이의 직교성 상실을 야기하고 각 반송파 상에서 전송된 신호들이 서로 각각 독립적이지 못해 반송파간 간섭(Inter Carrier Interference : ICI)을 야기한다^[2~3].

본 논문에서는 ICI를 평가하고 제거하기 위해서 통계적인 특성을 이용하는 방식을 제안한다.

* 정희원, 동양공업전문대학 전기전자통신공학부 (School of Electrical Engineering, Dongyang Technical College)

** 정희원, 여주대학 전자과 (Dept. of Electronics, Yeju Institute of Tech.)

※ 본 연구는 2007년도 동양공업전문대학 학술연구비 지원에 의하여 이루어졌음을 알려드립니다.

접수일자: 2007년11월2일, 수정완료일: 2008년2월29일

II. DMT

1. DMT 개요

DMT 시스템에서, 입력 비트 스트림은 주기 T를 가지는 N개의 심볼 스트림으로 다중화되고 각 심볼 스트림은 병렬의 동기 반송파로 변조된다. 반송파는 주파수를 $1/NT_s$ 로 간격을 구분하며 이들은 $[0, T_s]$ 구간에 대해서 상호 직교성을 지닌다.

그림 1은 일반적인 DMT 송수신 시스템을 나타낸다. 먼저, 그림 (a)의 송신기에서 데이터는 채널 부호기를 통하게 된다. 직/병렬 변환기는 부호화된 입력 데이터 비트 열을 병렬 $\log_2 M$ 비트로 그룹화된다. 여기서 M은 반송파를 디지털 변조하는 방식의 부호워드 크기이다. 총 N개의 심볼은 X_m 를 생성한다. 그 후 N개 심볼은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)에 입력된다. IFFT의 입력은 DMT 심볼내 직교 반송파들에 부합한다. 그러므로 DMT 변조 심볼은 식(1)과 같이 표현된다.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{j \frac{2\pi n m}{N}} \quad (1)$$

여기서, X_m 들은 각 반송파상의 기저대역 심볼이다. DAC(Digital to Analogue)는 아날로그 시간 영역 신호를 생성하고 DAC를 거친 신호들은 각 채널의 반송파와 변조가 수행된 후 선로를 통해서 전송된다.

그림 (b)의 수신기에서 신호는 각각의 반송파에 부합하는 불연속 N개의 시퀀스 $y(n)$ 으로 다시 변환된다. 불연속 신호는 N-point FFT 동작을 통해서 복조되고 복조된 심볼 스트림은 식(2)와 같이 표현된다. 여기서 $W(m)$ 은 $w(n)$ 의 FFT 표본들에 부합한다. $w(n)$ 은

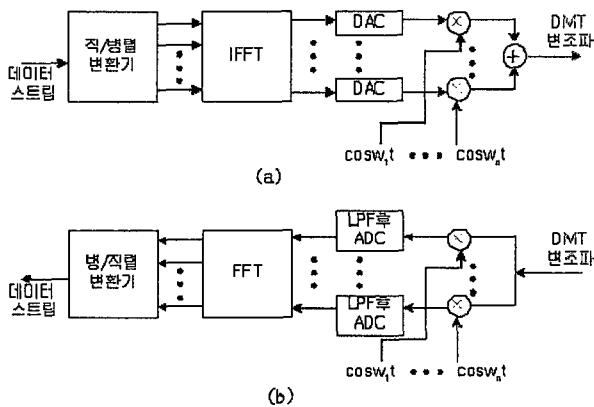


그림 1. DMT 송수신 시스템 : (a) 송신기, (b) 수신기
Fig. 1. DMT Transceiver System.

AWGN(Addictive White Gaussian Noise)으로 채널상에서 나타난다.

$$Y(m) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j \frac{2\pi n m}{N}} + W(m) \quad (2)$$

DMT에 대한 고속 데이터 전송율은 직교성 반송파의 각각에 낮은 비율의 정보를 동시 전송함으로써 구현된다. 낮은 데이터 전송율 때문에 채널 동선에서 발생하는 심볼 간 간섭에 의해서 야기된 수신 신호내 왜곡은 단일 반송파 고속 전송에 비교하여 무시할 수 있다.

2. 반송파간 간섭 분석

DMT의 주된 단점은 송수신기에서 주파수 차이에 민감하다는 것이며 이를 주파수 오프셋이라고 하자. 주파수 오프셋은 송수신기의 국부 발진기의 주파수 차이나 동선에서 신호 전송 속도는 주파수에 따라 차이가 발생함에 의한 것이다. 본 논문에서 주파수 오프셋은 그림 2에 나타난 것처럼 채널에서 발생하는 복합적인 요소로 모델링될 수 있다.

그림 2의 모델링을 통해서 수신된 신호는 식(3)으로 표현될 수 있다. 여기서 ϵ 는 정규화된 주파수 오프셋이고 $4fNT_s$ 로 표현한다. $4f$ 는 송신 신호와 수신 신호 사이의 주파수 차이이고 T_s 는 반송파의 심볼 구간이다. $w(n)$ 은 채널에서 발생하는 AWGN이다.

$$y(n) = x(n) e^{j \frac{2\pi n \epsilon}{N}} + w(n) \quad (3)$$

수신된 심볼 스트림상의 이 주파수 오프셋의 영향은 k번째 반송파상 수신된 심볼 $Y(k)$ 를 고려함으로써 식(4)와 같이 정리될 수 있다.

$$Y(k) = X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l)S(l-k) + n_k \quad (4)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

여기서 N은 반송파의 총수이며 $X(k)$ 는 k번째 반송파에 대한 M진 QAM의 송신 심볼이며 n_k 는 $w(n)$ 의 FFT이며 $S(l-k)$ 는 수신된 신호의 ICI 성분에 대한 복

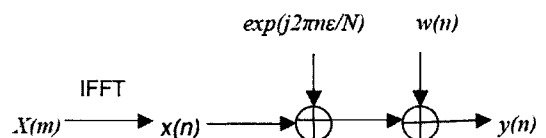


그림 2. 채널모델
Fig. 2. Channel Model.

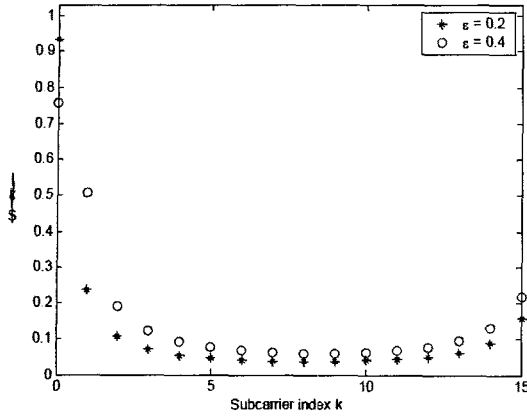


그림 3. 16개 부반송파에 대한 복소 ICI 계수기
Fig. 3. ICI Coefficients for 16 subcarriers.

소 계수이다. ICI 성분들은 k 번째 부반송파보다는 다른 부반송파들에서 송신된 신호들의 간섭을 의미한다. 복소 계수는 식(5)와 같이 표현된다.

$$S(l-k) = \frac{\sin(\pi(l+\epsilon-k))}{N \sin(\pi(l+\epsilon-k)/N)} e^{j\pi\left(1-\frac{1}{N}\right)(l+\epsilon-k)} \quad (5)$$

식(3)과 식(2)로부터 식(4), (5)를 유도할 수 있다. 수신된 신호상의 ICI의 영향을 분석하기 위해서 반송파수 16인 시스템을 고려한다. 주파수 오프셋은 0.1, 0.3, 0.5 그리고 1을 사용하여 주파수 오프셋이 각 부반송파에 미치는 간섭 계수를 분석한다. 그림 3은 식(5)에서 주어진 주파수 오프셋 0.2와 0.3에서 부반송파에 대한 ICI의 복소 계수 $S(l-k)$ 를 나타내는 그래프이다. 각 부반송파별 복소 간섭 계수는 가장자리 부반송파로 갈수록 영향이 커진다는 것을 나타내고 있다.

III. 제안한 방식

1. 칼만필터링 교정

칼만 필터는 통신과 신호 처리에서는 일반적이다. 칼만 필터는 다재다능하고 강력한 재귀적 평가 알고리즘으로 적응 등화나 적응 안테나 배열등의 통신 시스템에 다양하게 적용된다. 재귀적 필터로써, 이는 시변 무선 채널에서 전송된 신호들과 같은 비정적인 프로세스에 적용이 가능하다. 비정적인 프로세스를 평가함에 있어서 칼만 필터는 반복의 일부로써 자체 성능을 평가하고 각 단계에서 평가를 갱신하기 위한 이들 정보를 이용한다. 그러므로 평가 절차는 랜덤 프로세스의 시변 통계 특성에 적용된다.

불연속적 칼만 필터의 상태 공간 모델은 식(6)으로 표현된다^[6].

$$z(n) = a(n)d(n) + v(n) \quad (6)$$

이 모델에서, 관측값 $z(n)$ 과 바람직한 값 $d(n)$ 사이에는 선형적인 관계가 있다. 불연속 칼만 필터를 사용함으로써 $d(n)$ 은 $z(n)$ 의 관측값에 기반하여 재귀적으로 평가되고 각 반복에서 갱신된 평가값은 최소 평균 자승으로 최적화한다.

그림 2에 나타난 것처럼 수신된 심볼은 식(7)과 같다.

$$y(n) = f(\epsilon(n)) + w(n) \quad (7)$$

여기서 $f(\epsilon(n))$ 은 식(8)과 같이 정의한다.

$$f(\epsilon(n)) = x(n) e^{j\frac{2\pi n' \epsilon(n)}{N}} \quad (8)$$

$\alpha(n)$ 을 효과적으로 평가하기 위해서 일차 테일러 급수를 사용하여 대략적으로 선형화하면 식(8)을 대입한 식(7)은 식(9)와 같이 근사화된다.

$$y(n) \approx f(\hat{\epsilon}(n-1)) + f'(\hat{\epsilon}(n-1))[\epsilon(n) - \hat{\epsilon}(n-1)] + w(n) \quad (9)$$

여기서 $\hat{\epsilon}(n)$ 은 $\epsilon(n-1)$ 의 평가값이다. 식(9)의 제 1항은 식(10)과 같다.

$$\begin{aligned} f'(\hat{\epsilon}(n-1)) &= \left. \frac{\partial f(\epsilon(n))}{\partial \epsilon(n)} \right|_{\epsilon(n) = \hat{\epsilon}(n-1)} \\ &= j \frac{2\pi n'}{N} x(n) e^{j\frac{2\pi n' \hat{\epsilon}(n-1)}{N}} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 식(11)를 정의한다.

$$\begin{aligned} z(n) &= y(n) - f(\hat{\epsilon}(n-1)) \\ d(n) &= \epsilon(n) - \hat{\epsilon}(n-1) \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)로부터 식(12)와 같이 정리될 수 있다.

$$z(n) = f'(\epsilon(n-1))d(n) + w(n) \quad (12)$$

식(12)는 식(6)과 동일한 형태를 가지며 $z(n)$ 은 $d(n)$ 에 관해서 선형성을 가진다. 따라서 정규화된 오프셋 $\epsilon(n)$ 은 불연속적인 칼만 필터와 유사한 재귀적인 절차로 평가될 수 있다.

근사화된 칼만 필터는 $\alpha(n)$ 에 대한 평가값을 제공한다. 제공된 값에 따라서 오류들이 감소되고 평가값은 반복되는 동안에 이상적인 값에 더욱 근접하게 된다.

이는 $\alpha(n)$ 와 $\hat{\epsilon}(n)$ 의 매회 반복에서 실질적인 오류를 나타내지만 식(6)을 만족하지 못한다. 그러나 교정된 칼만 필터는 시스템 상태에 대해서 좋은 평가값을 얻기 위한 유용한 방식이 될 수 있다.

교정된 칼만 필터를 이용하여 DMT 시스템을 평가하기 위해서, 채널의 특성은 매우 느린 시변 특성이라고 가정한다. 이 채널에서 DMT 프레임 전송동안에 시변 채널 임펄스 응답이 준정적으로 근사화 된다고 가정할 수 있다. 이러한 가정에 의해서 주파수 오프셋은 프레임 동안 정수로 취급할 수 있다.

DMT 시스템에서 각 프레임의 헤더부분에 프리앰블이 있는데 이 프리앰블 신호는 프레임내 각 심볼에 나타나는 주파수 오프셋을 평가하기 위한 트레이닝(Training) 데이터열로 사용될 수 있다^[4,6]. 게다가, 채널이 플랫 페이딩으로 가정하였기에 평가값을 얻기 위한 이상적인 채널 평가는 수신기에서 정확하다고 가정한다. 이러한 가정하의 시뮬레이션에서는 등화기도 1-탭이면 충분하다^[4,6].

2. ICI 제거

ICI 영향을 완화시키기 위해서 교정된 칼만 필터 방식은 두 가지 방식을 사용할 수 있다. 첫 번째가 오프셋 평가 방식이며 다른 하나는 오프셋 정정 방식이다.

가. 오프셋 평가법

각 DMT 프레임내 교정된 칼만 필터를 사용하는 $\epsilon(n)$ 양을 평가하기 위해서, 상태 평가는 식(13)과 같이 구성된다.

$$\epsilon(n) - \epsilon(n-1) \tag{13}$$

즉, 미지의 정수를 평가하는 경우이다. 이 정수는 비정적인 프로세스 $x(n)$ 에 의해서 왜곡되는데 $x(n)$ 은 프레임내 데이터 심볼을 선행하는 프리앰블 심볼의 관측값이다. 관측값은 식(14)로 표현된다.

$$y(n) = x(n)e^{j\frac{2\pi n'\epsilon(n)}{N}} + w(n) \tag{14}$$

여기서 $y(n)$ 는 채널내에서 왜곡 수신된 프리앰블 심볼을 나타내며 $w(n)$ 은 AWGN, 수신단에 알려진 프리앰블 $X(k)$ 는 $x(n)$ 의 IFFT이다. 각 프레임내 데이터 심볼에 선행하는 Np 개의 프리앰블은 트레이닝 데이터열로 사용되고 $w(n)$ 의 분산 σ 은 정적이다. 계산 과정을 다음과 같이 요약할 수 있다.

- ① 평가값과 부합하는 상태 오류 $P(0)$ 를 초기화한다.
- ② 이전 반복단계에서 얻어진 평가값 $\hat{\epsilon}(n-1)$ 에 대해서 $\epsilon(n)$ 에 관한 $y(n)$ 의 유도식 $H(n)$ 을 계산한다.
- ③ 오류 분산 $P(n-1)$, $H(n)$ 과 2σ 을 이용하여 시변 칼만 이득 $K(n)$ 을 계산한다.
- ④ $n-1$ 번까지 관측된 값을 기반으로 $x(n)$ 와 $\hat{\epsilon}(n-1)$ 을 이용하여 평가값 $\hat{y}(n)$ 을 계산한다. $y(n)$ 와 $\hat{y}(n)$ 사이의 실제 관측값 사이의 오류를 계산한다.
- ⑤ 관측값 $y(n)$ 사이의 $K(n)$ 가중치 오류를 이전 평가값에 더함으로써 평가값을 갱신한다.
- ⑥ 칼만 이득 $K(n)$, $H(n)$ 과 이전 상태 오류로 상태 오류 $P(n)$ 을 계산한다.
- ⑦ 만약, Np 가 n 보다 작다면, 1만큼 n 를 증가시키고 2단계로 이동하고 그렇지 않으면 정지한다.

이상적인 값으로부터 평가값의 실제 오류들이 각 단계에서 계산되고 다음 단계에서 평가값을 적용하기 위해서 사용된다는 것을 알 수 있다.

위에서 언급한 재귀적인 반복 과정을 통해서, 주파수 오프셋 ϵ 의 평가값을 얻을 수 있다. 그림 4는 다양한 정규화된 주파수 오프셋 ϵ 에 대한 평가값을 나타낸다. 교정된 칼만 필터 방법은 가장 빠른 수렴을 제공하는 것을 알 수 있다.

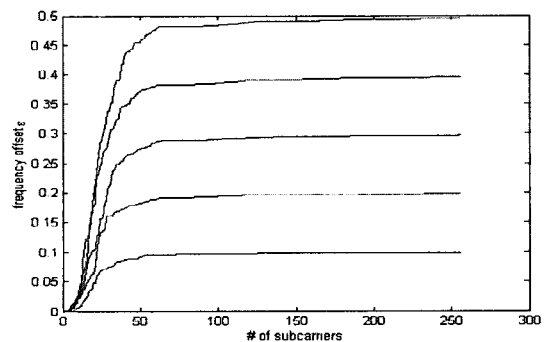


그림 4. SNR=20[dB]에서 정규화된 주파수 오프셋 ϵ 의 재귀적 평가

Fig. 4. Recursive Estimation of normalized frequency offset ϵ at SNR=20[dB].

나. 오프셋 정정

오프셋 평가에서 얻어진 평가값을 식(15)에 적용함으로써 정정이 이루어진다. 트레이닝 데이터열에 수반된 데이터 심볼 $x(n)$ 의 ICI 왜곡은 평가된 주파수 오프셋의 복소 켈레를 가지는 수신된 데이터 심볼 $y(n)$ 을 곱하고 FFT를 식(15)를 적용함으로써 완화시킬 수 있다.

$$\hat{x}(n) = FFT\left\{y(n)e^{-j\frac{2\pi n\hat{\epsilon}}{N}}\right\} \quad (15)$$

교정된 칼만 방식에 의한 주파수 오프셋은 매우 효율적이고 정교하기 때문에 가우시언 백색 잡음의 변화에 의해서 성능은 영향 받는다는 것을 예측할 수 있다.

III. 가상실험 결과

본 논문에서 타당성을 증명하기 위해서 적용한 시뮬레이션은 MATLAB의 Communication Toolbox을 사용하였다. DMT 송수신기는 그림 1에 규정된 것으로 구현하였다. 변조 방식으로는 2진 PSK(Phase Shift Keying) 변조와 4진 PSK 변조가 사용되었다. 정규화 된 주파수 오프셋은 0.05, 0.15, 0.3이 시뮬레이션에 적용되었다.

그림 5는 제안한 방식을 적용한 2진 PSK와 4진 PSK 변조에 대한 여러 주파수 오프셋에 대한 BER(Bit Error Rate) 성능을 나타내는 곡선이다. 주파수 오프셋이 대략 0.15까지는 주파수 오프셋이 없는 곡선과 거의 동일한 성능을 보임을 알 수 있다.

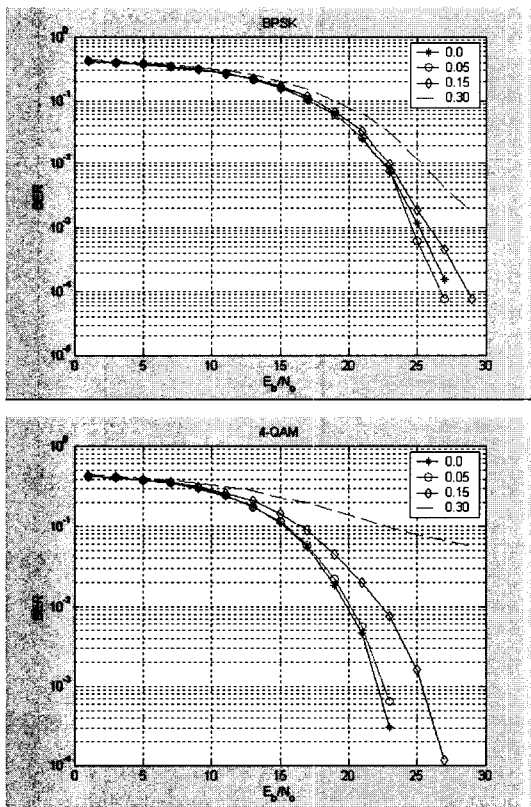


그림 5. ICI 간섭이 없는 표준 DMT 시스템의 BER 성능
Fig. 5. BER Performance for a Standard DMT system without ICI.

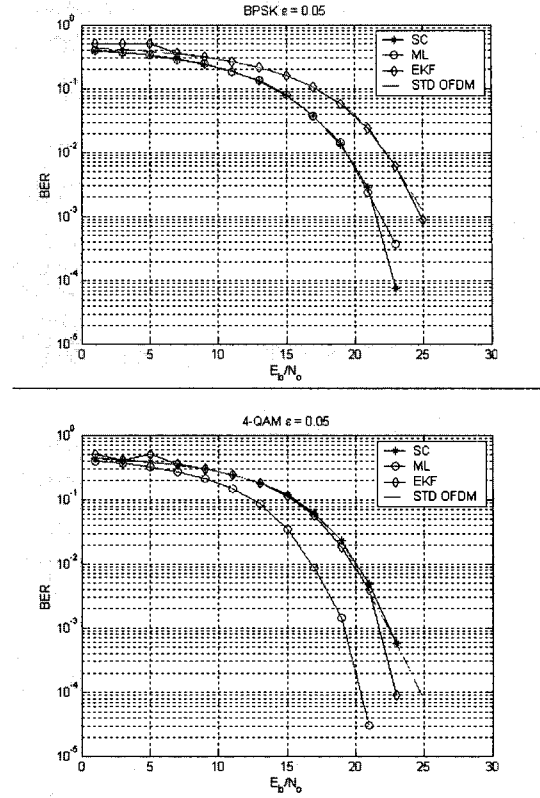


그림 6. ε=0.15에서 ICI 제거한 경우의 BER 성능
Fig. 6. BER Performance at ε=0.15 for ICI cancellation.

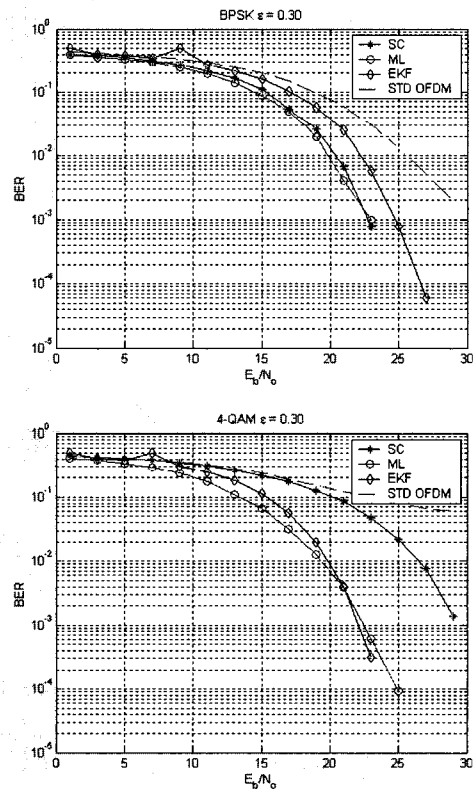


그림 7. ε=0.30에서 ICI 제거한 경우의 BER 성능
Fig. 7. BER Performance at ε=0.30 for ICI cancellation.

그림 6에서 7은 주파수 오프셋의 다른 값과 다른 부호워드 크기에 대해서 SC와 ML 그리고 제안한 방식의 성능 비교를 나타낸다. 2진 PSK에 대해서 그리고 작은 주파수 오프셋 값들에 대해서 SC(Suppressed Carrier)와 ML(Maximum Likelihood)은 BER 성능이 제안한 방식보다 좋았지만 높은 차수의 변조 방식에 대해서 제안한 방식과 ML이 좋은 성능을 보였다. 이러한 결과는 ML과 제안한 방식이 주파수 오프셋을 비교적 정확하게 평가하고 평가된 값을 이용하여 주파수 오프셋을 제거한다는 것을 나타낸다. 이는 SC 방식이 높은 부호워드 크기에 대해서 ICI를 완벽하게 제거하지 못하여 잔류 ICI의 영향이 증가한다는 것을 나타낸다.

제안한 방식의 성능은 전송 심볼당 비트수가 많을 경우에 대해서 높은 BER 성능(10^{-5} 이상)에서 좋은 성능을 보인다는 것을 그림 6과 그림 7에서 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는, CIR(Carrier to Interference power Ratio)과 BER 성능에 관해서 송수신기 사이의 주파수 오프셋이 DMT에 미치는 성능에 대해서 분석하였다. CIR은 주파수 오프셋으로부터 야기된 ICI는 DMT 시스템의 성능을 악화시키는 원인을 제공한다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 칼만 필터를 이용하였다. 주파수 오프셋의 평가와 제거에 대한 교정된 칼만 필터 방식이 본 논문에서 제안되었고 기존의 방식과 비교하였다.

제안한 방식은 주파수 오프셋이 각각의 DMT 프레임 내 데이터 시퀀스의 프리앰블로부터 산출될 때 주파수 대역 사용 효율을 줄이지 않는다. 그러나 제안한 방식은 다른 방식에 비해서 매우 구현이 복잡하다. 또한 주파수 오프셋의 평가값에 대한 데이터 심볼에 앞서 전송되어야 할 트레이닝 데이터열이 요구된다. 이를 위해서 프리앰블들은 주파수 오프셋의 평가에 대한 트레이닝 데이터열로 사용된다.

본 논문에서는, AWGN 채널에서 시뮬레이션이 수행되었다. 이 모델은 완벽한 채널 평가를 가지는 플랫폼-페이딩에 용이하게 적용될 수 있다. 앞으로 수행되어야 할 연구는 ICI 제거에 대한 방식을 완벽한 채널 정보를 가지지 않는 다중 경로 채널에서 분석하는 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Walter y. Chen, DSL Simulation Tech. and Standard Development for Digital Subscriber Line Systems. Macmillan Tsch. Publishing, 1st Ed, 1998.
- [2] B. G. Evans and K. Baughan, "Vision of 4G," Electronics & Communication Engineering Journal, vol. 12, no. 6, pp. 293 - 303, December 2000.
- [3] "CommsDesign - Enabling fast wireless networks with OFDM," <http://www.commsdesign.com/story/OEG20010122S0078>, Accessed May 1, 2003.
- [4] "W. G. Jeon, et al, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 47, no. 1, pp. 27 - 32, July 2001.
- [5] Y. Zhao and S. Häggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems," IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 7, pp. 1185 - 1191, July 2001.
- [6] http://www.cs.unc.edu/~welch/media/pdf/kalman_intro.pdf
- [7] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, Introduction to Digital Communications, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.

저 자 소 개



정 길 수(정회원)
 1976년 서울대학교 공과대학
 공업교육학과 학사
 1979년 서울대학교 공과대학원
 공업교육학과 석사
 1979년 9월~현재 동양공업전문
 대학 전기전자통신공학부
 교수

<주관심분야 : 통신회로설계, A/D Filters>



강 희 훈(정회원)
 1997년 서울 산업대학교
 전기공학과 학사
 1999년 광운대학교 대학원
 전자공학과 석사
 2003년 광운대학교 대학원
 전자공학과 박사

2002년~2006년 2월 여주대학 정보통신과 교수

2008년 현재 여주대학 전자과 교수

<주관심분야 : 디지털통신시스템, USN>



이 원 석(정회원)
 1977년 2월 광운대학교
 응용전자공학과 학사.
 1979년 8월 한양대학교
 전자통신공학과 석사.
 2001년 8월 광운대학교
 전자공학과 박사.

1980년 3월~현재 동양공업전문대학
전기전자통신공학부 교수.

<주관심분야 : 통신회로설계, 디지털통신 >