

비대칭 필터 구조를 이용한 적응형 선형 채널 등화기

준회원 한 중 영*, 임 동 국*, 종신회원 김 재 명*

An Adaptive Linear Channel Equalizer Using Asymmetric Transversal Filter

Jong Young Han*, Dong Guk Lim*, Jae Moun Kim* *Regular Members*

요 약

다중경로 무선 채널 환경에서 지연확산에 따른 ISI를 제거하기 위한 등화기는 그 구조에 따라 선형과 비선형 구조로 구분할 수 있다. 본 논문은 ISI제거 성능이 개선된 적응형 선형 등화기를 제안한다. 제안된 등화기는 준 최적의 수신기인 MMSE 기반의 적응 등화기으로써, 비대칭적인 구조의 등화 필터로 구성된다. 등화 필터의 비대칭적인 구조는 기준 탭을 필터 중앙으로부터 측면으로 이동시켜 구현하며, 이러한 구조는 precursor ISI와 postcursor ISI의 분리 제거를 가능하게 하여 기존의 선형 적응 등화기에 비해 향상된 ISI 제거 범위를 갖게 된다. UWB 시스템의 채널 모델인 S-V 채널에서 컴퓨터 모의실험을 통해 기존의 선형 적응 등화기와 제안된 등화기의 비튜오류율 성능을 비교한다.

Key Words : Equalization, Inter Symbol Interference, LMS algorithm, S-V channel

ABSTRACT

ISI is caused by delay spread in the multipath channel environment. There are two kinds of channel equalizer: Linear and Non-Linear type according to the structures. In this paper, we propose an improved adaptive linear equalizer to mitigate ISI. The proposed adaptive equalizer is constructed by using asymmetrical transversal filter based on MMSE sub-optimal receiver. Asymmetrical structure of the transversal filter is realized by moving the main tap position from center to side. If this structure is used, we can divide ISI to precursor and postcursor. As a result the proposed equalizer has a larger extended compensation range than conventional adaptive linear equalizer. In computer simulation, we compare the bit error rate performance of the proposed linear equalizer with the conventional one on the S-V channel which is modeled for UWB systems.

I. 서 론

적용 등화기는 Inter Symbol Interference(ISI)를 제거하기 위한 다양한 수신기 중 하나이다. 일반적으로 ISI를 제거하기 위한 최적의 수신기는 maximum likelihood sequence estimation (MLSE) 방법으로 알려져 있지만, 지수함수적으로 증가하는 연산

의 복잡도로 인해 실제적인 사용은 어려운 것이 사실이다. 따라서 준 최적 방법인 minimum mean square error (MMSE) 수신기가 주로 사용된다. MSE를 이끌어 내기 위해 사용되는 least mean square (LMS) 나 recursive least square (RLS)와 같은 적응 알고리즘을 이용하는 선형 등화기와 decision feedback equalizer (DFE) 등이 이러한 준

* 인하대학교 정보통신대학원 (fanaticy@hotmail.com)

논문번호 : KICS2005-07-281, 접수일자 : 2005년 7월 11일

※본 연구는 대학 IT연구센터(인하 UWB-ITRC) 육성 지원사업의 연구 결과로 수행되었습니다.

최적 수신기에 해당한다. 등화기의 성능은 채널 추정을 위해 사용되는 적응 알고리즘과 등화기 필터의 구조에 의해 영향을 받는데, RLS 알고리즘을 기반으로 하는 등화기는 연산량이 상대적으로 많다는 단점이 존재한다. 그러나 수렴된 MSE 수준이 상대적으로 낮기 때문에 상대적으로 적은 연산을 필요로 하는 LMS 알고리즘에 비해 우수한 성능을 얻을 수 있다.^[1] 적응 알고리즘을 사용하는 등화기의 성능에 영향을 주는 또 다른 주요한 요소로서 LMS 알고리즘의 step-size 와 RLS 알고리즘의 forgetting factor가 있다. 훈련 심볼을 사용하는 LMS 알고리즘은 step-size에 따라 등화기의 수렴 속도가 결정된다. 일반적으로 큰 step-size를 사용할 경우 수렴 속도는 증가하지만 수렴후의 MSE 수준이 높아지게 되며, 작은 step-size의 경우는 이와 반대의 현상이 발생하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 제안된 variable step-size (VSS) 알고리즘은 등화 초기에는 step-size를 크게 설정하여 채널에 대한 적응 속도를 높이고, MSE가 줄어들어 따라 step-size를 작게 설정하는 방법을 이용하여 고정된 step-size를 사용하는 등화기보다 적은 수의 훈련 심볼을 사용하여 등화 성능을 향상 시킬 수 있다.^[2] 그러나 적응 알고리즘과 그에 따른 step-size 혹은 forgetting factor의 선택에 앞서 등화기 설계시 가장 우선적으로 고려해야 하는 것은 ISI를 제거하기 위한 충분한 수의 필터 탭을 결정해야 하는 것이다. 이론적으로 채널 등화를 위해 사용되는 필터의 탭 수는 채널의 최대 지연보다 길어야 ISI의 완전한 등화가 가능하다. 본 논문에서는 기존의 등화기와 동일한 수의 필터 탭을 비대칭적으로 구성하여 기존의 등화기보다 긴 시간의 채널 지연을 등화 할 수 있는 적응 등화기의 구조를 제시한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 ISI의 수식적인 의미와 그 발생 원인을 설명하고, 3장에서는 LMS 적응 알고리즘을 사용하는 등화기의 구조 및 동작을 설명한다. 본 논문에서 제안하는 등화기의 구조와 동작 알고리즘은 컴퓨터 모의실험과 함께 4장에서 설명하며, 5장에서 결론을 맺는다.

II. Inter Symbol Interference

많은 경우에 있어 디지털 통신에 사용되는 채널은 대역이 제한되어 있다. 이러한 채널의 임펄스 응답을 $c(t)$ 라고 할 때 채널을 통해 전송되는 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.^[3]

$$s(t) = \mathbf{Re} [v(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (1)$$

여기서 f_c 는 반송파 주파수를 나타내며, $v(t)$ 는 변조된 신호로써 다음과 같다.

$$v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t-nT) \quad (2)$$

위 식에서 I_n 는 n번째 심볼을, $g(t)$ 는 시간 t에서의 signal pulse를 나타낸다. 식 (2)를 이용하면 채널을 통해 수신된 신호는

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n h(t-nT) + z(t) \quad (3)$$

으로 나타낼 수 있다. 식 (3)에서 $z(t)$ 는 가우시안 잡음 성분을 나타내며 $h(t)$ 는 채널 응답으로 식 (4)와 같다.

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)c(t-\tau)d\tau \quad (4)$$

일반적으로 디지털 통신 시스템에서 수신 신호는 정합 필터의 입력으로 가해진다. 이 때 필터의 sampling rate이 $1/T$ (samples/s) 라고 가정하면 필터의 출력은 식 (5)와 같다.

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n x(t-nT) + \nu(t) \quad (5)$$

여기서 $x(t)$ 와 $\nu(t)$ 는 각각 $h(t)$ 와 $z(t)$ 에 대한 필터 응답을 나타낸다. 만약 $y(t)$ 가 시간 $t = kT + \tau_0$ 에서 샘플링 되고, $k=0,1,2,\dots$ 라면 $y(t)$ 는

$$y(kT + \tau_0) \equiv y_k = \sum_{n=0}^{\infty} I_n x(kT - nT + \tau_0) + \nu(kT + \tau_0) \quad (6)$$

이다. 위 식에서 τ_0 는 채널에 의한 전송 지연을 나타내며 식 (6)은 다시 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_k = \sum_{n=0}^{\infty} I_n x_{k-n} + \nu_k, \quad k = 0, 1, \dots \quad (7)$$

따라서 샘플링 된 값은 다음과 같다.

$$y_k = x_k \left(I_k + \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{\infty} I_n x_{k-n} \right) + \nu_k \quad (8) \\ k=0,1,2,\dots$$

위 식에서 x_0 는 임의의 scale factor로서, 모든 샘플에 동일하게 적용된다. 따라서 이를 제거하면 식 (9)를 얻을 수 있다.

$$y_k = I_k + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{\infty} I_n x_{k-n} + \nu_k \quad (9)$$

여기서 I_k 는 k 번째 샘플 시간에서 원하는 심볼을 나타내며, 우측항의 두 번째 성분이 ISI를 나타낸다.

ISI에 의해 영향을 받은 신호는 아이 패턴을 통해 쉽게 확인 할 수 있다. 그림 1은 BPSK로 변조된 신호의 ISI에 따른 아이 패턴을 나타낸다. (b)에서 볼 수 있듯이 ISI가 없는 채널의 경우 눈이 활짝 열려 있다. 그러나 (c)와 같이 ISI가 발생할 경우 눈이 닫히게 되고 이로인해 정확한 신호의 복구가 불가능 함을 알 수 있다.

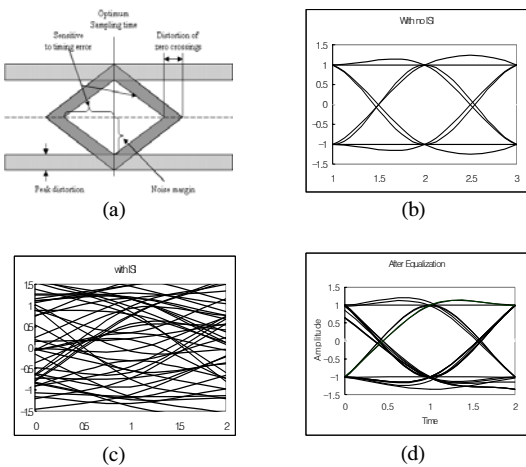


그림 1. (a) ISI가 아이 패턴의 개폐에 주는 영향. (b) ISI가 없는 경우의 열려 있는 눈. (c) ISI로 인해 닫혀 있는 눈. (d) 채널 등화로 인해 열려진 눈
Fig. 1. (a) Effect of ISI on eye poen. (b) Eye open with no ISI. (c) Eye close with ISI. (d) Eye open after equalization.

ISI를 줄이고, 제거하기 위해 많은 방법들이 연구되어 왔으며 oversampling, pulse shaping, 채널등화 등이 실제로 많이 사용되어 진다. 다음 장에서는 LMS 적응 알고리즘을 이용하는 적응 등화기에 대해서 자세히 설명한다.

III. 적응 등화기

채널 등화는 채널에 의해 발생한 ISI로 인한 신

호의 왜곡을 보상하는 것을 말한다. 일반적으로 maximum likelihood (ML) sequence estimation을 이용한 수신기가 최적의 수신기로 알려져 있으나, 연산의 복잡성과 구현상의 어려움으로 인해 많은 경우에 있어 준 최적의 수신기인 선형 또는 비선형 구조의 MMSE 등화기가 사용된다. 또한 채널의 특성이 알려져 있지 않거나 시변 채널인 경우, 시간에 따라 변하는 채널의 특성을 추정하기 위해 적응 알고리즘을 이용하면 보다 효과적으로 ISI를 제거하고 보상할 수 있다.

3.1 선형 MMSE 등화기

선형 MMSE 등화기는 훈련 심볼과 등화기 출력의 평균 자승오차를 최소화할 수 있도록 등화기 필터의 계수를 설정한다. MMSE 등화기의 MSE는 다음과 같이 정의된다.

$$MSE = E[e^2(n)] = E[(d(n) - o(n))^2] \quad (10)$$

여기서 $o(n)$, $d(n)$ 은 각각 n 번째 시간에 대한 등화기 필터의 출력과 왜곡 없는 훈련 심볼을 나타낸다. MSE를 만족 시키기 위한 필터 계수의 설정 방법은 아래 식을 통해서 설명한다. 식 (10)의 우측항에서 필터의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.^[4]

$$o(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n) \mathbf{u}(n) \quad (11)$$

위 식에서 $(\cdot)^H$ Hermitian transposition을 나타낸다. 만약 등화기 필터를 M 개의 탭을 이용해 구성한다면 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 은 $M \times 1$ 크기의 필터 계수 벡터를 나타내며, $\mathbf{u}(n)$ 은 $M \times 1$ 크기의 등화기 입력 심볼 벡터를 나타낸다. LMS 알고리즘에 따른 $n+1$ 번째 시간에서의 필터 계수 벡터는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n)] \quad (12)$$

μ 는 step-size로써, $0 < \mu < 2/MS_{\max}$ 를 만족하는 값으로 선택된다. 여기서 S_{\max} 는 필터 입력 벡터의 최대 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸다. 그림 2와 3에서 LMS 알고리즘을 사용하는 선형 등화기의 필터 구조와 계수 조정 알고리즘의 동작을 나타냈다.

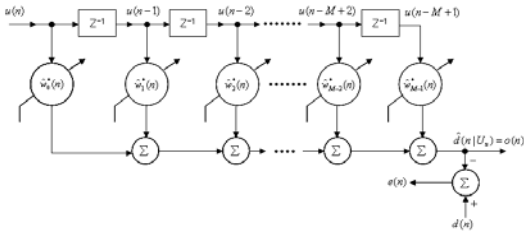


그림 2. Transversal FIR 필터 구조
Fig. 2. Structure of the transversal FIR filter

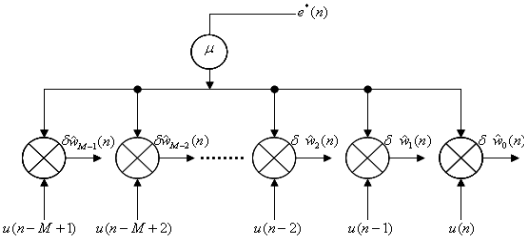


그림 3. 필터 계수 조정 알고리즘
Fig. 3. Adaptive weight control algorithm

3.2 Decision Feedback Equalizer

폐환 루프에 결정 장치를 사용함으로써, 비선형 구조를 갖게 되는 DFE는 precursor ISI를 제거하는 feedforward 필터와 postcursor ISI를 제거하는 feedback 필터, 결정 장치로 구성되어 있다. 만약 현재의 심볼을 정확하게 결정하게 된다면 현재의 심볼로 인한 다음 심볼에 대한 간섭을 효과적으로 제거할 수 있기 때문에 DFE는 선형 등화기에 비해 적은 수의 탭으로 개선된 성능을 이끌어 낼 수 있다.^[5]

$$\tilde{o}_n = \sum_{i=0}^{N-1} c_{N-1-i} u_{n+i} - \sum_{i=1}^M F_i \hat{o}_{n-i} \quad (13)$$

식 (13)은 DFE의 출력을 나타낸다. c_i , F_i 는 각각 N개의 탭을 갖는 feedforward 필터와 M개의 탭으로 구성된 feedback 필터의 계수를 나타낸다. u_i 는 feedforward 필터의 입력이며, \hat{o}_i 는 앞선 심볼에 대한 결정값으로 feedback 필터의 입력으로 작용한다.

$$\begin{aligned} c_j^{n+1} &= c_j^n + \mu_f e_n u_{n+j}^* \\ F_j^{n+1} &= F_j^n + \mu_b e_n \hat{o}_{n-j}^* \end{aligned} \quad (14)$$

n+1번째 시간에서 forward 필터와 feedback 필터의 계수는 식 (14)에 의해서 얻을 수 있다. 여기서 μ_f 와 μ_b 는 각각 feedforward 필터와 feedback 필터의 step-size를 나타내며, e_n 는 추정 오차로써 왜곡없는 훈련 신호와 등화기의 출력 \tilde{o}_n 의 차로써 구할 수

있다.

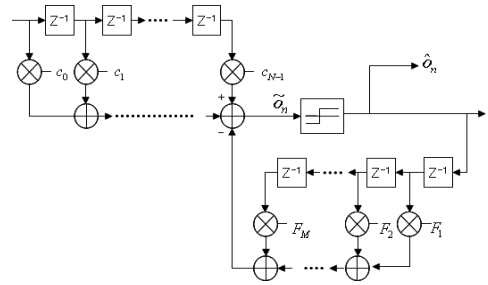


그림 4. DFE 필터 구조
Fig. 4. Structure of the DFE

IV. 제한하는 선형 MMSE 적응 등화기

2장과 3장에서 대역 제한된 채널의 다중경로 지연 확산에 의해 발생하는 ISI와 이를 제거하기 위해 사용하는 등화기의 구조 및 동작 알고리즘에 대해 설명하였다. 본 장에서는 등화기의 원리를 설명하고, 선형 등화기의 성능을 개선하기 위해 제한하는 선형 등화기의 구조 및 동작을 설명한다. $x(t)$, $f(t)$ 를 각각 전송하고자 하는 정보 심볼과 채널의 임펄스 응답이라고 가정하자. 이 때 수신단의 정합 필터를 거쳐 등화기의 입력으로 가해지는 수신신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = x(t) \otimes f^*(t) + n_b(t) \quad (15)$$

여기서 $n_b(t)$, \otimes 는 각각 기저대역에서의 가우시안 잡음과 컨볼루션 연산을 나타낸다. 등화기의 임펄스 응답을 $h_{eq}(t)$ 라고하면 이를 이용해서 등화기의 출력 $\hat{d}(t)$ 를 식 (16)으로 나타낼 수 있다.^[6]

$$\begin{aligned} \hat{d}(t) &= x(t) \otimes f^*(t) \otimes h_{eq}(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \\ &= x(t) \otimes g(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $g(t)$ 는 $f^*(t) \otimes h_{eq}(t)$ 를 나타내며, $h_{eq}(t)$ 는 필터 계수 c_n 과 델타함수로 나타낼 수 있다.

$$h_{eq}(t) = \sum_n c_n \delta(t - nT) \quad (17)$$

이상적인 경우 등화기의 출력은 송신된 정보 심볼 $x(t)$ 와 정확히 일치해야 한다. 가우시안 잡음이 없음을 가정하면 $\hat{d}(t) = x(t)$ 를 만족시키기 위해서 $g(t)$ 는 다음과 같아야 한다.

$$g(t) = f^*(t) \otimes h_{eq}(t) = \delta(t) \quad (18)$$

위 식을 주파수 영역에서 나타내면 다음 식과 같다.

$$H_{eq}(f)F^*(-f) = 1 \quad (19)$$

여기서 볼 수 있듯이 이상적인 경우에 있어 등화기는 채널과 역으로 동작하는 것을 알 수 있다. 그러나 실제의 경우에 있어 가우시안 잡음과 다른 여러 가지 조건들로 인해 이상적인 등화기의 응답을 얻는 것은 힘들다. 따라서 대부분의 통신 시스템에서 가우시안 잡음등으로 인해 발생하는 오류와 기타 여러 가지 문제들을 해결하기 위해 채널 코딩과 동기화, 인터리버등을 등화기와 함께 사용한다. 등화기에 있어 이상적인 응답을 얻기 위해 가장 기본적으로 고려해야 하는 것은 채널에 의해 발생한 지연 확산을 충분히 보상할 수 있는 수의 필터 탭을 사용해야 한다는 것이다. 예를 들어, 채널에 의해 발생하는 지연이 K 심볼에 해당하는 시간이라면 등화기에 사용되는 필터의 탭수는 최소한 이와 같거나 또는 그 이상이 되어야 한다는 것이다. 일반적으로 훈련 신호는 등화기 필터의 1/2에 해당하는 시간 지연 후에 등화기 출력과 비교되어 오차신호를 발생하게 된다. 따라서 훈련 신호가 지연되는 시간과 일치하는 시간 지연을 갖는 기준 탭을 중심으로 postcursor ISI와 precursor ISI를 제거할 수 있도록 필터의 계수가 설정되며, 이 때 필터는 기준 탭을 중심으로 심볼 지연 시간이 대칭이 되는 형태가 된다. 그림 5는 기준 탭을 중심으로 대칭적인 구조를 갖는 기존 선형 등화기의 구조를 나타낸다.

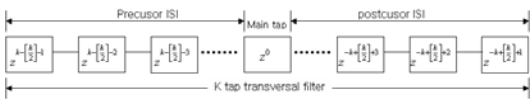


그림 5. 기존 선형 등화기의 기준 탭 위치에 따른 심볼 지연 시간. k=홀수
Fig 5. Symbol delay time with main tap position for the conventional linear equalizer, k=odd

4.1 제안하는 등화기 구조

제안하는 선형등화기의 구조는 그림 6과 같다. 제안하는 등화기는 두 단계로 필터의 계수를 설정한다. 첫 번째 단계는 precursor ISI를 제거하기 위한 필터 계수를 설정하는 것으로써, 그림 5에서 postcursor ISI 부분의 탭에 해당하는 우측으로 기준

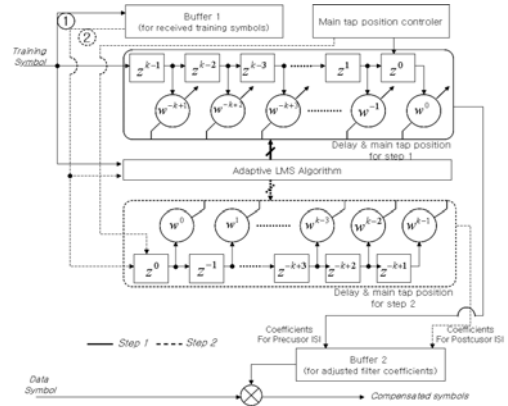


그림 6. 비대칭 필터 구조를 이용한 적응적 선형 등화기의 구조 ①=step 1, ②=step 2
Fig. 6. Structure of the proposed equalizer.①=step 1 process, ②=step 2 process

탭을 치우치게 설정을 한 뒤, 적응 알고리즘을 이용하여 필터 계수를 설정한다. 이 때 수신되는 훈련 신호는 그림 6에서 수신 버퍼 1에 저장되어진다. 다음 단계는 postcursor ISI를 제거하기 위해 기준 탭을 필터의 좌측으로 치우치게 설정을 한다. 이때 필터의 입력은 첫 번째 단계에서 버퍼 1에 저장되어 있던 훈련 신호를 재활용하게 된다. 위의 각 단계에서 MSE가 수렴된 필터의 계수는 그림 6의 버퍼 2에 저장된다. 버퍼 2에 저장된 필터 계수의 시간 지연은 그림 5와 유사한 형태로 대칭적인 구조를 나타내지만 각 단계에서 기준 탭이 필터의 끝 부분에 위치하게 됨으로 완전한 비대칭 구조를 나타내게 된다. 버퍼 2의 최대 크기는 필터 탭수의 두 배로 설정을 한다. 훈련 심볼 구간이 끝나고 정보 심볼 구간에서 신호의 보상은 기존의 등화방법과 동일하게 진행된다. 그러나 이때 사용되는 등화기 필터 계수는 버퍼 2에 저장되어 있는 값들을 사용하게 된다.

4.2 컴퓨터 모의실험 및 성능 분석

모의실험은 LMS 적응 알고리즘을 사용하여 수행하였다. 또한 LMS 알고리즘에서 적응 속도를 높이고 MSE를 낮추기 위해서 VSS 알고리즘을 사용하였다. 채널은 Saleh-Valenzuela (SV) 모델로써, UWB 시스템의 채널 모델이다.^[7] 실내 채널 환경을 고려한 것으로, 도플러 효과는 없으나 많은 수의 다중경로가 존재하여 ISI를 발생시키게 된다. 각각의 채널 모델에서 지연 확산에 따른 시간을 심볼 수로 변환 했을 때 약 26, 49, 49, 81의 평균적인 지연이 있었다. 가우시안 잡음과 같은 다른 잡음 요소들을 제거하기 위해 구속장 길이 9, 부호화 율 1/3을 사

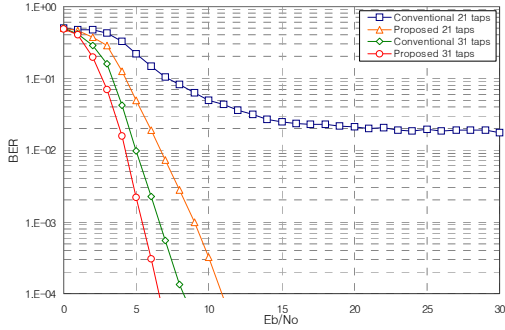


그림 7. S-V 채널 모델 1에서 제안한 등화기와 기존 등화기의 성능비교.
 Fig. 7. Performance comparison between proposed equalizer and conventional equalizer with cm 1.

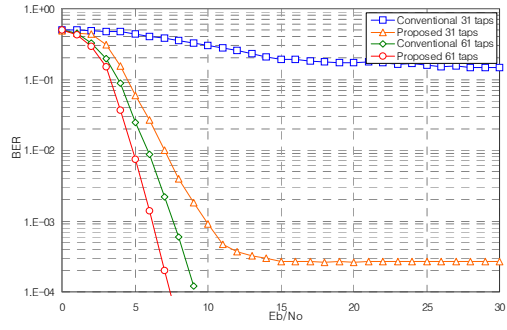


그림 8. S-V 채널 모델 2에서 제안한 등화기와 기존 등화기의 성능비교.
 Fig. 8. Performance comparison between proposed equalizer and conventional equalizer with cm 2.

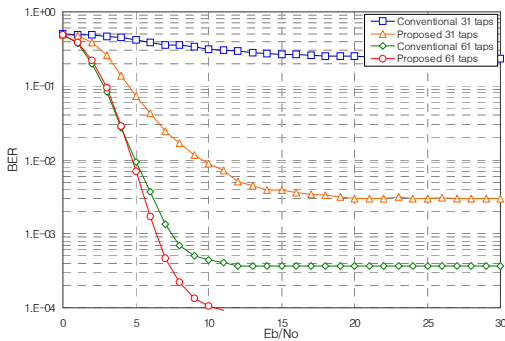


그림 9. S-V 채널 모델 3에서 제안한 등화기와 기존 등화기의 성능비교.
 Fig. 9. Performance comparison between proposed equalizer and conventional equalizer with cm 3.

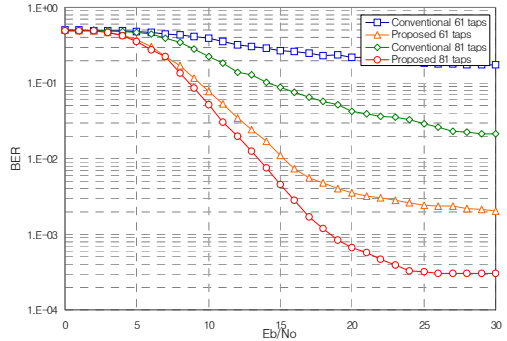


그림 10. S-V 채널 모델 4에서 제안한 등화기와 기존 등화기의 성능비교.
 Fig. 10. Performance comparison between proposed equalizer and conventional equalizer with cm 4.

용하는 길쭉코드를 등화기와 함께 사용하였다. 제안한 등화기 구조에서 기존 탭의 위치는 필터의 양쪽 끝에서 5번째로 설정하여 실험을 진행 하였다. 모의 실험 따른 BER 성능을 그림 7부터 10에 나타냈다. 상대적으로 양호한 채널 상태인 채널 모델 1번에서 기존의 선형 등화기와 제안한 등화기를 21과 31개의 탭을 갖는 필터를 이용하여 성능을 비교하였다. 실험 결과, 21개의 탭을 사용하는 기존의 등화기는 2×10^{-2} 의 BER에서 error floor가 발생하였으나, 비대칭 필터 구조를 갖도록 제안한 등화기는 Eb/No가 증가함에 따라 error floor 없이 BER이 감소함을 알 수 있다.

그림 8은 채널 모델 2에서의 성능을 보여주고 있다. 채널에 의한 지연시간보다 긴 시간의 등화 범위를 갖는 61개의 필터 탭을 사용할 경우, 기존의 등화기와 제안한 등화기 모두 Eb/No가 증가함에 따라 지속적으로 감소하는 BER을 볼 수 있다. 그러나

채널 모델 1에서 21개의 필터 탭을 사용하는 것과 같이, 채널에 의한 심볼 지연시간보다 짧은 등화 범위를 갖는 31개의 필터 탭을 사용할 경우 기존의 등화기는 BER이 거의 감소하지 않는 반면 제안한 등화기는 error floor가 생기는 2.7×10^{-4} 까지 안정적으로 BER이 감소하는 것을 알 수 있다. 채널에 의한 심볼의 지연 시간이 더욱 증가하는 채널 모델 4와, 심볼 지연시간은 채널 모델 2와 유사하나 ISI가 증가하는 채널 모델 3에서는 필터의 탭 수를 증가시키더라도 기존의 등화기와 제안된 등화기 모두에서 error floor가 발생함을 알 수 있다. 그러나 두 채널 모델 모두에서 제안한 등화기가 기존의 선형 등화기에 비해 error floor 발생시의 BER 이 낮음을 확인 할 수 있다.

표 1에서 채널 모델과 필터 탭 수에 따른 기존의 선형 등화기와 비대칭 필터 구조를 갖도록 제안한 선형 등화기의 성능을 비교하였다

표 1. 채널 모델과 탭 수에 따른 등화기 성능.
Table 1. Equalizer Performance with channel model and # of taps.

구분	Delay	Taps	Performance	
			Conventional	Proposed
CM 1	26	21	2×10^{-2} (B)	11 (E)
		31	8.5 (E)	6.5 (E)
CM 2	49	31	1.9×10^{-1} (B)	2.7×10^{-4} (B)
		61	9 (E)	7 (E)
CM 3	49	31	2.7×10^{-1} (B)	3×10^{-3} (B)
		61	3.8×10^{-4} (B)	11 (E)
CM 4	81	61	2×10^{-1} (B)	2×10^{-3} (B)
		81	2×10^{-2} (B)	3×10^{-4} (B)

(E) = Eb/No at 10^{-4} BER
 (B) = BER at error floor
 Delay = Average delay time.(unit=# of symbols)

등화기 필터의 구조를 비대칭적으로 구성할 경우 precursor 또는 postcursor ISI의 영향이 필터 계수에 반영되는 정도가 줄어드는 문제가 발생하게 된다. 그럼에도 불구하고 표 1에서 볼 수 있듯이 제안한 등화기의 성능이 기존 선형 등화기에 비해 우수하게 나타났다. 또한 채널에 의한 지연심볼 수 보다 적은 탭을 이용하여 필터를 구성한 경우, 제안한 등화기와 기존 등화기 성능 차이는 더욱 뚜렷하게 나타난다. 이를 이해하기 위해 K개의 필터 탭을 사용하는 경우를 생각해보자. 기존 등화기의 출력은 식 (11)을 이용하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{o}(n) = \hat{w}(n)u(n)$$

$$= [w_{-[k/2]^*}, \dots, w_0, \dots, w_{[k/2]^*}] \begin{bmatrix} u_{k-[k/2]^*-1} \\ \vdots \\ u_0 \\ \vdots \\ u_{-k+[k/2]^*+1} \end{bmatrix} \quad (20)$$

위 식에서 볼 수 있듯이 기존 등화기에 의해 제거할 수 있는 ISI의 범위는 최대 K 심볼이 된다. 식 (20)에서 [A]*는 A를 넘지 않는 최대 정수를 나낸다. 반면 제안된 등화기에 의한 출력은 식 (21)의 필터 계수를 이용하여 (22)와 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{w}(n)_{precursor} = [w_{-k+1}, w_{-k+2}, \dots, w_0] \quad (21)$$

$$\hat{w}(n)_{postcursor} = [w_0, \dots, w_{k-2}, w_{k-1}]$$

$$\hat{o}(n) = \hat{w}(n)u(n)$$

$$= [w_{-k+1}, \dots, w_0, \dots, w_{k-1}] \begin{bmatrix} u_{k-1} \\ \vdots \\ u_0 \\ \vdots \\ u_{-k+1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

(22)에서 볼 수 있는 것과 같이 제안된 등화기에 의해 제거할 수 있는 최대 ISI의 범위는 기존의 등화기보다 K-1개 심볼이 많은 2K-1이 된다. 이와같은 등화 범위의 확장은 필터 계수 설정에 보다 많은 ISI의 정보를 제공함으로써 등화기 성능 향상의 원인이 된다.

V. 결론

적용형 MMSE 선형 등화기 필터의 기준 탭을 가변 시킬 경우, 두 개의 저장소를 추가 하는 것만으로 채널 등화기의 성능을 향상시킬 수 있다. 본 논문에서는 필터의 기준탭을 가변 시킴으로써, 비대칭 구조의 필터를 갖는 적용형 MMSE 선형 등화기를 제안하였다. 제안한 등화기의 성능 검증에 위해 UWB 시스템의 채널 모델인 S-V채널에서 모의실험을 실시하였으며, 모의실험 결과 모든 S-V채널 모델에서 제안한 등화기의 성능이 우수함을 확인할 수 있었다. 또한 제안한 등화기는 기존의 선형 등화기와 동일한 수의 필터 탭을 사용함으로써, 다중 경로의 수가 많거나 혹은 지연 확산이 큰 채널 환경에서 복잡도의 큰 증가없이 등화기의 성능을 향상시킬 수 있다.

참고 문헌

- [1] Simon Haykin "Adaptive Filter Theory" 4th edition. pp.231-311, prentice hall 2002.
- [2] Raymond H. Kwong and Edward W. Johnston "A Variable Step Size LMS Algorithm" IEEE Transactions on signal processing Vol. 40. pp. 1633-1642. No. 7. July 1992.
- [3] John G. Proakis "Digital Communications" 4th edition. pp.548-704, Mc-Graw Hill 2001.
- [4] Onkar Dabeer and Elias Masry "Analysis of Mean-Square Error and Transient Speed of the LMS Adaptive Algorithm" IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 48, No. 7, July 2002.
- [5] Donald A. George and Robert R. Bowen and John R. Storey "An Adaptive Decision Feedback Equalizer" IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. com-19, No. 3, June 1971

[6] Theodore S. Rappaport "Wireless. Communications" 2nd. Edition. pp.355-380, prentice hall 2002.

[7] IEEE 802. 15. 3a UWB Channel Model "Submitted to the IEEE Journal on Selected Areas In Communications, Feb. 27, 2005.

[8] D. Cassioli, M.Z. Win, and A. F.Molisch, "The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel : From Statistical Study to Simulations" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 6, pp.1247-1257, Aug. 2002.

[9] Ian J. Fevrier and Saul B. Gelfand and Michael P. Fitz "Reduced Complexity Decision Feedback Equalization for Multipath Channels with Large Delay Spreads" IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 6, June 1999.

[10] Naofal Al-Dhahir "Time-Varying Versus Time-Invariant Finite-Length MMSE-DFE on Stationary Dispersive Channels" IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 1, January 1998.

한 종 영 (Jong-young Han)

준회원



2004년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
 2004년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
 <관심분야> 채널 등화, 이동통신, 광대역 무선 전송, MIMO

임 동 국 (Dong-kuk Lim)

준회원



2005년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
 2005년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사 과정
 <관심분야> 채널 등화, 이동통신, 광대역 무선 전송, Wibro 시스템

김 재 명 (Jae-Moung Kim)

종신회원



1974년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
 1981년 8월 미국 남가주 대학교 (USC) 전기공학과 졸업 (공학 석사)
 1987년 8월 연세대학교 전자공학과 졸업 (공학박사)
 1974년 3월~1979년 6월 한국과학기술연구소, 한국통신기술연구소 근무
 1982년 9월~2003년 3월 한국전자통신연구원 위성통신연구단 단장/무선방송연구소 소장 역임
 2003년 4월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수
 한국통신학회 상임이사, 한국방송공학회 부회장, 통신위성우주산업 연구회 부회장 외 정부 및 다수 기업에 기술자문 등으로 활동 중
 <관심분야> 광대역 무선전송, 이동통신 및 위성통신, 디지털 방송 분야