

이중 피드백 필터 기반의 반복 등화기 구조 및 성능

*차유진 **최정민 ***서종수

연세대학교 전기전자공학과

*yjcha543@yonsei.ac.kr

An Iterative Equalization with Double Feedback Filters

*Cha, Yu-Jin **Choi, Jeong-Min ***Seo, Jong-Soo

Dept. Electrical & Electronic Engineering, Yonsei University

요약

단일 반송파 시스템은 다중경로를 가지는 무선채널을 통과할 때 심볼 간 간섭(Inter-symbol Interference, ISI)에 의한 영향을 크게 받으며 이를 보상하기 위한 등화방식은 그동안 많이 연구되어왔다. 본 논문에서는 단일 반송파 시스템에서 심볼 간 간섭의 영향을 보상하기 위해서 잡음 예측기와 결합된 이중 피드백 구조의 등화 방식을 제안한다. 또한, 제안된 등화 방식이 기존 반복 결정 궤환 등화기에 비해 향상된 성능을 가지는 것을 이론적 분석과 모의실험을 통해서 분석한다.

1. 서론

현재 상용화되고 있는 LTE-A(long term evolution-advanced) 시스템의 상향링크의 표준 전송 방식으로 SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 방식이 사용되고 있다. 개인 단말의 소형화 및 배터리 수명시간 등의 이유로 상향링크에서는 단일 반송파를 사용함으로써 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access) 방식보다 PAPR(peak to average power ratio)이 작은 SC-FDMA 방식이 적합하기 때문이다. 그러나 이러한 단일 반송파 방식은 주파수 선택적 채널에서 심볼 간 간섭의 영향을 크게 받는다. 이로 인한 신호의 왜곡은 수신단에서 원래의 신호를 검출해내는데 영향을 주게 된다. 이러한 신호는 보상을 통해 원하는 신호를 검출하여야 하는데 이러한 과정을 수행하기 위해 등화(Equalization)가 필요하게 된다 [1]-[4].

초기에는 선형 등화 방법을 시작으로 심볼 간 간섭이 심한 상황에서 선형 등화기와 비교해 잡음이 증폭되지 않으면서 심볼 간 간섭을 보상하기 위한 결정 궤환 등화기와 같은 비선형 등화 기법들이 연구되기 시작하였다. 이러한 결정 궤환 등화기는 기본적으로 feed-forward(FF) 필터, feedback(FB) 필터 그리고 판정기로 구성된다. 보편적으로 FF 필터와 FB 필터가 상호 연동되는 구조의 등화기가 널리 사용되며 매우 우수한 성능을 제공하는 것으로 알려져 있다. 하지만 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)가 충분히 높지 않거나 간섭 신호가 많이 존재하는 경우 심볼 복원 성능의 신뢰성이 저하되며 이로 인한 에러전파(error propagation)현상이 일어나게 된다. 또한 FF 필터와 FB필터를 독립적으로 설계하지 못하기 때문에 수신단 구조가 복잡해지는 문제점도 존재한다. 이러한 문제점을 완화하기 위하여 FF 필터와 FB 필터가 서로 독립적인 잡음 예측 결정 궤환 등화기(Noise Predictive Decision feedback equalization: NPDFE)가 제안되었다. NPDFE의 경우 일반적인 DFE구조에 비하여 복잡도가 크게 낮으며, 에너지가 큰 에코 성분이 큰 지연을 갖지 않는 경우 매우 효율적으로

이용될 수 있으나, 에코가 긴 경우, 기존 DFE와 유사한 복잡도를 갖는다. 일반적으로 위와 같은 등화기는 고성능을 제공하기 위하여 반복 신호처리를 기반으로 이루어진다. 성능관점에서 현재까지는 반복 블록 결정 궤환 등화기(Iterative Block Decision Feedback Equalization: IBDFE)가 가장 우수한 것으로 알려져 있다. IBDFE는 반복처리 횟수가 증가할수록 성능이 향상되며 많은 반복 과정을 거쳐야 MFB(matched filter bound) 성능에 근접한 성능을 가진다. 이러한 반복 등화기의 경우, 대체적으로 첫 번째 반복 시행의 신뢰성이 전체 성능 또는 목표 성능에 도달하기 위한 등화기 처리시간을 결정한다. 때문에 첫 번째 반복 시행에서 높은 신뢰성을 제공하는 것이 중요하다 [3]-[4].

본 논문에서는 반복 등화기의 성능을 향상시키기 위한 이중 피드백 필터 기반의 반복 등화기 구조를 제안한다. 각 필터의 최적의 탭 계수를 수학적으로 유도하고 전산 모의실험을 통해 제안하는 이중 피드백 구조 기반의 등화기 성능을 확인한다.

2. 반복 블록 결정 궤환 등화기

본 절에서는 제안하는 등화기의 성능을 분석하기 전에 먼저 기존의 반복 블록 결정 궤환 등화기를 먼저 살펴본다. 수신된 신호가 블록 단위로 동작하며 FB 필터가 반복과정을 수행하는 반복 블록 결정 궤환 등화기의 구조는 그림1과 같다. FF 필터와 FB 필터는 모두 주파수 영역에서 동작하며, FB 필터의 반복 과정에서 검출된 신호와 송신신호 사이의 상호상관 함수의 계산과 SNR 추정이 필요하게 된다. 이 과정을 통해 검출된 신호의 신뢰성을 회복한다. 수신신호 $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{P-1}]^T$ 는 DFT(discrete Fourier transform)를 적용하여 주파수 영역으로 전환된다. 따라서 FF 필터를 통과한 신호와 FB필터에서 l 번 반복 수행된 출력 신호를 더한 등화 신호 \mathbf{U} 는 다음과 같이 표현된다.

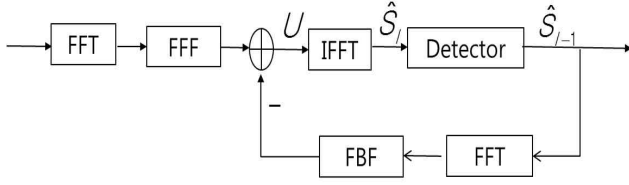


그림 1 IBDFE의 구조도

$$U = \mathbf{W}_l \mathbf{Y} - \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{S}}_{l-1} \quad (1)$$

여기서 \mathbf{W}_l 과 \mathbf{B}_l 는 l 번째 반복시행에서의 FF필터와 FB필터의 탭 계수를 의미하며, 다음과 같다 [2].

$$\mathbf{W}_l = \frac{\mathbf{H}^H}{\left\{ \sigma_s^2 \left(1 - \frac{\|\gamma_{s,s_{l-1}}\|^2}{\sigma_s^2 \sigma_{s_{l-1}}^2} \right) \|\mathbf{H}\|^2 + \sigma_n^2 \right\}} \quad (2)$$

$$\mathbf{B}_l = -\frac{\gamma_{s,s_{l-1}}}{\sigma_{s_{l-1}}^2} \left[\mathbf{W}_l \mathbf{H} - \sum_{p=0}^{P-1} \mathbf{W}_l \mathbf{H} \right] \quad (3)$$

여기서 σ_n^2 과 σ_s^2 수신 잡음의 통계적 분산 및 송신 신호의 평균 전력을 의미한다. 또한 $\sigma_{s_{l-1}}^2$ 는 $l-1$ 번째 반복시행에서 검출된 신호의 전력을 나타내며, $\gamma_{s,s_{l-1}}$ 은 송신신호와 $l-1$ 번째 반복시행에서 복원된 신호의 상관도를 나타낸다. 등화기 출력 신호는 IDFT(inverse DFT)를 통해 시간 영역으로 변환되어 판정기로 들어간다. 판정기에서 추정된 신호는 다시 주파수 영역으로 변화되어 FB 필터를 통과하는 반복과정을 통하여 검출된 신호의 신뢰성을 회복한 뒤 다음 신호의 이전 신호에 의한 ISI를 제거하는 역할을 수행한다. 이러한 과정을 통해 반복 블록 결정 궤환 등화기는 반복의 수가 증가함에 따라 그 성능이 향상된다.

3. 제안하는 결정 궤환 등화기

기존의 반복적인 블록 결정 궤환 등화기는 반복과정을 통해서 그 성능을 향상시키지만 일정 횟수가 지나면 그 성능이득의 증가량이 점차 미비해진다. 따라서 본 논문에서는 기존의 등화기보다 더 적은 반복과정에서도 향상된 성능을 가지는 등화기 방식을 제안한다. 제안하는 등화기는 기존의 반복 블록 결정 궤환 등화기를 확장시켜 성능을 향상시킨 것으로 그 구조는 그림2와 같다. 제안하는 이 등화기는 1개의 FF 필터와 2개의 FB 필터로 구성되어 있는데 기존 구조에 더해진 FB 필터에 의해 검출된 신호의 신뢰성을 향상 시킨다. 제안하는 등화기를 l 번 반복한 등화 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{S}}_l = \mathbf{W}_l \mathbf{Y} + \mathbf{B}_{1,l} \hat{\mathbf{S}}_{l-1} - \mathbf{B}_{2,l} (\mathbf{W}_l \mathbf{Y} + \mathbf{B}_{1,l} \hat{\mathbf{S}}_{l-1} - \hat{\mathbf{S}}_{l-1}) \quad (4)$$

여기서 \mathbf{W}_l , $\mathbf{B}_{1,l}$ 그리고 $\mathbf{B}_{2,l}$ 는 제안하는 등화기 구조에서의 FF 필터와 FB필터들의 계수를 나타내며, $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N}$ 는 수신 신호를

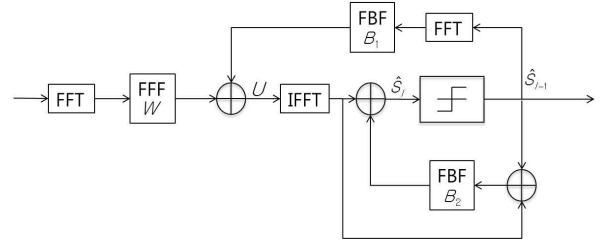


그림 2 제안하는 등화기 구조도

나타낸다. 각 필터들의 최적화된 계수 값은 라그랑지 방법(Lagrange method)을 이용하여 찾을 수 있다. 먼저 최소자승에러(minimum mean-square error: MSE)를 목적함수로 하여 λ_i ($i = 1, 2$)배의 제약 조건들을 더해 구한 라그랑지 함수를 구하고, MSE를 최소화하기 위한 각 필터들의 계수 값을 구할 수 있다 [2]. FF 필터 계수 \mathbf{W}_l 는 다음과 같다.

$$\mathbf{W}_l = (\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2)^{-1} [-\gamma_{s,s_{l-1}} \mathbf{B}_{1,l} \mathbf{H}^H - (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l}^H)^{-1} \mathbf{B}_{2,l} \mathbf{H}^H + \sigma_s^2 (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l}^H)^{-1} \mathbf{H}^H] \quad (5)$$

FB 필터 계수 $\mathbf{B}_{1,l}$ 와 $\mathbf{B}_{2,l}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{B}_{1,l} = -\frac{\gamma_{s,s_{l-1}}}{\sigma_{s_{l-1}}^2} \mathbf{W}_l \mathbf{H} + \frac{\gamma_{s,s_{l-1}}}{\sigma_{s_{l-1}}^2} (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l})^{-1} - (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l})^{-1} \mathbf{B}_{2,l} - \lambda_1 (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l}^H)^{-1} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_2 = [\Gamma^{-1} + \gamma_{s,s_{l-1}} \Psi + \sigma_{s_{l-1}}^2 \mathbf{B}_{1,l}^H - \sigma_s^2 \mathbf{H}^H \mathbf{W}_l^H - \lambda_2 \mathbf{I}] \Gamma_l \quad (7)$$

여기서 $\Psi = \mathbf{H}^H \mathbf{W}_l^H - \mathbf{B}_{1,l}^H$ 이고, Γ_l 는 다음과 같이 정의한다.

$$\Gamma_l = (\mathbf{W}_l (\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2) \mathbf{W}_l^H + \gamma_{s,s_{l-1}} (\mathbf{B}_{1,l} \mathbf{H}^H \mathbf{W}_l + \mathbf{W}_l \mathbf{H} \mathbf{B}_{1,l}^H - \mathbf{W}_l \mathbf{H} - \mathbf{H}^H \mathbf{W}_l^H + \sigma_{s_{l-1}}^2 (\mathbf{B}_{1,l} \mathbf{B}_{1,l}^H - \mathbf{B}_{1,l} - \mathbf{B}_{1,l}^H + \mathbf{I}))^{-1} \quad (8)$$

또한 각 FB 필터들의 라그랑지 승수들은 다음과 같이 구해진다.

$$\lambda_1 = \frac{\text{tr} \left[-\frac{\gamma_{s,s_{l-1}}}{\sigma_{s_{l-1}}^2} \mathbf{W}_l \mathbf{H} + \frac{\gamma_{s,s_{l-1}}}{\sigma_{s_{l-1}}^2} (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l})^{-1} \mathbf{B}_{2,l} \right]}{\text{tr} [(\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{B}_{2,l}^H)^{-1}]} \quad (9)$$

$$\lambda_2 = \frac{\text{tr} [\mathbf{I} + \gamma_{s,s_{l-1}} \Psi \Gamma_l + \sigma_{s_{l-1}}^2 \mathbf{B}_{1,l}^H \Gamma_l]}{\text{tr} [\Gamma_l] + \frac{\sigma_{s_{l-1}}^2 \mathbf{B}_{1,l}^H \Gamma_l - \sigma_s^2 \mathbf{H}^H \mathbf{W}_l^H \Gamma_l}{\text{tr} [\Gamma_l]}} \quad (10)$$

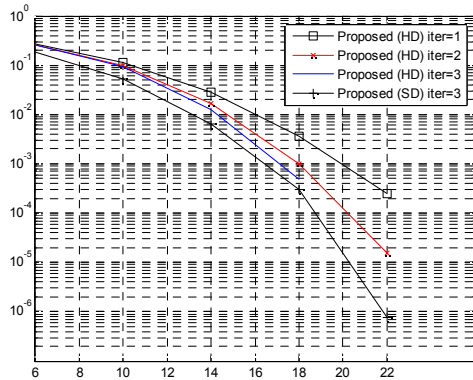


그림 3 제안한 등화기의 HD와 SD BER 성능 비교

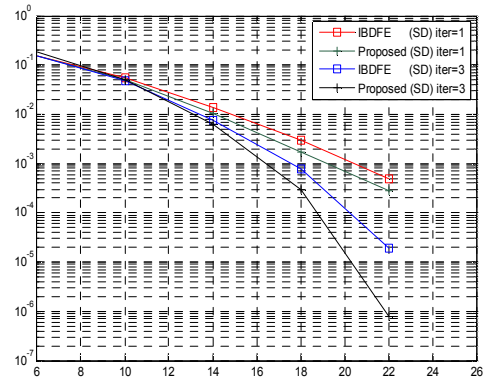


그림 4 기존 및 제안한 등화기의 BER 성능 비교

제안하는 등화기는 기존 기술과 마찬가지로 블록 단위로 동작하는 등화기로서 이전 신호에 잘못된 추정으로 인한 오류전파에 의한 성능 감소는 한 블록으로 제한된다.

4. 모의실험 결과

제안하는 등화기의 성능을 관찰하기 위하여 전산 모의실험을 시행하였다. 최적의 성능을 기준으로 성능을 비교하기 위하여 제안 시스템과 기존 시스템은 모두 연판정(soft decision: SD) 기법을 기반으로 동작한다고 가정하였다. 변조방식은 16-QAM(quadrature amplitude modulation)을 사용하였고, 256길이의 블록 50개가 하나의 프레임을 형성하는 시스템을 고려하였으며 CP는 16의 길이를 가진다. 전송 채널은 Jakes model을 기반으로 한 Rayleigh 페이딩 환경으로 7탭 채널을 수행하였다. 그림 3는 제안한 반복 블록 결정계환 등화기의 HD와 SD 간의 성능차이를 나타내었다. 위에 제시한 시뮬레이션 환경에서 반복과정이 3회를 기준으로 판정기가 경판정 (hard decision :HD)일 때보다 SD일 때 성능차이가 10^{-3} 을 기준으로 약 1dB에 근접한 차이를 나타내는 것으로 판정 오류가 결정 계환 등화기에 성능 열화에 미치는 오류를 확인하였다

그림 4은 각각 반복 블록 결정 계환 등화기와 제안하는 등화기의 비트오류율을 나타낸 것이다. FB 필터의 반복 횟수가 증가함에 따라 복원 신뢰성이 향상되는데, 3회 이상 반복했을 때 10^{-4} 을 기준으로 약 1.5dB 정도의 성능 이득을 얻는 것을 확인할 수 있었다.

5. 결론

본 논문을 통해서 제안된 구조가 결정 계환 등화기의 계환 필터를 통과하는 검출된 신호의 신뢰성을 반복 과정을 통해 향상시키고 두 번의 FB 필터가 수행됨을 통해서 기존 방법보다 더 적은 반복으로도 향상된 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발 사업의 연구결과로 수행되었음.

참고문헌

- [1] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyanmin-Seeyar, B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [2] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Iterative Design and Detection of a DFE in the Frequency Domain", *IEEE Trans. on commun.*, vol. 53, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 2005.
- [3] A. Feng and Q. Yin, "Frequency-Domain Equalization with Iterative Block Noise-Prediction for Single-Carrier System", *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E92-B, no. 8, pp. 2747-2750, Aug. 2009.
- [4] C. Zhang, Z. Wang, C. Pan, S. Chen, and L. Hanzo, "Low-Complexity Iterative Frequency Domain Decision Feedback Equalization", *IEEE Trans. on veh. technol.*, vol. 60, no. 3, pp. 1295-1301, Mar. 2011.