

EST Pre-coder를 가진 Single Carrier 전송을 위한 MF기반의 주파수영역 반복 등화기법

정회원 최윤석*, 종신회원 이연우**°

MF based Frequency Domain Iterative Equalization for Single-Carrier Transmission with EST Pre-coder

Yun-seok Choi* *Regular Member*, Yeonwoo Lee**° *Lifelong Member*

요 약

논문 [1]에서 에너지 확산변환(EST) 기반의 반복등화기는 복잡한 채널 복호기의 도움 없이 결정 궤환심볼들의 신뢰성을 향상시킴으로써 그것의 성능을 향상시킬 수 있음을 보여주었다. 그러나 논문 [1]에서 제안한 정합필터(MF) 기반의 반복등화기를 보면, 피드포워드 필터(FFF)는 주파수 영역에서 설계하고, 잔류 간섭제거(RIC)를 위한 피드백 필터(FBF)는 시간 영역에서 설계하였기 때문에 그 복잡도가 채널 메모리 길이에 비례하여 증가하는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 FFF와 FBF를 모두 주파수 영역에서 설계한다. 덕분에 제안된 주파수영역 반복등화기(FD-IE)는 긴 채널 지연 확산을 가지는 채널에서 기존의 방식 대비 낮은 복잡도를 보여 줄 수 있다. 그리고 모의실험을 통하여 제안된 방식의 BER 성능이 기존의 방식과 동일함을 확인한다.

Key Words : Frequency domain iterative equalizer, Single carrier transmission, Energy spreading transform, Pre-coder

ABSTRACT

In [1], it has been shown that the energy spreading transform (EST) based iterative equalizer (IE) could enhance its performance by improving the reliability of the decision feedback symbols without the help of the complicated channel decoder. In the matched filter (MF) based IE proposed in [1], however, its feedforward filter (FFF) has been designed in the frequency domain while its feedback filter (FBF) in the time domain. So its complexity increases proportional to the channel memory length. To solve this problem, in this paper, both FFF and FBF are designed in the frequency domain. This enables the proposed frequency domain IE (FD-IE) to achieve the lower complexity over the conventional method in the highly dispersive channel. In addition, simulation results demonstrate that the BER performance of the proposed method is the same as the conventional.

I. 서 론

기존의 터보(turbo) 반복 등화기법은 등화기와 채널 복호기 사이에 최신의 정보를 반복적으로 교환함으로

써 성능을 향상시키는 방법이다. 그러나, soft-in soft-out (SISO) 채널 복호기의 반복적인 사용으로 인해 높은 복잡도를 가지는 문제점이 있다^[1,3]. 이 문제를 해결하기 위해 논문 [1]에서 소개된 에너지 확산

※ 이 논문은 2008년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음(NRF-2008-313-D00648).
* 삼성전자 DMC 연구소(cstne547@korea.ac.kr), ** 목포대학교 공과대학 정보통신공학과(ylee@mokpo.ac.kr), (° : 교신저자)
논문번호: KICS2010-11-542, 접수일자: 2010년 11월 14일, 최종논문접수일자: 2011년 4월 18일

변환(energy spreading transform, EST)기반의 반복 등화기법은 등화기와 채널 복호기의 동작을 분리시켰다. 여기서는 잔류 간섭제거(residual interference cancellation, RIC)을 위해 등화기 출력의 결정심볼(decision symbol)을 캐환(feedback)하여 반복적으로 사용한다. 복잡한 채널 복호기의 도움 없이 등화기 출력 값의 결정캐환(decision feedback)심볼의 신뢰도를 향상시키기 위해 EST를 이용한다. EST는 판정 에러 심볼의 에너지를 전체 심볼 블록에 확산시킴으로써 에러의 전파문제를 완화한다. 성능 측면에서 보면 어떤 SNR 문턱 값 이상 영역에서 반복 회수가 증가할수록 EST기반의 반복 등화기법의 성능이 정합필터 바운드(matched filter bound, MFB)에 근접하는 우수한 성능을 가짐을 보여주었다¹⁾.

참고문헌 [1]에 소개된 반복 등화기의 구조를 보면, [2]에 소개된 결정 캐환 등화기(decision feedback equalizer, DFE)의 구조를 사용하여, 피드포워드 필터(feedforward filter, FFF)는 주파수 영역에서 설계하고, RIC를 위한 피드백 필터(feedback filter, FBF)는 시간 영역에서 설계하였다. 시간 영역에서 FBF를 설계하였기 때문에 그것의 복잡도가 채널 메모리에 비례하게 된다. 이로 인해 긴 채널 지연 확산을 가지는 광대역 채널에서는 높은 복잡도를 보이는 단점을 가지게 된다. 이를 해결하기 위해, 본 논문에서는 EST pre-coder를 가진 단일 캐리어(single carrier) 전송 시스템(EST-SC)을 위한 주파수영역 반복등화기(FD-IE)를 설계한다. 또한, 에러 전파문제를 완화하기 위해 연판정(soft decision)이 고려된다. 제안된 방식에서는 FFF와 FBF 모두가 주파수 영역에서 설계된다. 따라서 채널 메모리 길이와 무관한 복잡도를 가질 수 있게 되어 채널 메모리가 큰 광대역채널에서 기존의 방식 대비 복잡도가 감소하는 장점을 가짐을 보인다. 모의 실험을 통하여 제안된 방식의 비트오율(BER) 성능이 기존의 방식과 동일함을 확인하였다.

본 논문에서 사용한 기호들 중에 $D(A)$ 는 어떤 사각 행렬 A 의 모든 비대각 원소가 0인 대각 행렬을 나타내고, $\bar{D}(A)$ 는 어떤 사각 행렬 A 의 모든 대각 원소가 0인 비대각 행렬을 나타낸다. F 는 그것의 i 행 j 열 원소가 $0 \leq i, j \leq N-1$ 에 대해 $F(i, j) = (1/\sqrt{N}) \exp(-j2\pi ij / N)$ 로 정의되는 $N \times N$ 이산 푸리에 변환(DFT)행렬을 나타낸다. I_N 은 $N \times N$ identity 행렬을 나타낸다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서는 수신 신호 모델링을 제시하고, 제 3장에서는 기존의 반복등

화기에 대해 간략히 소개한다. 제 4장에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 주파수 영역 반복등화기를 설계하고 연판정과 간섭+잡음 추정방법에 대해서 설명한다. 제 5장에서는 계산상 복잡도와 BER 성능측면에서 제안된 방식과 기존의 방식의 성능 비교결과를 제시한다. 마지막으로 제 6장에서는 결론을 맺는다.

II. 수신 신호 모델링

그림 1은 본 논문에서 고려하는 EST-SC 전송시스템의 송신기 및 수신기에서 FFT 블록 단까지의 모델을 나타낸 것이다. 송신기에서 길이 N 의 전송 심볼 블록 $s = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]$ 는 EST에 의해 $x = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]$ 로 변환된다. 여기서 $s(i), 0 \leq i \leq N-1$,는 1의 정규화된 파워를 가진 QPSK 심볼이고, i.i.d. 랜덤 변수라고 가정한다. 즉, $s(i) \in \{\pm 1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2}\}$ 이고, $E[ss^H] = I_N$ 이다. EST 후에 cyclic prefix (CP)가 블록간 간섭을 방지하기 위해 심볼블록들 사이에 삽입된다.

CP 구간의 길이가 채널 메모리 길이보다 크다고 가정하면, 송신 단에서의 CP 삽입(CPI)과 수신 단에서 CP 제거(CPE) 동작 덕분에 시간 영역 다중 경로 채널이 주파수 영역 단일 경로 채널로 변환될 수 있다. 이 특성을 이용하면, 수신 단에서 FFT 이후의 수신 신호 벡터 $r = [r(0), r(1), \dots, r(N-1)]^T$ 는 다음과 같다⁴⁾.

$$r = H F x + F n \tag{1}$$

여기서 H 는 그것의 k 행 k 열 원소가 $H(k), 0 \leq k \leq N-1$,인 대각 주파수 영역 채널 행렬을 나타낸다. $H(k)$ 는 k 번째 부반송파(subcarrier)에서의 주파수 영역 채널 계수를 나타낸다. 채널 메모리 길이가 L 인 시간 영역 채널 계수들을 $g(l), l = 0, \dots, L-1$,이라고 하면, $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} g(l) \exp(-2\pi kl/N)$ 로 계산된다. $n = [n(0), n(1), \dots, n(N-1)]^T$ 은 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN) 열 벡터를 나타내며, $n(i)$ 는 평균이 0이고 σ_n^2 의 평균 파워를 가진 복소 가우시안 랜덤 변수이다.

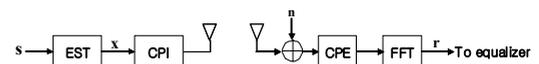


그림 1. EST-SC 전송 시스템의 송신기 및 수신기에서 FFT 블록 단까지의 모델 (CPI: Cyclic prefix insertion, CPE: Cyclic prefix elimination)

그림 1에서 EST는 심볼에너지가 시간과 주파수 영역에서 전체 심볼블록 상에 균일하게 확산시키는 정규 직교(normalized orthogonal)변환이다^[1]. $N \times N$ EST 행렬을 E 라고 하면, 이상적인 EST는 시간과 주파수 영역 상에 완전한 확산을 가지는 EST이며, 다음을 만족해야 한다. $0 \leq i \leq N-1$ 에 대해 $|E(i, n)| = |FE(i, n)| = 1/\sqrt{N}$ 이고, $E(i, n)$ 의 위상은 $[-\pi, \pi]$ 내에 의사난수로 그리고 균일하게 분포된다. [1]에서 소개되었듯이, EST는 $E = P_\mu U_\mu \dots P_2 U_2 P U_1$ 에 의해 생성될 수 있으며, 여기서 P_l , $1 \leq l \leq \mu$,은 $N \times N$ 의사잡음 치환 행렬이고, U_l 는 정규 직교행렬, 그리고 μ 는 EST를 구성하는 직교행렬의 개수를 나타낸다. EST에 대한 더 자세한 소개는 [1]을 참조한다.

III. 기존의 반복 등화기

그림 2는 논문 [1]에서 소개한 EST-SC 전송을 위한 반복 등화기를 보여준다. FFT 이후의 수신 신호를 이용하여 주파수 영역에서 MF기반의 피드포워드 필터링을 수행하고, 이전 반복에서 검출된 심볼을 이용하여 RIC를 위한 케환 필터링을 시간영역에서 수행한다. l 번째 반복에서 주파수영역 FFF의 계수들을 $\{W_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, 시간영역 FBF들의 계수들을 $\{b_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 이라고 하자.

첫 번째 반복에서는 기존의 SC 전송 시스템을 위한 주파수 영역 등화기에서 볼 수 있듯이 주파수 영역 선형 MMSE등화를 수행한다^[4]. 두 번째 반복부터는 MF기반의 FFF 계수들이 사용되며, 이때 FFF와 FBF는 다음과 같이 주어진다^[1].

$$W_l(k) = H^*(k) \tag{2}$$

$$b_l(n) = b(n) = q(n) - q(0)\delta(n) \tag{3}$$

여기서, $q(n) = \sum_i g(i)g^*(i-n)$ 이다. 계산 복잡도를 살펴보면, 식 (3)에서 보듯이 RIC를 위한 FBF가 시간 영역에서 설계되었기 때문에 복잡도가 채널 메모리 길이에 비례하여 증가하게 된다. 따라서, 채널 메모리

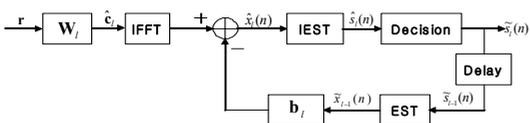


그림 2. 기존의 EST-SC 전송을 위한 반복 등화기^[1]

길이 큰 광대역 채널에서는 복잡도가 매우 커지는 단점을 가지게 된다. 이를 해결하기 위해 본 논문은 FFF와 FBF 모두 주파수영역에서 설계하는 FD-IE를 제안한다. 복잡도 수치는 제안된 FD-IE 방식의 복잡도 수치와 함께 5장에서 비교 제시하였다.

IV. 제안된 주파수 영역 반복 등화 기법

그림 3은 EST-SC 전송 시스템을 위한 제안된 주파수 영역 반복 등화기의 구조를 나타낸다. 3장에서 소개된 기존의 방식과 달리 제안된 반복 등화기는 FFF와 FBF를 모두 주파수 영역에서 설계한다. 결정 케환 등화기의 문제점인 에리전달문제를 완화하기 위해 연판정 케환이 고려된다. 필터계수 설계, 연판정, 그리고 간섭+잡음 전력 추정 방법에 대해 차례대로 설명한다.

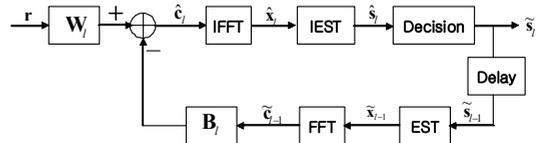


그림 3. 제안된 주파수 영역 반복 등화기

4.1 필터 계수 설계

그림 3에서 보듯이 l 번째 반복에서 주파수영역 FFF의 계수들을 $\{W_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, RIC를 위한 주파수 영역 FBF들의 계수들을 $\{B_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 라고 정의하자. 그러면, IEST 후에 decision 디바이스로의 입력 벡터 \hat{s}_l 은 다음과 같다.

$$\hat{s}_l = E^H F^H W_l r - E^H F^H B_l F E \hat{s}_{l-1} \tag{4}$$

여기서, W_l 과 B_l 은 모두 대각 행렬로써, 그것들의 k 행 k 열 원소는 각각 $W_l(k)$ 와 $B_l(k)$ 를 나타낸다. \hat{s}_{l-1} 은 이전 반복에서 추정된 전송 심볼벡터를 나타낸다. 첫 번째 반복($l=1$)에서는 기존의 기법과 동일하게 선형 MMSE등화를 수행한다^[4]. 따라서, $W_l(k) = H^*(k) / (|H(k)|^2 + \sigma_n^2)$, $B_l(k) = 0$ 이다^[4].

두 번째 반복 ($l \geq 2$)부터는 SNR을 최대로 하기 위해 FFF계수로 MF계수를 사용한다. 이는 [1]의 방식과 동일하며, 식 (2)와 같이 $W_l(k) = H^*(k)$ 가 된다. 이를 식 (4)에 대입하여 다시 쓰면,

$$\hat{s}_l = E^H F^H H^H H F E s - E^H F^H B_l F E \hat{s}_{l-1} + E^H F^H H^H F n \tag{5}$$

식 (5)은 식 (6)처럼 분해될 수 있다.

$$\hat{s}_i = D[\mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{HFE}] \mathbf{s} + \bar{D}[\mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{HFE}] \mathbf{s} - \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{B}_i \mathbf{F} \mathbf{E} \tilde{s}_{i-1} + \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (6)$$

식 (6)에서 등호 오른쪽의 첫 번째 항은 요구 신호 성분이고, 이외의 나머지 항들은 간섭+잡음 신호성분이다. $\alpha = 1/N \sum_{k=0}^{N-1} |H(k)|^2$ 라고 정의하고, FE를 이상적인 EST라고 가정하자^[1]. 그러면,

$$D[\mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{HFE}] = \alpha \quad (7)$$

$$\bar{D}(\mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{HFE}) = \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \left(\|\mathbf{H}\|^2 - \alpha \mathbf{I}_N \right) \mathbf{FE} \quad (8)$$

이 성립한다. 식 (7)와 (8)을 식(6)에 대입하여 정리하면 식 (9)과 같다.

$$\hat{s}_i = \alpha \mathbf{s} + \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \left(\|\mathbf{H}\|^2 - \alpha \mathbf{I}_N \right) \mathbf{FE} \mathbf{s} - \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{B}_i \mathbf{F} \mathbf{E} \tilde{s}_{i-1} + \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (9)$$

이전 반복에서의 결정심볼이 에러가 없다고 가정하면, 식 (9)로부터 잔류 간섭제거를 위한 k번째 subcarrier에서의 $B_i(k)$ 는 직관적으로 다음처럼 결정될 수 있다.

$$B_i(k) = \left(|H(k)|^2 - \alpha \right) \quad (10)$$

식 (10)를 식 (9)에 대입하면 \hat{s}_i 은 다음처럼 쓸 수 있다.

$$\hat{s}_i = \alpha \mathbf{s} + \mathbf{v}_i = \alpha \mathbf{s} + \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \left(\|\mathbf{H}\|^2 - \alpha \mathbf{I}_N \right) \mathbf{FE} (\mathbf{s} - \tilde{s}_{i-1}) + \mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (11)$$

여기서 \mathbf{V}_i 은 잔류 간섭+잡음벡터를 나타낸다. \hat{s}_i 의 j번째 심볼인 $\hat{s}_i(j)$ 의 SINR 값은 다음처럼 계산될 수 있다.

$$\beta_i(j) = \frac{|\alpha|^2}{E[\mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H](j, j)} = \frac{|\alpha|^2}{\mathbf{R}_{v_i}(j, j)} \quad (12)$$

여기서 \mathbf{R}_{v_i} 은 간섭+잡음 공분산(interference-plus-noise covariance, INC)행렬을 나타낸다. 에러 신호

벡터를 $\mathbf{e}_{i-1} = [e_{i-1}(0), e_{i-1}(1), \dots, e_{i-1}(N-1)]^T = \mathbf{s} - \tilde{s}_{i-1}$,

그리고 $\rho_{i-1} = 1/N \sum_{i=0}^{N-1} E|e_{i-1}(i)|^2$ 로 정의하자. 그러면, 간섭+잡음 공분산행렬의 j행 j열 원소 $\mathbf{R}_{v_i}(j, j)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{v_i}(j, j) &= [\mathbf{E}^H \mathbf{F}^H \{ \rho_{i-1} \|\mathbf{H}\|^2 - \alpha \mathbf{I}_N \}^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{H}\|^2] \mathbf{FE}(j, j) \\ &= \frac{\rho_{i-1}}{N} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (|H(k)|^2 - \alpha)^2 \right\} + \alpha \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, 서로 다른 전송심볼들이 비상관(uncorrelated)하므로 $e_{i-1}(i)$ 와 $e_{i-1}(j)$ 도 또한 $i \neq j (0 \leq i, j \leq N-1)$ 에 대해 비상관하다고 가정하였다. 식 (13)을 식 (12)에 대입하면 $\hat{s}_i(j)$ 의 SINR 값을 구할 수 있다. 그리고, 구해진 결과 식을 보면 SNR 값이 심볼 인덱스 j에 영향을 받지 않음을 알 수 있으며, 따라서 블록 내의 모든 심볼들은 동일한 SINR 값을 가짐을 알 수 있다.

판정 에러가 없다고 가정하면 $\rho_{i-1}=0$ 이 되며, 이 경우 잔류 간섭은 완전히 제거된다. 이 때 식 (13)을 식 (12)에 대입한 후 정리하면 식 (12)의 SINR 값은 정합필터 바운드(MFB)와 동일함을 알 수 있다.

4.2 Soft decision feedback

이전 반복에서 검출된 심볼의 에러 전파에 의해 등화기의 성능이 저하될 수 있다^[5]. 이러한 에러 전파효과를 완화하기 위해 여기서는 연판정이 고려된다. 연판정 개환을 위해 log-likelihood ratio (LLR)방식을 사용한다^[1]. 식 (11)으로부터 $\hat{s}_i(i)$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{s}_i(i) = \alpha s(i) + v_i(i) \quad (14)$$

여기서, $V_i(i)$ 는 식 (11)의 \mathbf{V}_i 의 i번째 원소를 나타낸다. 여기서는 $V_i(i)$ 가 평균이 0이고 분산이 $\sigma_{v_i, i}^2$ 인 복소 가우시안 랜덤 변수라고 가정한다. 이 때, $\hat{s}_i(i)$ 의 in-phase 성분인 $\hat{s}_{i, i}(i)$ 의 a posteriori LLR은 다음처럼 계산된다.

$$\begin{aligned} LLR(\hat{s}_{i, i}(i)) &= \ln \frac{p(s_i(i) = 1/\sqrt{2} | \hat{s}_{i, i}(i))}{p(s_i(i) = -1/\sqrt{2} | \hat{s}_{i, i}(i))} \\ &= \lambda_{1, e, i}(i) + \lambda_{1, p, i}(i) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $\lambda_{l,e,l}(i)$ 와 $\lambda_{l,p,l}(i)$ 는 각각 extrinsic LLR과 a priori LLR을 나타낸다. $\lambda_{l,e,l}(i)$ 은 다음처럼 계산된다.

$$\lambda_{l,e,l}(i) = \ln \frac{p(\hat{s}_{l,l}(i) | s_l(i) = 1/\sqrt{2})}{p(\hat{s}_{l,l}(i) | s_l(i) = -1/\sqrt{2})} \quad (16)$$

$$p(\hat{s}_{l,l}(i) | s_l(i)) = c \cdot \exp\left(-\frac{(\hat{s}_{l,l}(i) - \alpha s_l(i))^2}{2\sigma_{v,l}^2}\right) \quad (17)$$

여기서, c 는 임의의 상수를 나타내고, in-phase 잡음 전력 $\sigma_{v,l}^2 = \sigma_{v,l}^2/2$ 이다. 따라서, extrinsic LLR $\lambda_{l,e,l}(i)$ 은 다음처럼 계산될 수 있다.

$$\lambda_{l,e,l}(i) = \frac{2\sqrt{2}\alpha\hat{s}_{l,l}(i)}{\sigma_{v,l}^2} \quad (18)$$

A priori LLR $\lambda_{l,p,l}(i)$ 은 다음처럼 계산된다.

$$\lambda_{l,p,l}(i) = \ln \frac{p(s_l(i) = 1/\sqrt{2})}{p(s_l(i) = -1/\sqrt{2})} \quad (19)$$

전송 심볼들이 동일한 확률로 발생하다고 가정하면, 첫 번째 반복에서 $\lambda_{l,p,l}(i)$ 은 0가 된다. 그리고 나서, 다음 반복부터는 $\lambda_{l,p,l}(i)$ 은 이전 반복에서 획득된 $\lambda_{l,e,l-1}(i)$ 을 적용한다. $\hat{s}_{l,l}(i)$ 의 연관성 값은 다음처럼 계산될 수 있다.

$$\tilde{s}_{l,l}(i) = E[s_l(i) | \hat{s}_{l,l}(i)] = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{1}{2}LLR(\hat{s}_{l,l}(i))\right) \quad (20)$$

$\hat{s}_{l,l}(i)$ 의 quadrature-phase 성분인 $\hat{s}_{l,q,l}(i)$ 의 연관성 값도 위에서 in-phase성분에 대해서 구한 방식과 동일하게 도출될 수 있다. 결과적으로, $\hat{s}_{l,l}(i)$ 의 연관성 값은 다음과 같다.

$$\tilde{s}_l(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \tanh\left(\frac{1}{2}LLR(\hat{s}_{l,l}(i))\right) + j \tanh\left(\frac{1}{2}LLR(\hat{s}_{l,q,l}(i))\right) \right\} \quad (21)$$

$$E[s(i)\tilde{s}_{l-1}^*(i)] = E[s(i) | \hat{s}_{l-1}(i)]\tilde{s}_{l-1}^*(i) = |\tilde{s}_{l-1}(i)|^2 \text{ 이므로,}$$

$$E[e_{l-1}(i)]^2 = 1 - |\tilde{s}_{l-1}(i)|^2 \quad (22)$$

이 된다.

식 (13)의 ρ_{l-1} 은 다음과 같이 계산된다.

$$\rho_{l-1} = 1/N \sum_{i=0}^{N-1} (1 - |\tilde{s}_{l-1}(i)|^2) \quad (23)$$

4.3 Interference-Plus-Noise Power Estimation

식 (18)의 extrinsic LLR을 계산하기 위해서 간섭+잡음신호 세기 추정값인 $\hat{\sigma}_{v,l}^2$ 이 필요하다. 사실 $\hat{\sigma}_{v,l}^2$ 은 식 (13)과 식 (23)을 이용하여 계산될 수 있다. 그러나 이것은 열잡음 전력추정과 ρ_{l-1} 의 계산 등 비교적 높은 계산 복잡도를 요구한다. 여기서는 이에 대한 대안으로, v_l 의 각 원소가 근사화된 복소 가우시안 랜덤변수라고 가정하고, $\hat{\sigma}_{v,l}^2$ 값으로 식 (24)를 이용하여 추정된 값을 사용한다.

$$\hat{\sigma}_{v,l}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |\hat{s}_l(i) - \alpha \tilde{s}_{l,h}(i)|^2 \quad (24)$$

여기서 $\tilde{s}_{l,h}(i)$ 는 $\hat{s}_l(i)$ 의 경관성 심볼을 나타낸다.

V. 성능 비교

5.1 계산상 복잡도 비교

블록당 복소 곱의 개수의 관점에서 논문 [1]에서 소개한 반복 등화기와 제안된 방식의 복잡도 수치를 비교한다. 특히, 수신기에서 FFT 블록 이후에 대한 복잡도를 계산한다. (I)FFT와 (I)EST의 block-wise 복잡도는 각각 $M\log_2(N)$, $\mu\log_2(N)$ 이다^[1]. 그리고, 첫번째 반복에서는 모든 방식이 선형 MMSE를 이용하므로 동일한 복잡도를 가지게 된다. 따라서, 두번째 반복부터의 복잡도 수치를 비교한다. 표 1은 기존의 방법과 제안된 방식의 계산 복잡도를 비교한 수치를 보여준다. 표 1의 4번째 열은 반복 회수가 $K=5$, FFT size가

표 1. 복잡도 비교

방법	반복 회수	블록 당 복소 곱 개수	예: N=128, L=16, $\mu=1$, #iteration=5
기존의 방식	$l=2$	$N((2\mu+1)\log_2 N + 2L)$	6784
	$l \geq 3$	$N(2\mu\log_2 N + 2L - 1)$	5760
	Total ($l \geq 2$)	$N((2\mu+1)\log_2 N + 2L) + (K-2)N(2\mu\log_2 N + 2L - 1)$	24024
제안된 방식	$l=2$	$2N((\mu+1)\log_2 N + 1)$	3840
	$l \geq 3$	$N((2+2\mu)\log_2 N + 1)$	3712
	Total ($l \geq 2$)	$2N((\mu+1)\log_2 N + 1) + (K-2)N((2+2\mu)\log_2 N + 1)$	14976

$N=128$, 채널 메모리길이는 $L=16$, 그리고 EST내의 직교행렬 개수 $\mu=1$ 이라고 가정할 때 총 복소 곱의 개수를 비교한 것이다. 이 결과로부터 요구되는 총 복잡도는 논문 [1]의 기존 반복 등화기가 24024 복소 곱, 제안된 반복 등화기가 14976 복소 곱을 요구하므로 약 38%의 복잡도 감소 효과를 볼 수 있다.

5.2 BER 성능 비교

제안된 기법의 성능을 살펴보기 위해 모의 실험을 수행하였다. 채널 추정은 완벽하다고 가정하였다. QPSK 성좌가 고려되었으며, FFT/IFFT의 크기는 128, 그리고 CP의 길이는 8로 설정하였다. 8-path 레일리 페이딩 채널로 모델링되었으며, $2T$ 의 r.m.s. 지연확산을 가진 지수적 감소(exponentially decaying) 전력지연 프로파일이 고려되었다. EST pre-coder에 사용된 직교행렬은 잘 알려진 Walsh-Hadamard 변환행렬을 사용하였다.

그림 4는 제안된 기법에 대한 BER 성능결과를 보여준다. 제안된 방식의 BER성능과 논문 [1]의 방식의 BER성능이 동일함을 모의실험을 통해 확인하였기 때문에, 그림 4에서는 제안된 기법의 BER성능만을 나타내었다. 기준 성능으로 MFB가 함께 제시되었다. MFB는 심볼 간의 간섭이 완벽히 제거되었다고 가정한 경우의 lower bound 성능을 나타낸다.

MFB는 제안된 방식에서 이전 반복에서의 판정 오류가 없다고 가정한 경우에 획득된 성능과 동일하다. 그림 4에서 MMSE 성능은 제안된 기법의 첫 번째 반

복에서의 성능과 동일하다. 경관정을 사용하는 경우 반복 회수가 3보다 크면 성능이 발산함을 확인하였으며, 따라서 반복 회수 3 (Iter=3) 일 때의 성능을 그림 4에 나타내었다. 연판정의 성능은 반복 회수가 증가할수록 성능이 향상됨을 볼 수 있다. BER이 10^{-3} 인 지점에서 반복 회수가 5 (Iter=5) 일 때의 연판정 성능을 보면, 반복 회수가 3일 때의 경관정성능보다 SNR 값이 약 1.8dB 우수하고, MMSE 성능보다는 약 3.8dB 우수함을 볼 수 있다. 그리고, MFB 대비 약 1.6dB 성능이 저하됨을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 EST-SC 전송 시스템을 위한 낮은 복잡도를 가진 주파수 영역 반복 등화기를 제안하였다. 주파수영역 FFF와 시간영역 FBF를 가진 논문 [1]의 기존 방식과 비교하여 FBF도 주파수영역에서 설계되었기 때문에, 채널 메모리가 큰 광대역 채널에서 낮은 복잡도를 제공할 수 있음을 확인하였다. 또한, 모의실험을 통하여 제안된 방식의 성능과 기존의 방식의 성능이 동일함을 확인하였다. 결론적으로 제안된 방식은 기존의 방식과 동일한 성능을 제공하면서, 광대역 채널에서 보다 더 낮은 복잡도를 제공할 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] T. Hwang, Y. Li, "Novel Iterative Equalization Energy SPreading Transform," *IEEE Trans. Signal Process.*, 54(1), pp.190-203, Jan. 2006
- [2] D. Falconer, S. L. Aritavitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commu. Magazine*, 40(4), pp. 58-66, April 2002
- [3] M. Tuchler, R. Koetter, A. Singer, "Turbo Equalization: Principles and New Results," *IEEE Trans. Commu.*, 50(5), pp.754-767, May 2002
- [4] Y. Wang, X. Dong, "Frequency-Domain Channel Estimation for SC-FDE in UWB Communications," *IEEE Trans. Commu.*, 54(12), pp.2155-2163, Dec. 2006
- [5] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third ed., New York: McGraw-Hill, 1995

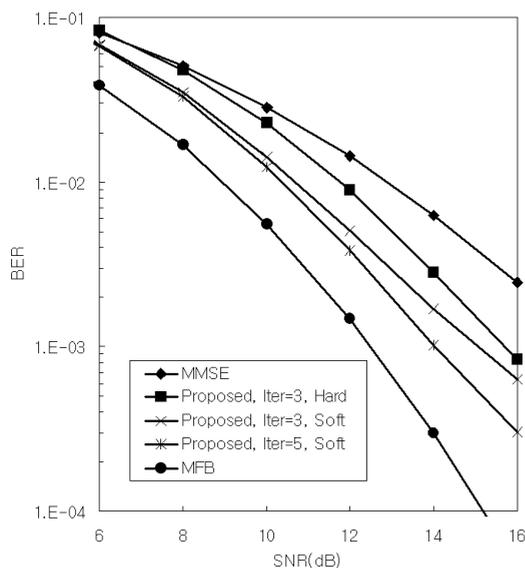


그림 4. 제안된 기법의 BER 성능

최 윤 석 (Yun-seok Choi)

정회원



1997년 2월 고려대학교 전자
공학과 졸업
1999년 8월 고려대학교 전자
공학과 석사
2004년 2월 고려대학교 전자공
학과 박사
2004년 3월~현재 삼성전자 근무

<관심분야> 디지털 통신 시스템, 이동무선통신

이 연 우 (Yeonwoo Lee)

종신회원



1994년 2월 고려대학교 전자공
학과 석사
2000년 2월 고려대학교 전자공
학과 박사
2000년 10월~2003년 12월 영
국 Edinburgh 대학교 Research
Fellow

2004년 1월~2005년 8월 삼성종합기술원

2005년 9월~현재 국립목포대학교 정보공학부 정보
통신공학전공, 조교수

<관심분야> 해상무선통신, e-Navigation, Cognitive
Radio, 4G 이동통신