

IB-DFE를 적용한 SC-FDMA 시스템의 성능 비교 분석

준회원 조재덕*, 종신회원 안상식**

Performance Comparison and Analysis of SC-FDMA Systems employing IB-DFE

Jae-Deok Cho* Associate Member, Sang-Sik Ahn** Lifelong Member

요약

SC-FDMA는 차세대 이동 통신 방식으로 각광받고 있는 3GPP-LTE 시스템의 상향링크에 채택된 통신 방식으로 등화기를 FD-LE로 간단히 구현할 수 있다는 장점을 갖는다. 그러나 FD-LE는 잡음을 증폭하는 단점 때문에, FF 필터는 주파수 영역에서 구현하고 FB 필터는 시간 영역에서 구현하는 Hybrid-DFE보다 성능이 열악하다. 한편, FB 필터의 구현 및 처리 과정이 복잡한 Hybrid-DFE의 단점을 보완하고 FD-LE보다 우수한 성능을 얻기 위한 여러 가지 IB-DFE 알고리즘들이 최근 제안되고 있다. 본 논문에서는 여러 가지 IB-DFE 알고리즘을 3GPP-LTE 상향링크 시스템에 적용하고 BER을 계산하여 성능을 비교한다. 그리고 CAZAC 신호를 사용한 채널 추정 오차와 도플러 시프트가 IB-DFE의 성능에 미치는 영향에 대해서 알아본다. 끝으로 IB-DFE 알고리즘의 계산량을 분석하여 설계자가 요구되는 서비스의 특성과 품질에 따라 적절한 알고리즘을 선택하고 반복 횟수를 결정하는 기준을 제시한다.

Key Words : SC-FDMA, 3GPP-LTE, Channel Estimation, IB-DFE

ABSTRACT

SC-FDMA is employed in the 3GPP-LTE standard as the uplink transmission scheme. SC-FDMA has advantages that the signal has a low PAPR property and a simple equalizer such as FD-LE can be implemented. But FD-LE has inferior performance to Hybrid-DFE composed of frequency-domain feedforward filter and time-domain feedback filter. Recently, several IB-DFE algorithms have been proposed to overcome the disadvantages of implementation and processing complexity of Hybrid-DFE and to obtain superior performance to FD-LE. In this paper, we apply several IB-DFE algorithms to 3GPP-LTE uplink system and compare their performance by calculating BER. We investigate the effects of channel estimation errors and Doppler shift on performance. Finally, by analyzing computational complexity of IB-DFEs, we present some criteria to choose appropriate algorithm and to decide the number of iterative processes.

1. 서론

고속 통신에 대한 수요를 충족하기 위해 제안된 광대역 통신 방식일수록 수신기의 등화기 구조는 더욱 복잡해진다. 그러나 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), SCT/FDE(Single Carrier

Transmission with Frequency Domain Equalization), SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 등의 방식은 CP(Cyclic Prefix)를 사용하여 수신 신호의 주파수 응답을 송신 신호와 채널의 주파수 응답의 곱으로 만듦으로써, 등화기를 주파수 영역의 1 탭 등화기 즉, FD-LE(Frequency Domain

* 고려대학교 전자및정보공학과 신호처리연구실 (rev0119@korea.ac.kr) ** 고려대학교 전자및정보공학과
논문번호 : KICS2009-05-191, 접수일자 : 2009년 5월 11일, 최종논문접수일자 : 2009년 9월 2일

Linear Equalizer)로 간단히 구현할 수 있다. 하지만 FD-LE는 잡음 증폭 문제로 인해, FF(Feedforward) 필터를 FD-LE로 구현하고 FB(Feedback) 필터를 시간 영역의 FIR 필터로 구현한 Hybrid-DFE(Hybrid type Decision Feedback Equalizer)^{[1],[2]}보다 열악한 성능을 갖는다. Hybrid-DFE는 우수한 성능을 갖지만 채널의 최대 지연 확산이 클수록 FB 필터의 탭 수가 늘어나 계산량이 많아지고 필터 계수의 계산 과정이 복잡하다는 단점을 갖는다. 최근 FD-LE보다 우수한 성능을 갖고 Hybrid-DFE의 단점을 보완하기 위해, FF 필터와 FB 필터를 주파수 영역에서 구현하고 그 처리 과정이 블록 단위로 반복되는 IB-DFE(Iterative Block Decision Feedback Equalizer)^{[3]-[5]}가 제안되었으며 SCT/FDE 시스템에 적용되어 성능의 우수함이 증명되었다. 또한, Hybrid-DFE를 적용한 SC-FDMA 시스템의 성능이 FD-LE를 적용한 것보다 우수하다는 것이 보고되었다^[6].

본 논문에서는 여러 가지 IB-DFE를 3GPP-LTE (The 3rd Generation Partnership Project - Long Term Evolution) 상향링크 시스템^[7]에 적용하고, 그 성능을 비교 분석한다. 그리고 3GPP-LTE 시스템에서 Coherent Demodulation을 수행하기 위해 제한한 기준 신호를 사용하여 채널을 추정하고, 채널 추정 오차가 IB-DFE의 성능에 어떠한 영향을 미치는가에 대해 알아본다. 또한, 국내 주요 통신사가 할당 받을 것으로 예상되는 700~900MHz 대역에서 사용자의 이동 환경을 고려했을 때 IB-DFE의 성능을 비교하며, 마지막으로 각 IB-DFE의 계산량을 비교 분석하여 요구되는 서비스의 특성과 품질에 따라 적절한 알고리즘을 선택하고 반복 처리 횟수를 결정하는 기준을 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장과 III장에서 SC-FDMA 시스템과 기준 신호를 사용한 채널 추정 방법에 대하여 각각 설명하고, IV장에서 여러 가지 IB-DFE에 대해 설명한다. V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 모의실험을 수행하고 마지막 VI장에서 결론을 내린다.

본 논문의 수식 중 $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ 는 각각 행렬 및 벡터의 공액 복소(Complex Conjugation), 전치(Transpose), 헤르미션(Hermitian) 연산을 나타낸다.

II. SC-FDMA 시스템

그림 1은 일반적인 SC-FDMA 시스템 송수신기의 블록 다이어그램을 나타낸 것으로, 각 블록의 기능을 벡터 혹은 행렬 형태로 표현하고 있다.

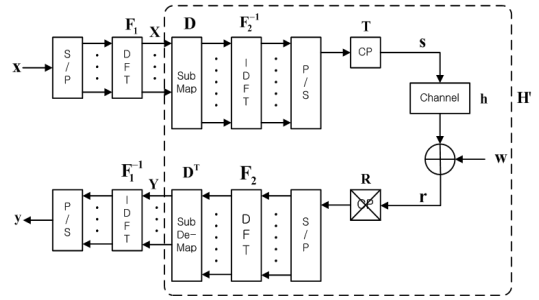


그림 1. SC-FDMA 시스템의 블록 다이어그램

모듈레이션 매핑을 마친 송신 데이터 심볼들은 Transform Precoding 과정인 M -point DFT를 통해 주파수 영역으로 변환되고, 데이터 전송에 할당된 부반송파에 매핑된 후, SC-FDMA 모듈레이션 과정인 N -point IDFT를 통해 다시 시간 영역의 심볼 블록으로 변환된다. 마지막으로 CP 삽입이 수행되고 채널을 통과한다. 수신기에서는 이에 대한 역과정이 수행된다.

송신 SC-FDMA 블록은 $\mathbf{s} = [s_{-P}, \dots, s_0, \dots, s_{N-1}]^T$ 와 같이 열벡터로 표현되고, P 와 N 은 각각 CP 길이와 사용된 총 부반송파의 수를 나타내며, 수신 SC-FDMA 블록 또한 $\mathbf{r} = [r_{-P}, \dots, r_0, \dots, r_{N-1}]^T$ 와 같이 열벡터로 표현된다. 채널의 임펄스 응답이 $\{h_l\}$, $l=0, 1, \dots, L$ 라고 가정하면 수신된 SC-FDMA 블록은 다음의 식 (1)과 같이 표현되고 행렬과 벡터를 사용하여 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 w_i 와 \mathbf{w} 는 잡음 성분을 나타낸다.

$$r_i = \sum_{l=0}^L h_l s_{i-l} + w_i, \quad i = -P, \dots, N-1 \quad (1)$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (2)$$

식 (2)에서 \mathbf{h} 는 크기가 $(P+N) \times (P+N)$ 인 채널 행렬이고 다음과 같다.

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & h_0 & \ddots & & \vdots \\ h_L & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_L & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h_L & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

그림 1에서 모듈레이션 매핑을 마친 데이터 심볼은 $\mathbf{x} = [x_0, \dots, x_{M-1}]^T$ 로 표현할 수 있고, M 은 하나의 SC-FDMA 심볼 블록에 의해 전송되는 데이터 심볼

의 수를 나타낸다. \mathbf{F}_1 과 \mathbf{F}_2^{-1} 은 각각 크기가 $(M \times M)$, $(N \times N)$ 인 DFT, IDFT 행렬을 나타내고, \mathbf{D} 는 주파수 영역에서 m 번째 심볼을 n 번째 부반송파에 매핑하는 $(N \times M)$ 크기의 행렬이다. 이러한 벡터 및 행렬 표현을 사용하여 송신 SC-FDMA 심볼 블록과 수신되고 디모듈레이션을 거친 데이터 심볼 블록을 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{s} = \mathbf{T}\mathbf{F}_2^{-1}\mathbf{D}\mathbf{F}_1\mathbf{x} \quad (4)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}_1^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{F}_2\mathbf{R}\mathbf{r} \quad (5)$$

식 (4)와 식 (5)에서 \mathbf{T} 와 \mathbf{R} 은 각각 송신기의 CP 삽입과 수신기의 CP 제거를 나타내는 행렬로 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{CP}} \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix}, \mathbf{R} = [\mathbf{O}_{\text{CP}} \quad \mathbf{I}_N] \quad (6)$$

식 (6)에서 \mathbf{I}_N 은 $(N \times N)$ 크기의 단위행렬이고, \mathbf{I}_{CP} 는 \mathbf{I}_N 의 마지막 P 개의 성분을 복사해서 덧붙인 $(P \times N)$ 크기의 단위행렬이며, \mathbf{O}_{CP} 는 크기가 $(N \times P)$ 인 영행렬을 나타낸다. 식 (5)에 식 (2)와 식 (4)를 대입하면 SC-FDMA 전송 링크는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}_1^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{F}_2(\mathbf{R}\mathbf{h}\mathbf{T})\mathbf{F}_2^{-1}\mathbf{D}\mathbf{F}_1\mathbf{x} + \mathbf{w}' \quad (7)$$

위의 식 (7)에서 $\mathbf{w}' = \mathbf{F}_1^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{F}_2\mathbf{R}\mathbf{w}$ 이고 수신기의 모든 처리 과정을 거친 잡음 성분을 나타낸다. 송수신기에서 수행되는 CP 삽입과 제거에 의해 채널 행렬은 다음과 같이 순환행렬 형태로 변환된다.

$$\mathbf{h}_C = \mathbf{R}\mathbf{h}\mathbf{T} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & h_L & \dots & h_1 \\ \vdots & h_0 & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & h_L \\ h_L & h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & h_L & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & h_L & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

또한, 이 순환 행렬의 앞뒤에 N -point DFT, IDFT를 취하면, $\mathbf{H}_2 = \mathbf{F}_2\mathbf{h}_C\mathbf{F}_2^{-1} = \text{diag}\{H_2, \dots, H_{2, N-1}\}$, $H_{2k} = \sum_{l=0}^L h_l e^{-j\frac{2\pi}{N}kl}$ 인 채널 주파수 응답으로 구성된 대각행렬로 변환된

다. 그리고 $\mathbf{H}' = \mathbf{D}^T\mathbf{H}_2\mathbf{D}$ 라고 하면, $\mathbf{H}'_{(m+1, m+1)} = \mathbf{H}_{2_{(m+1, m+1)}}$, $\mathbf{H}' = \text{diag}\{H'_0, \dots, H'_{M-1}\}$ 을 만족하며, 각 성분은 데이터 전송에 사용된 부반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답을 나타낸다. \mathbf{H}' 은 대각행렬이므로 $\mathbf{H}' = \mathbf{F}_1\mathbf{h}'\mathbf{F}_1^{-1}$ 로 분해될 수 있으며, 이 과정을 통해 식 (7)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}_1^{-1}(\mathbf{F}_1\mathbf{h}'\mathbf{F}_1^{-1})\mathbf{F}_1\mathbf{x} + \mathbf{w}' = \mathbf{h}'\mathbf{x} + \mathbf{w}' \quad (9)$$

식 (9)에서 \mathbf{h}' 은 송수신 SC-FDMA 데이터 심볼 사이의 채널 임펄스 응답으로 다음과 같이 \mathbf{H}' 을 M -point IDFT 하여 얻을 수 있다.

$$h'_l = h_l' = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k e^{j\frac{2\pi}{M}kl}, \quad l = 0, 1, \dots, L' \quad (10)$$

따라서 식 (9)는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$y_m = \sum_{l=0}^{L'} h'_l x_{m-l} + w'_m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (11)$$

여기서 CP 구간인 $-P \leq p \leq -1$ 에서는 $x_p = x_{p+M}$ 이다. 식 (10)을 살펴보면, 채널 주파수 응답을 시간 영역으로 변환하는 과정은 전체 채널의 임펄스 응답을 다운 샘플링한 것과 동일한 효과를 갖는다는 것을 알 수 있다. 즉, 역변환된 채널의 최대 전송 지연 시간은 실제 채널의 것보다 짧아진다고 할 수 있으며, 그 길이는 $L' = \text{ceil}[(L+1) \times M/N] - 1$ 이 된다. 이제 OFDM과 마찬가지로 주파수 영역에서 채널 추정 방식과 등화 방식을 적용할 수 있는지를 확인하기 위해 식 (9)의 양변에 \mathbf{F}_1 을 곱하면 다음과 같고,

$$\mathbf{F}_1\mathbf{y} = \mathbf{H}'\mathbf{F}_1\mathbf{x} + \mathbf{F}_1\mathbf{w}' \quad (12)$$

그림 1에서와 같이 표현하면 아래와 같다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}'\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (13)$$

식 (13)에서 \mathbf{H}' 은 대각행렬로써 SC-FDMA 시스템에서도 OFDM, SCT/FDE 시스템에서와 마찬가지로 채널 추정 및 등화를 주파수 영역에서 손쉽게 수행할 수 있음을 확인할 수 있다.

III. 채널 추정

3GPP-LTE 상향링크 시스템에서는 Coherent Demodulation을 수행하기 위해 CAZAC(Constant Amplitude Zero Auto Correlation) 특성을 갖는 Zadoff-Chu 신호^[8]를 기준 신호로 사용한다. 주파수 영역에서 생성되는 이 기준 신호의 길이는 M 이고, 각 샘플들은 송신기의 부반송파 매핑 과정에서 데이터 전송을 위해 사용자에게 할당된 부반송파 자리에 위치한다. 길이가 M_{ZC} 인 Zadoff-Chu 신호는 다음의 식 (14)를 통해 생성할 수 있다.

$$X_{ZC}^{(u)}(k) = e^{-j\pi u \frac{k(k+1)}{M_x}} \quad (14)$$

여기서 M_{ZC} 는 M 보다 작은 소수이고, u 는 길이가 M_{ZC} 인 Zadoff-Chu 신호 세트 중 몇 번째 신호인지를 나타내는 파라미터이다. 3GPP-LTE 상향링크 시스템에서는 사용자당 부반송파 할당이 12의 배수로 이루어지므로 식 (14)에 의해 생성된 길이 M_{ZC} 의 Zadoff-Chu 신호를 M 까지 주기적으로 확장하여 기준 신호로 사용한다. 이 기준 신호는 데이터 심볼 사이에 위치하여 채널의 시변 특성을 효과적으로 추정 및 추적할 수 있도록 한다.

그림 2는 Coherent Demodulation을 주파수 영역에서 수행하는 SC-FDMA 수신기의 구조이다. \mathbf{Y} 는 수신되어 N -point DFT 및 부반송파 디매핑을 거친 주파수 영역의 기준 신호로 식 (13)과 같이 표현되며, \mathbf{X} 를 주파수 영역에서 생성된 기준 신호라 하면, ML(Maximum Likelihood)과 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 기준을 적용한 채널 추정 결과 $\hat{\mathbf{H}}'_{ML}$ 과 $\hat{\mathbf{H}}'_{MMSE}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{H}}'_{ML} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{H}}'_{MMSE} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}'\mathbf{H}'} (\mathbf{R}_{\mathbf{H}'\mathbf{H}'} + \sigma_w^2 / \sigma_x^2)^{-1} \hat{\mathbf{H}}'_{ML} \quad (16)$$

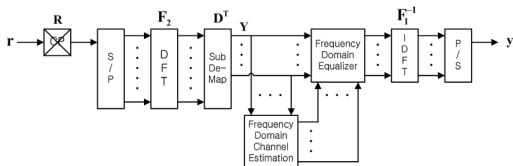


그림 2. SC-FDMA 수신기의 주파수 영역 Coherent Demodulation 과정

위 식에서 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}'\mathbf{H}'}$ 는 크기가 $(M \times M)$ 인 채널의 자기 상관 행렬을 나타내며, σ_x^2 와 σ_w^2 는 각각 송신 기준 신호와 잡음 성분의 파워를 나타낸다. 실제 통신 시스템에서는 성능이 우수한 MMSE 추정기보다 구현이 간단한 ML 추정기를 사용하므로, 본 논문에서는 ML 채널 추정을 수행하여 채널 추정 결과의 오차가 각 등화 알고리즘의 성능에 어떠한 영향을 미치는지 비교 분석한다.

IV. Iterative Block-DFE

Sainte-Agathe와 Benvenuto는 Hybrid-DFE의 단점을 보완하기 위해 FF 필터와 FB 필터를 모두 주파수 영역에서 구현하는 IB-DFE를 제안하고 이를 SCT/FDE 시스템에 적용하였다. 본 논문에서는 이 IB-DFE를 SC-FDMA 시스템에 적용하였으며, 그림 3은 이러한 SC-FDMA 시스템의 수신기 구조를 나타내고 있다. 그림 3에서 Y_k 는 채널을 거쳐 수신된 뒤, CP 제거, N -point DFT 및 부반송파 디매핑을 거친 주파수 영역의 심볼을 나타내고, $G_{FF,k}$ 와 $G_{FB,k}$ 는 각각 주파수 영역에서 구현된 FF 필터와 FB 필터의 계수를 나타내며 등화기 계수는 매 반복 처리 과정마다 갱신된다. 첫 번째 처리 과정에서는 수신 심볼 Y_k 에 FF 필터의 계수를 곱하고 M -point IDFT를 수행하여 \tilde{x}_k 를 생성한 후, 문턱 검출기를 통해 \hat{x}_k 를 얻는다. 두 번째 처리 과정부터는 이전 처리 과정에서 얻은 \hat{x}_k 에 다시 M -point DFT를 적용하고 갱신된 FB 필터의 계수를 곱한 후, FF 필터를 거친 수신 심볼과 더한다. 따라서, l 번째 처리 과정에서 IB-DFE의 출력 $A_k(l)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$A_k(l) = G_{FF,k}(l) Y_k + G_{FB,k}(l) \hat{X}_k(l-1) \quad (17)$$

여기서 $l = 0, 1, \dots, L$, $k = 0, 1, \dots, M-1$ 이고, 각각 반복 처리 횟수와 부반송파의 색인을 나타낸다. 본 논문에서 적용할 IB-DFE들에서는 첫 번째 \hat{x}_k 를 얻기 위

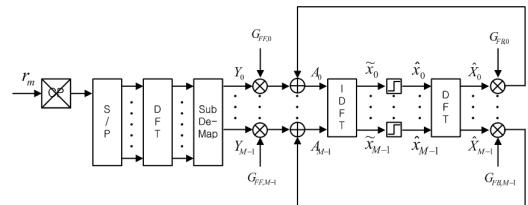


그림 3. IB-DFE를 적용한 SC-FDMA 수신기의 구조

해 공통적으로 MMSE FD-LE를 사용하고, 이 때 $G_{FF,k}$ 와 $G_{FB,k}$ 는 각각 다음과 같다.

$$G_{FF,k}(0) = \frac{H_k'^*}{|H_k'|^2 + \frac{\sigma_{W'}^2}{\sigma_X^2}}, \quad G_{FB,k}(0) = 0 \quad (18)$$

그림 3과 같은 구조를 갖는 IB-DFE들은 공통적으로 Error Propagation의 영향이 한 개의 데이터 블록으로 제한된다는 특징을 가지며, FB 필터를 통한 ISI 제거 능력이 이전 처리 과정에서 얻은 검출 심볼의 정확도에 의해 제한되므로, 일반적인 DFE와 비교해서 ISI 제거 효율이 떨어지게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 각 IB-DFE 알고리즘에서는 수차례 반복 처리를 수행하여 검출 심볼의 정확도를 높인다.

4.1 Zero-Forcing 기반의 IB-DFE

Sainte-Agathe는 이상적인 DFE가 만족시켜야 할 경계 조건을 이용하여 FF 필터와 FB 필터의 계수를 순차적 반복적으로 구하는 알고리즘을 제안하였다^[3]. 즉, 피드백이 없는 초기에는 DFE가 LE로 동작하도록 FF 필터의 계수로 MMSE FD-LE의 계수를 사용하고, ISI가 FB 필터에 의해 완전히 제거되는 최종 단계에서는 검출기에 입력되는 신호의 SNR을 최대로 하기 위하여 FF 필터의 계수로 정합 필터를 사용하며 중간 단계에는 다음의 식 (19)를 따른다. 한편, FB 필터의 계수는 검출 에러가 없다는 가정 아래 이상적인 DFE가 만족시켜야 할 조건인 식 (20)을 사용하여 얻는다.

$$G_{FF,k}(l) = a_l \frac{H_k'^*}{|H_k'|^2 + \frac{\sigma_{W'}^2}{\sigma_X^2}} + (1 - a_l) H_k'^* \quad (19)$$

$$G_{FB,k}(l) = 1 - G_{FF,k}(l) H_k' \quad (20)$$

a_l 은 MMSE FD-LE와 정합 필터에 의해 계산된 FF 필터 계수의 결합 비율을 나타내며 반복 처리 횟수가 증가함에 따라 $a_l = 1 - l/L$ 과 같이 선형적으로 감소한다.

Sainte-Agathe는 자신이 제안했던 정합 필터 기반의 IB-DFE가 낮은 SNR 상황에서 MMSE FD-LE에 비해 성능이 열악하다는 단점을 보완하기 위해 개선된 IB-DFE 알고리즘을 제안하였다^[4]. 개선된 IB-DFE에서 FF 필터는 검출기로 입력되는 신호에 섞인 잡음과 검출 에러의 파워를 최소화 하도록 설계하고, FB

필터의 계수는 정합 필터 기반의 IB-DFE에서와 동일한 조건을 만족하도록 설계한다. 본 논문에서는 이 IB-DFE를 ZF-DFE라고 명명하겠다. 즉, ZF-DFE의 FF 필터와 FB 필터의 계수는 각각 다음의 식 (21)과 식 (22)로부터 얻는다.

$$G_{FF,k}(l) = \frac{H_k'^*}{|H_k'|^2 + \frac{\sigma_{W'}^2}{\sigma_e^2}} \quad (21)$$

$$G_{FB,k}(l) = 1 - G_{FF,k}(l) H_k' \quad (22)$$

식 (21)에서 σ_e^2 는 등화된 심볼의 검출 에러, 즉, $E_k(l) = X_k(l) - \hat{X}_k(l-1)$ 의 파워를 나타낸다.

4.2 Minimum Mean Squared Error 기반의 IB-DFE

Benvenuto는 수신 심볼에 포함된 ISI의 영향을 제거하고 필터링 된 잡음 성분의 MSE를 최소화하기 위해 주파수 영역의 FB 필터를 사용하는 IB-DFE를 제안하였다^[5]. 이 IB-DFE는 매 반복 처리 과정마다 이전 처리 과정에서 얻은 검출 심볼과 송신 심볼 사이의 상관 계수를 계산하고, 이를 사용하여 FF 필터와 FB 필터의 계수를 갱신한다.

$$G_{FF,k}(l) = \frac{H_k'^*}{\sigma_{W'}^2 + \sigma_X^2 \left(1 - \frac{|r_{X_k, \hat{X}_k}(l-1)|^2}{\sigma_{\hat{X}_k}(l-1) \sigma_{X_k}^2} \right) |H_k'|^2} \quad (23)$$

$$G_{FB,k}(l) = - \frac{r_{X_k, \hat{X}_k}(l-1)}{\sigma_{\hat{X}_k}(l-1)} [H_k' G_{FF,k}(l) - \gamma(l)]$$

$$\gamma(l) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k' G_{FF,k}(l) \quad (24)$$

위의 식 (23)과 식 (24)에서 $\sigma_{\hat{X}_k}(l)$ 는 l 번째 과정에서 얻은 검출 심볼의 파워를 나타내고, $r_{X_k, \hat{X}_k}(l-1)$ 는 송신 심볼과 이전 처리 과정에서 얻은 검출 심볼의 사이의 상관 계수로 다음과 같이 계산된다.

$$r_{X_k, \hat{X}_k}(l-1) = E[X_k \hat{X}_k^*(l-1)] \quad (25)$$

이렇게 구현된 MMSE-DFE는 데이터 심볼에 대한 정보를 사용할 수 없는 첫 번째 처리 과정에서는, $r_{X_k, \hat{X}_k}(l-1) = 0$ 이 되어 FB 필터가 동작하지 않고, FF 필터가 MMSE FD-LE와 같이 동작한다는 것을 알 수

있다. 반대로 데이터 심볼에 대한 정보를 알고 있는 경우에는 $r_{X_k, \hat{X}_k(l-1)} = \sigma_{X_k}^2$, $\sigma_{\hat{X}_k(l-1)}^2 = \sigma_{X_k}^2$ 이 되어 FF 필터가 정합 필터와 같이 동작하고, FB 필터에서 모든 ISI를 제거하게 된다.

V. 실험 및 검증

실험에 사용되는 SC-FDMA 시스템 파라미터는 3GPP-LTE 기술서에 명시된 상향링크 시스템 파라미터를 따르며, 이는 다음의 표 1과 같다. 전송 대역폭이 10MHz인 3GPP-LTE 상향링크 시스템은 총 1024개의 부반송파를 사용하고, 양 끝의 424개의 부반송파는 데이터 전송에 사용하지 않는 Null 부반송파가 된다. 데이터 전송에 사용되는 나머지 600개의 부반송파는 각 사용자에게 할당된 대역에 따라 나누어지며 실험에는 사용자에게 120개의 부반송파가 할당되었다고 가정하였다. 또한, 채널 환경은 무선 이동 통신 환경인 표 2의 ITU-R 3G Vehicular - A 채널^[9]을 가정하였으며, 모든 실험은 Error Propagation을 고려하였다.

표 1. SC-FDMA 시스템 파라미터

Parameters	Value
반송파 주파수	800 MHz
전송 대역폭	10 MHz
샘플링 주파수	15.35 MHz
모듈레이션 방식	16-QAM
전체 부반송파의 수(N)	1024
데이터 부반송파의 수	600
Null 부반송파의 수	424
Transform Precoding 크기(M)	120
부반송파 대역폭	15 kHz
CP 형태	정규 CP

표 2. ITU-R 3G Vehicular - A 채널

Relative Delay[ns]	Relative Mean Power[dB]
0	0
310	-1.0
710	-9.0
1090	-10.0
1730	-15.0
2510	-20.0

5.1 채널 추정 오차의 영향

그림 4는 반복 처리를 1회 수행한 MMSE-DFE, ZF-DFE와 MMSE FD-LE를 적용한 SC-FDMA 시스템의 BER 성능을 비교한 것으로, 실선과 점선은 각각 채널 추정이 완벽한 경우와 기준 신호를 사용하여 ML 채널 추정을 수행하였을 때의 성능을 나타낸 것이다. 채널 추정 오차에 의해 두 IB-DFE의 성능에는 BER 10⁻⁴을 기준으로 약 1.5dB의 손실이 발생하는 반면에 MMSE FD-LE의 성능에는 약 2.5dB의 손실이 발생하여 두 IB-DFE가 MMSE FD-LE보다 채널 추정 오차에 강건함을 확인할 수 있다.

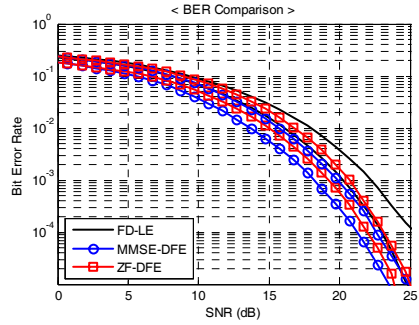
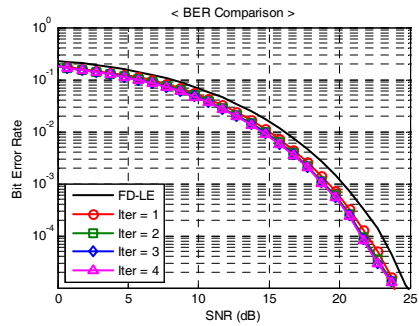


그림 4. 채널 추정 오차에 의한 성능 차이

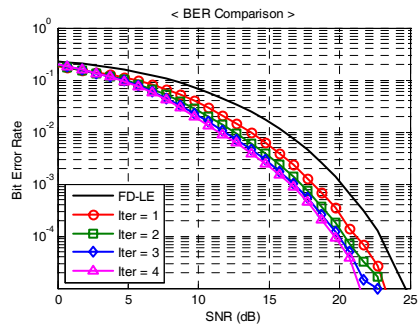
그림 5의 (a)와 (b)는 각각 ZF-DFE, MMSE-DFE를 적용한 SC-FDMA 시스템과 MMSE FD-LE를 적용한 SC-FDMA 시스템의 BER 성능을 비교한 것으로, 실선과 점선은 각각 채널 추정이 완벽한 경우와 기준 신호를 사용하여 ML 채널 추정을 수행하였을 때의 성능을 나타낸 것이다. 채널 추정 오차에 의해 두 IB-DFE의 성능에는 BER 10⁻⁴을 기준으로 약 1.5dB의 손실이 발생하는 반면에 MMSE FD-LE의 성능에는 약 2.5dB의 손실이 발생하여 두 IB-DFE가 MMSE FD-LE보다 채널 추정 오차에 강건함을 확인할 수 있다.

5.2 반복 처리 횟수 증가에 의한 성능 변화

그림 5의 (a)와 (b)는 각각 ZF-DFE, MMSE-DFE를 적용한 SC-FDMA 시스템과 MMSE FD-LE를 적용한 SC-FDMA 시스템의 BER 성능을 비교한 것으로, 실선과 점선은 각각 채널 추정이 완벽한 경우와 기준 신호를 사용하여 ML 채널 추정을 수행하였을 때의 성능을 나타낸 것이다. 채널 추정 오차에 의해 두 IB-DFE의 성능에는 BER 10⁻⁴을 기준으로 약 1.5dB의 손실이 발생하는 반면에 MMSE FD-LE의 성능에는 약 2.5dB의 손실이 발생하여 두 IB-DFE가 MMSE FD-LE보다 채널 추정 오차에 강건함을 확인할 수 있다.



(a) ZF-DFE



(b) MMSE-DFE

그림 5. 반복 처리 횟수 증가에 의한 성능 변화

용한 시스템의 BER 성능을 나타낸 것으로, IB-DFE의 경우 반복 처리 횟수를 1~4회까지 증가시키며 그에 따른 성능 변화도 함께 살펴보았다.

1회 반복 처리를 수행한 ZF-DFE의 성능은 MMSE FD-LE를 적용한 경우보다 BER 10^{-4} 을 기준으로 약 1.5dB의 이득을 갖고, MMSE-DFE의 경우 약 2dB의 이득을 갖는다는 것을 확인할 수 있다. 또한, 반복 처리 횟수 증가에 따른 BER 성능을 살펴보면, 두 IB-DFE 모두 추가적인 이득을 얻을 수 있기는 하지만 ZF-DFE의 경우 그 이득이 아주 미세하고, MMSE-DFE의 경우 ZF-DFE보다 큰 이득을 얻을 수 있지만 6회 이상의 반복 처리 이후에는 그 이득이 거의 증가하지 않으며, 최대 6dB의 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 즉, MMSE-DFE의 성능이 ZF-DFE보다 우수하고 반복 처리 횟수 증가에 대해 추가적인 이득도 더 많음을 확인할 수 있다.

5.3 도플러 시프트에 의한 성능 변화

그림 6은 ITU-R 3G Vehicular - A 채널의 각 탭이 20~50Hz의 도플러 시프트를 갖는 Rayleigh 분포의 복소수일 때, 각 등화 알고리즘을 적용한 SC-FDMA 시스템의 BER 성능을 나타낸 것이다. 이러한 도플러 시프트의 양은 국내 주요 통신사가 할당받을 것으로

예상되는 700~900MHz 대역에서 차량을 통한 이동 속도가 30~70km/h인 이동 환경을 고려한 것이다. 도플러 시프트에 대한 비교 실험을 통해 두 IB-DFE가 이동 환경에서 MMSE FD-LE보다 우수한 성능을 갖고, MMSE-DFE가 채널 변화에 가장 강건하다는 것을 확인할 수 있다. 또한, 두 IB-DFE만으로는 MMSE FD-LE와 마찬가지로 40Hz 이상의 도플러 시프트의 영향을 보상하기 어렵다는 것을 확인할 수 있다. 이러한 한계점은 채널 부호화, 인터리빙 등의 비트 단위 처리나 적절한 적응 신호 처리 알고리즘을 적용하여 극복할 수 있다.

5.4 IB-DFE의 복잡도 비교

($M \times 1$) 크기의 심볼 블록을 출력하기 위해, 두 IB-DFE는 첫 번째 처리 과정부터 M -point IDFT와 DFT를 한 번씩 수행하며, 마지막 처리 과정에서는 시간 영역의 데이터 심볼이 출력되므로 DFT를 수행하지 않는다. 그리고 식 (17)의 $A_k(l)$ 을 계산하는 과정 중 첫 번째 처리 과정에서는 FB 필터가 동작하지 않으므로 M 회의 복소수 곱셈을 수행하고, 그 이후부터는 FB 필터가 활성화되므로, $2M$ 회의 복소수 곱셈을 수행한다. 이외에 ZF-DFE의 검출 심볼의 에러 성분 과외 계산과 MMSE-DFE의 상관 계수 및 출력 심볼

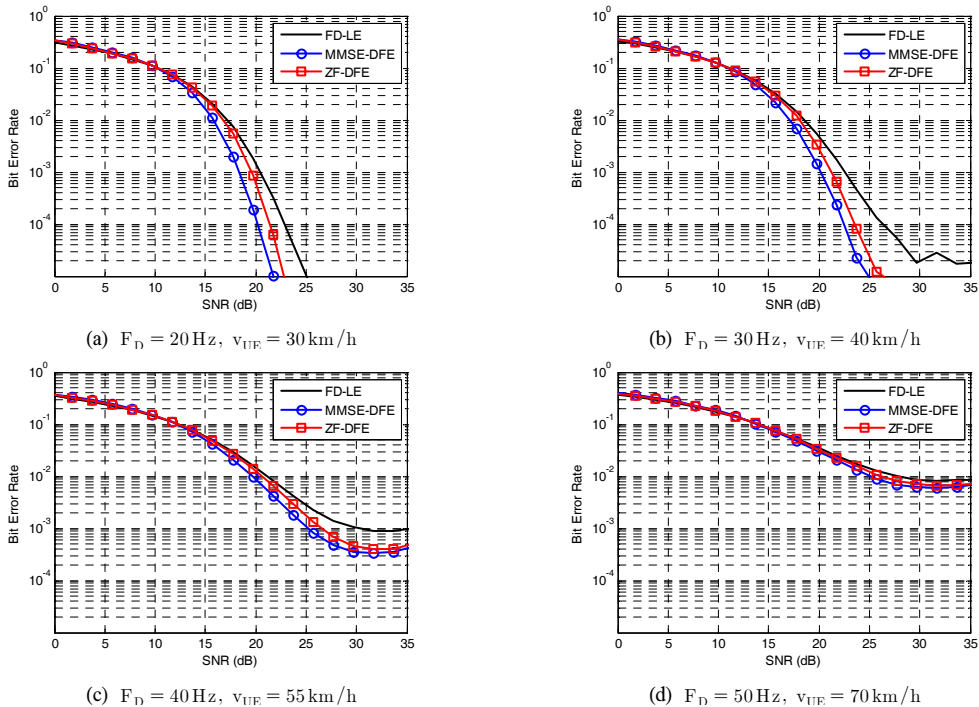


그림 6. 도플러 시프트에 의한 성능 변화

의 평균 파워 계산 등을 모두 고려하면 한 심볼 블록을 출력하기 위한 총 복소수 곱셈 횟수는 다음의 표 3과 같이 표현할 수 있다. 여기서 $(M/2)\log_2 M$ 은 M -point (ID)FT를 수행하기 위해 필요한 복소수 곱셈 횟수를 나타내고, L 과 Q 는 각각 총 반복 처리 횟수와 사용자 수를 나타낸다.

표 3을 통해 두 IB-DFE의 계산량을 분석한 결과 ZF-DFE는 MMSE-DFE에 비해 사용자 수, 반복 처리 횟수, DFT 크기에 따라 약 15~20% 정도 계산량 상의 이득을 가지며, 사용자 수에 상관없이 DFT 크기가 작을수록 그 이득이 커진다는 것을 확인할 수 있다.

표 3. IB-DFE 알고리즘의 계산량 비교

IB-DFE	총 복소수 곱셈 횟수
ZF-DFE	$Q \left[\frac{M(2L-1)}{2} \log_2 M + (5L-1)M \right]$
MMSE-DFE	$Q \left[\frac{M(2L-1)}{2} \log_2 M + (7L-2)M + L - 1 \right]$

VI. 결 론

차세대 이동 통신 기술로 각광받는 3GPP-LTE 상향링크 시스템의 수신단인 기지국은 송신단인 사용자 모바일 터미널에 비해 상대적으로 시스템 구현의 복잡도에 제약을 덜 받는다. 그리고 채널 부호화 방식으로 터보 알고리즘을 채택하였으므로, 구현이 간단하지만 잡음 증폭 문제에 의해 성능 열화가 발생하는 FD-LE를 적용하는 것보다는 터보 알고리즘의 반복 처리 과정을 활용할 수 있고, 그에 따른 성능 향상을 기대할 수 있는 IB-DFE 알고리즘을 적용하는 것이 더 나은 선택일 것이다. 본 논문에서는 3GPP-LTE 상향링크 시스템에 여러 종류의 IB-DFE를 적용하여 시스템의 BER 성능을 비교하였고, 3GPP-LTE 상향링크에서 채택한 기준 신호를 사용한 채널 추정 오차에 따른 성능 변화, 도플러 시프트에 따른 IB-DFE의 성능 변화 및 두 IB-DFE의 복잡도에 대해 비교 분석하였다.

계산상의 복잡도를 분석하고 여러 실험을 통해 채널 환경 및 사용자의 이동성에 따른 성능을 고려한 결과, 열악한 채널 환경에서 다수의 사용자를 수용해야만 하는 그룹 통신 서비스나 실시간 인터넷 게임 같은 실시간 쌍방향 어플리케이션, 이동 환경에서 고속의 데이터 처리를 요하는 고품질의 음성 및 영상 통화 서비스의 경우에는 ZF-DFE를 선택하고, 반복 처리를

1회만 수행하여 성능 및 계산량의 이득을 동시에 얻는 방법이 권장된다. 그리고 채널 상태와 처리 속도에 상관없이 데이터의 정확도가 요구되는 파일 전송, 웹 브라우징, 채팅 등의 비 실시간 쌍방향 어플리케이션에는 MMSE-DFE를 선택하고, 요구되는 서비스 품질에 따라 반복 처리 횟수를 늘려 수행하는 것이 권장된다. 또한, 두 IB-DFE 알고리즘의 구조가 동일하므로 기본적으로 MMSE-DFE로 동작하게 하고 열악한 채널 환경에서 다수의 사용자를 수용하면서 고속의 데이터 처리를 요하는 서비스에 대해서는 ZF-DFE로 동작하도록, 등화기를 이중 모드로 구현할 수도 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Benvenuto, N.; Tomasin, S., "On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter", *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 6, pp. 947-955, Jun. 2002
- [2] Falconer, D. D.; Ariyavisitakul, S. L., "Broadband wireless using single carrier and frequency domain equalization", *Wireless Personal Multimedia Communications, 2002. The 5th International Symposium on*, vol. 1, no., pp. 27-36, Oct. 2002
- [3] Sainte-Agathe, F.; Sari, H., "Single-Carrier Transmission with Iterative Frequency Domain Decision-Feedback Equalization", *Proceedings EUSIPCO 2005*, Sept. 2005, Antalya Turkey.
- [4] Sainte-Agathe, F.; Sari, H., "Iterative Frequency-Domain Decision-Feedback Equalization", *Wireless Communication Systems, 2006. ISWCS'06 3rd International Symposium on*, vol., no., pp. 1-5, 6-8, Sept. 2006
- [5] Benvenuto, N.; Tomasin, S., "Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain", *Communications, IEEE Transactions on*, vol.53, no.11, pp.1867-1875, Nov. 2005
- [6] Huang, G.; Nix, A.; Armour, S., "Decision feedback equalization in SC-FDMA", *Personal Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on*, vol., no., pp. 1-5, 15-18, Sept.

- 2008
- [7] 3GPP, “Physical Channels and Modulation”, TR 36.211 V8.5.0, Dec. 2008
 - [8] Chu, D., “Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.),” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, Jul. 1972
 - [9] 3GPP, “Physical Layer Aspects for for Evolved UTRA”, TR 25.814 V7.1.0, Sept. 2006
 - [10] van de Beek, J.-J.; Edfors, O.; Sandell, M.; Wilson, S.K.; Borjesson, P.O., “On channel estimation in OFDM systems,” *Vehicular Technology Conference, 1995. IEEE 45th*, vol. 2, no., pp. 815-819 vol. 2, 25-28 Jul. 1995
 - [11] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing : Principles, Algorithms and Applications*. 4th Ed, Pearson Prentice Hall, 2007.
 - [12] 이현호, 최성호, “3G LTE 및 IMT-Advanced 서비스”, *표준기술동향, TTA 저널* No. 104, 2006

조 재 덕 (Jae-Deok Cho)

준회원



2007년 2월 고려대학교 전자및
정보공학과 졸업
2009년 8월 고려대학교 전자및
정보공학과 석사
<관심분야> 이동 통신 공학,
3GPP-LTE, OFDM, 채널 추
정 및 등화 알고리즘

안 상 식 (Sang-Sik Ahn)

중신회원



1983년 2월 고려대학교 전자공
학과 졸업
1983년 2월 고려대학교 전기공
학과 석사
1987년 금성 중앙연구소 주임
연구원
1993년 폴리테크닉 대학교 전
기공학과 박사

1995년 LG 중앙연구소 책임연구원

1995년~현재 고려대학교 전자및정보공학과 교수

<관심분야> 적응신호처리, 통신신호처리, 음성신호
처리 알고리즘의 개발 및 구현