

# SC-FDMA 수신기를 위한 잡음 백색화 판정궤환 등화기

이수경<sup>a)</sup>, 박용현<sup>a)</sup>, 서보석<sup>b)‡</sup>

## Noise Whitening Decision Feedback Equalizer for SC-FDMA Receivers

Su-Kyoung Lee<sup>a)</sup>, Yong-Hyun Park<sup>a)</sup>, and Bo-Seok Seo<sup>a)‡</sup>

### 요 약

이 논문에서는 SC-FDMA 수신기를 위한 잡음 백색화 판정궤환 등화기를 제안하였다. SC-FDMA 방식은 다중경로의 영향을 제거할 수 있는 OFDMA 방식의 장점을 유지하면서 OFDMA의 단점인 높은 PAPR 문제를 해결할 수 있는 장점을 가지고 있다. 또 SC-FDMA 방식은 기본적으로 단일 반송파 전송방식이지만, 주파수 영역에서 채널 등화기를 구현함으로써 OFDMA 수신기와 마찬가지로 등화기의 복잡도를 크게 감소시킬 수 있다. 뿐만 아니라 시간 영역 신호가 디지털 변조된 복소신호이므로 시간 영역에서 추가적으로 비선형 등화인 판정궤환 등화를 함으로써 주파수 영역의 선형 등화에 의해 잔류해 있는 심볼간 간섭을 더 제거할 수 있다. 한편 지금까지 제시된 SC-FDMA용 판정궤환 등화기는 판정기에 입력되는 신호에 포함된 잡음이 백색화되어 있지 않기 때문에 최적판정을 수행하고 있지 않다. 이 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 선형 잡음 백색화 필터를 판정기 앞에 연결하여 판정궤환 등화기의 성능을 더 향상시킬 수 있는 방법을 제시한다. 또 컴퓨터 모의실험을 통해 기존의 등화기와 제안된 등화기의 비트 오류 성능을 비교한다.

### Abstract

In this paper, we propose a noise whitening decision feedback equalizer for single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) receivers. SC-FDMA has the same advantage as that of orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) in which the multipath effect can be removed easily, and also solves the problem of high peak to average power ratio (PAPR) which is the main drawback of OFDMA. Although SC-FDMA is a single carrier transmission scheme, a simple frequency domain linear equalizer (FD-LE) can be implemented as in OFDMA, which can dramatically reduce the equalizer complexity. Moreover, some residual intersymbol interference in the output of the FD-LE can be further removed by an additional nonlinear decision feedback equalizer (DFE) in time domain, because the time domain signal is a digitally modulated symbol. In the conventional DFE, however, the noise is not white at the input of the decision device and correspondingly the decision is not optimum. In this paper, we propose an improved DFE scheme for SC-FDMA systems where a linear noise whitening filter is inserted before the decision device of the conventional DFE scheme. Through computer simulations, we compare the bit error rate performance of the proposed DFE scheme with the conventional equalizers.

Keyword : SC-FDMA, FD-LE, DFE

a) 충북대학교 전자공학과

Department of Electronics Engineering, Chungbuk National University

b) 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소

‡ 교신저자 : 서보석 (boseok@cbnu.ac.kr)

※ 이 논문은 2010년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

· 접수일(2011년5월16일), 수정일(1차:2011년7월19일, 2차:10월7일), 게재확정일(2011년10월10일)

## 1. 서론

SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 방식은 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식이 가지는 가장 큰 단점 중의 하나인 PAPR(peak to average power ratio) 문제를 해결할 수 있기 때문에 이동통신 시스템의 상향링크 전송 방식으로 적합한 특징을 가지고 있다. 따라서 최근 많은 연구가 집중적으로 이루어지고 있으며 4세대 이동통신 시스템이라고 하는 LTE-advanced(long term evolution-advanced) 시스템의 상향링크 표준 전송방식으로 채택되었다<sup>[1]</sup>.

SC-FDMA 시스템은 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access) 시스템과 비교할 때 송신기와 수신기에 각각 DFT(discrete Fourier transform)와 IDFT(inverse DFT) 블록이 추가된 점만 다르다<sup>[2]</sup>. 따라서 SC-FDMA는 DFT에 의해 전처리한 OFDMA로 볼 수 있으므로 DFT-spreaded OFDMA라고 부르기도 한다. 또 SC-FDMA는 OFDMA가 가지는 주요 특성인 심볼간 간섭(intersymbol interference)을 쉽게 제거할 수 있고 채널등화기가 간단하다는 장점을 가지고 있다<sup>[2-6]</sup>.

한편 SC-FDMA는 그 이름에서도 나타나듯이 기본적으로 단일반송파 변조(single carrier modulation)의 일종이므로 단일반송파 변조방식이 가지는 특징도 가지고 있다. 즉 단일반송파 변조방식과 마찬가지로 주파수 선택성이 강한 채널에서 심볼간 간섭이 통신시스템의 성능저하를 초래하게 된다. OFDMA와 마찬가지로 SC-FDMA 수신기는 채널등화를 위해 비교적 간단한 주파수 영역 선형 등화기(frequency domain linear equalizer, FD-LE)를 사용할 수 있다<sup>[2]</sup>. FD-LE는 시간 영역 중첩연산(convolution)을 주파수 영역에서 1탭 필터를 이용하여 곱연산으로 구현한 것으로, 일반적으로 ZF(zero forcing) 기준으로 계수를 결정한다. 이 경우 선형 등화기에 의해 심볼간 간섭을 완전히 제거할 수 있지만 채널의 이득이 0에 가까운 주파수대 부근에서는 잡음증폭(noise enhancement) 현상이 발생한다. 또 MMSE(minimum mean square error) 기준 FD-LE를 사용하는 경우에도 잡음증폭 현상은 감소하지만 등화기 출력에 잔류 심볼간 간섭이 남게 된다. 따라서 채널등화를 위해 FD-LE는 비교적 간단

하게 구현할 수 있지만 SC-FDMA 시스템과 같은 단일 반송파 전송시스템에서는 최적방법이 되지 못한다<sup>[8][9]</sup>.

단일 반송파 전송시스템에서 MLSE(maximum likelihood sequence estimation)를 적용한 채널등화기는 최적의 성능을 제공하지만 채널의 지연확산이 커질수록 복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다. 비교적 간단한 판정회환 등화기(decision feedback equalizer, DFE)는 최적의 등화기는 아니지만 일반적으로 선형 등화기보다 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다<sup>[3][10]</sup>.

SC-FDMA 수신기용 판정회환 등화기는 주파수 영역과 시간 영역에서 모두 구현 가능하다. 시간 영역 DFE는 선형 등화기보다 더 우수하지만 구조가 복잡한 단점이 있다. 이와 같은 이유로 [11]에서는 단일반송파 변조 시스템의 등화를 위해 주파수 영역에서는 간단한 선형 등화기를 사용하고 추가로 시간 영역에서 케환필터를 사용하는 주파수 영역 판정회환 등화기를 제안하였다.

한편 판정회환 등화기가 최적이 되려면 판정기의 입력에서 잡음 성분이 백색 스펙트럼을 나타내야 한다<sup>[12][13]</sup>. 그러나 기존에 제시된 SC-FDMA 수신기용 판정회환 등화기는 선형 등화기와 순방향 필터(feedforward filter, FFF)를 구분하지 않으므로써 잡음이 백색화 되지 않는 문제가 있다. 즉 판정기의 입력에서 잡음의 상관성이 존재하여 최적이지 않은 판정을 수행하게 된다.

이 논문에서는 SC-FDMA 수신기의 FD-LE와 기존의 판정회환 등화기 사이에 잡음 백색화 필터(noise whitening filter)를 삽입함으로써 판정기의 입력에서 잡음이 백색화되는 등화기를 제안하고자 한다. 잡음 백색화 필터는 판정회환 등화기의 케환필터와 동일한 계수를 가진 횡단선(transversal) 등화기로 구현된다. 이와 같은 구조는 저자가 [14]에서 제시한 바 있으며 이 논문에서는 SC-FDMA의 사용자 부반송파 할당 방법과 무관하게 적용할 수 있도록 이를 확장하여 적용하였다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 SC-FDMA의 시스템 모델을 제시하고 기존의 판정회환 등화기에 대해 설명한다. III장에서는 제안한 판정회환 등화기의 구조 및 동작 알고리즘을 설명한 뒤, IV장에서 제안한 방법과 기존 방법에 의한 판정회환 등화기의 모의실험 결과를 제시한다.

끝으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

### 1. SC-FDMA 시스템

주파수 영역 채널등화를 하는 일반적인 등가 기저대역 SC-FDMA 전송 시스템의 구조는 그림 1과 같다.

먼저 송신 데이터 심볼을  $M$ 점 DFT를 통하여 주파수 영역으로 변환한다.

$$X_k^{(u)} = \sum_{m=0}^{M-1} x_m^{(u)} \exp\left\{-j\frac{2\pi mk}{M}\right\}, \quad k=0, \dots, M-1 \quad (1)$$

여기서  $x_m^{(u)}$ 는  $u$ 번째 사용자의  $m$ 번째 시간 영역 심볼을

나타내고,  $X_k^{(u)}$ 는  $u$ 번째 사용자의  $k$ 번째 부반송파 신호를 나타낸다. 이 논문에서는 1개의 SC-FDMA 블록만을 고려하기로 한다.

주파수 영역의 각 부반송파 신호는 그림 2와 같이 집중(localized) 또는 분산(distributed) 다중화 방식을 적용하여 IDFT를 위한 부반송파에 대응시킨다. 이 논문에서는 주파수 오프셋과 타이밍 오프셋을 고려하지 않으므로 채널간 간섭은 발생하지 않으며, 이 경우 제안한 등화기는 집중형 및 분산형과 무관하게 적용할 수 있다. 따라서 이 논문에서는 집중형 다중화이고, 부반송파는 사용자 1부터 순서적으로 대응된다고 가정한다. 즉 사용자 1은 부반송파 지수 집합  $S_1 = \{0, 1, \dots, M-1\}$ 에 차례로 대응되고, 사용자 2는  $S_2 = \{M, M+1, \dots, 2M-1\}$ 에 대응되는 등 나머지 사용자도 같은 방법으로 할당된다고 가정한다. 대응된 부반송파 신호를  $N$ 점 IDFT를 통하여 시간 영역으로 다시 변환시키

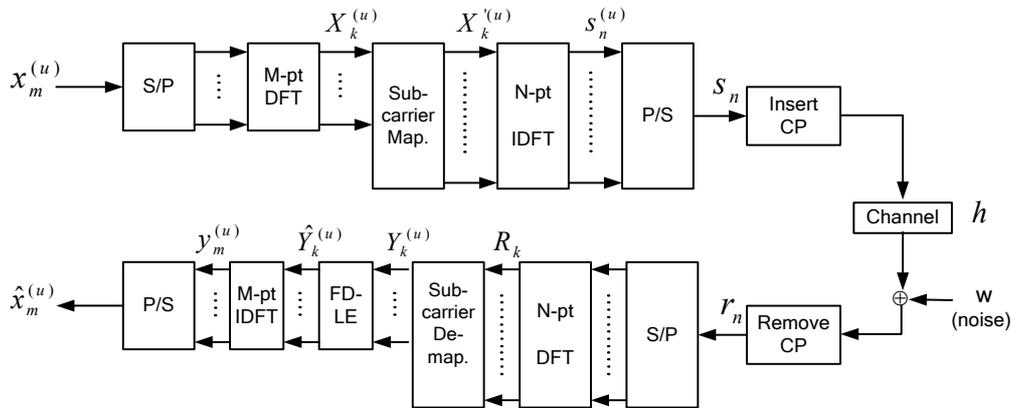


그림 1. SC-FDMA 송수신 시스템의 구조  
Fig. 1. Block diagram of a SC-FDMA system

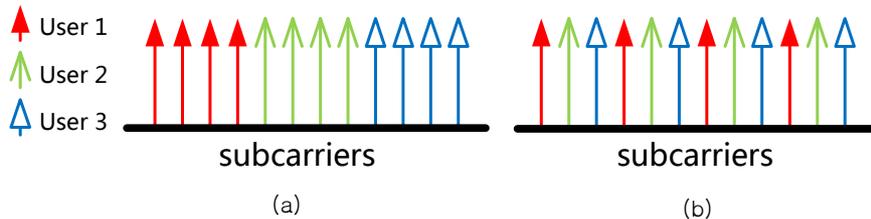


그림 2. 부반송파 할당 방식의 예 (사용자 3, 부반송파 12, 각 사용자 당 반송파수 4). (a) 집중 다중화, (b) 분산 다중화  
Fig. 2. Examples of two subcarrier allocation schemes (with 3 users and 12 subcarriers, and 4 subcarriers are allocated per user).  
(a) Localized multiplexing, and (b) distributed multiplexing

고, 보호구간(guard interval)을 삽입한 후 채널을 통해 전송한다<sup>[2]</sup>. 보호구간은 다중경로 지연에 의한 블록간 간섭(interblock interference)을 막기 위한 것으로 채널의 최대 지연시간보다 긴 구간을 순회적으로 삽입한다. 보호구간을 제외한 전송신호  $s_n^{(u)}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_n^{(u)} = \frac{1}{N} \sum_{l \in S_u} X_l^{(u)} \exp\left\{j \frac{2\pi nl}{N}\right\}, \quad n=0, \dots, N-1 \quad (2)$$

여기서  $S_u$ 는 집중형 또는 분산형 다중화 방식에 따라  $u$  번째 사용자에게 할당된 부반송파의 집합을 의미하며,  $X_l^{(u)}$ 는  $l$  번째 부반송파에 할당된 신호를 의미한다.

수신기에서는  $U$  명의 사용자 신호를 동시에 수신하므로 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_n = \frac{1}{N} \sum_{u=1}^U \sum_{l \in S_u} X_l^{(u)} H_l^{(u)} \exp\left\{j \frac{2\pi nl}{N}\right\} + w_n \quad (3)$$

여기서  $H_l^{(u)}$ 는  $u$  번째 사용자의  $l$  번째 부채널에 대한 채널응답을 나타내고,  $w_n$ 은 백색 가우스 잡음을 의미한다. 수신기에서는 송신기의 역의 과정으로 수행한다. 먼저 수신 신호에서 보호구간을 제거한 후,  $N$  점 DFT를 통해 주파수 영역 신호로 변환한다.

$$R_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_n \exp\left\{-j \frac{2\pi nk}{N}\right\} \quad (4)$$

그 다음 송신기에서의 다중 사용자 할당 방법에 따라 각

사용자의 부반송파 성분을 추출하면, 사용자 1의 신호는 다음과 같이 된다.

$$Y_k^{(1)} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} X_l^{(1)} H_l^{(1)} \exp\left\{j \frac{2\pi nl}{N}\right\} \exp\left\{-j \frac{2\pi nk}{N}\right\} + W_k, \quad k=0, \dots, M-1 \quad (5)$$

이 신호를 주파수 영역에서 선형 등화를 하고, 최종적으로 선형 등화기 출력을  $M$  점 IDFT하여 각 사용자 신호를 복조하게 된다.

$$y_m^{(1)} = \sum_{k=0}^{M-1} \hat{Y}_k^{(1)} \exp\left\{j \frac{2\pi mk}{M}\right\} \quad (6)$$

여기서  $\hat{Y}_k^{(1)}$ 은 사용자 1의 주파수 영역 등화기 출력을 나타낸다. 등화성능을 향상시키기 위해 시간 영역 판정회환 등화기를 추가로 사용할 수 있다.

## 2. 기존의 SC-FDMA 수신기용 DFE

그림 1의 주파수 영역 선형 등화기(FD-LE)를 포함한 기존 SC-FDMA 수신기용 판정회환 등화기의 구조는 그림 3과 같다.

판정회환 등화기는 주파수 영역에서 구현된 선형 등화기와 케환필터(feedback filter, FBF) 및 판정기로 구성된다. 판정회환 등화기의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다. 이하에서는 가정한 사용자 1의 신호만을 다루므로, 위첨자

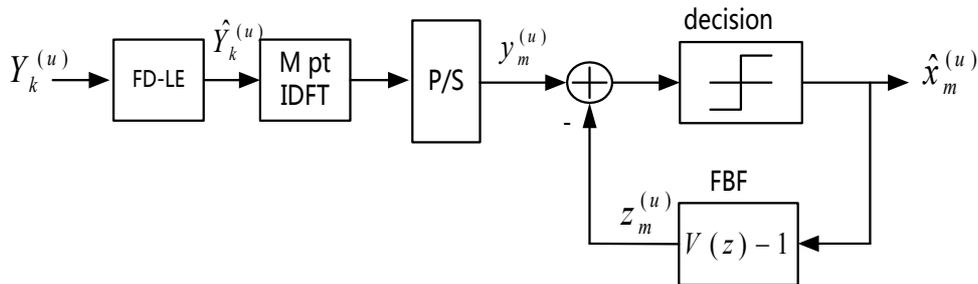


그림 3. 기존의 SC-FDMA용 주파수 영역 선형 등화기 및 판정회환 등화기의 구조  
Fig. 3. The structure of the conventional frequency domain linear equalizer and a decision feedback equalizer

(u)는 생략하기로 한다.

$$\hat{x}_m = Dec[y_m - z_m] \tag{7}$$

여기서  $Dec[\cdot]$ 는 심볼 판정 함수를 나타내며,  $z_m$ 은 케환필터의 출력으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_m = \sum_{p=1}^L v_p \hat{x}_{m-p} \tag{8}$$

여기서  $L$ 은 케환필터의 차수로 일반적으로 보호구간의 길이와 같게 놓는다. 순방향 필터(이 경우는 FD-LE)는 판정되기 이전 신호로부터 현재 심볼에 유입된 심볼간 간섭을 제거하고, 케환필터는 이전의 판정된 심볼로부터 현재 심볼에 유입된 심볼간 간섭을 제거하기 위해 사용된다<sup>[10][12]</sup>. 따라서 현재 심볼을 정확하게 판정하였다고 가정하면 (8)식에 의해서 사후발생(postcursor) 심볼간 간섭을 재생하여 순방향 필터 역할을 하는 FD-LE의 출력에 포함된 잔류 심볼간 간섭을 효과적으로 제거할 수 있다. 이와 같은 구조의 판정케환 등화기는 순방향 필터 부분은 주파수 영역에서, 케환필터 부분은 시간 영역에서 구현한 판정케환 등화기로 성능은 시간 영역에서 구현한 판정케환 등화기와 같고 복잡도는 DFT를 사용하여 감소시킨 방법이다<sup>[8][11]</sup>.

그림 3에서 케환필터의 출력은 신호성분에 의한 사후발

생 심볼간 간섭만을 포함하므로 판정기 입력에서의 잡음은 주파수 영역 필터 출력에서의 잡음과 동일하다. 한편 채널에서 유입된 백색 잡음(white noise)은 FD-LE를 거치면서 유색 잡음(colored noise)으로 바뀌게 된다. 즉 판정기 입력에서의 잡음은 유색 잡음이 되어 상호간에 상관성이 존재하는 중복성(redundancy)을 포함하게 된다. 따라서 기존 방식의 판정케환 등화기는 최적이지 않은 성능을 나타내게 된다.

### III. 제안한 SC-FDMA용 판정케환 등화기의 구조

기존의 SC-FDMA 수신기에서 사용한 판정케환 등화기는 FD-LE가 순방향 필터의 역할을 하므로, 앞에서 살펴본 바와 같이 선형 등화기를 통과하면서 신호는 등화되지만 잡음은 유색으로 바뀌게 된다. 따라서 신호성분은 그대로 두고 잡음만을 백색화시켜 주는 필터를 추가함으로써 판정기의 동작이 최적이 되도록 할 수 있다.

그림 4는 제안한 판정케환 등화기의 구조를 나타낸다. 여기서 케환필터의 z변환을  $V(z) - 1$ 이라 할 때, 추가한 시간 영역 순방향 필터의 z변환은  $V(z)$ 가 된다. 즉

$$V(z) = \sum_{m=0}^L v_m z^{-m} \tag{9}$$

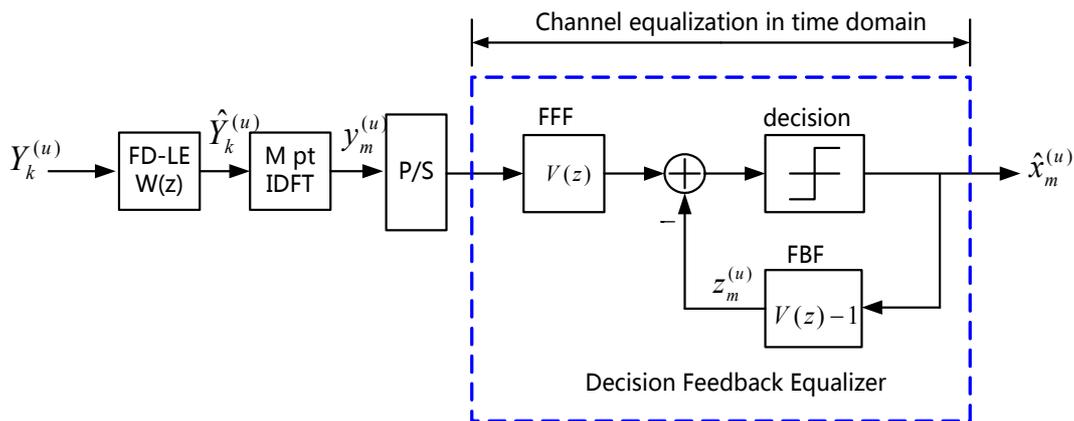


그림 4. 제안한 SC-FDMA 수신기용 판정케환 등화기의 구조  
 Fig. 4. The structure of the proposed DFE for SC-FDMA receivers

이 때 전체 등화기가 최적이 되기 위해서는 그림 4에서 점선으로 나타낸 판정회환 등화기와 주파수 영역 등화기가 별개로 분리되어 각각이 최적화되면 된다<sup>[12]</sup>. 그림 4에서 주파수 영역 필터  $W(z)$ 는 ZF 또는 MMSE 기준의 최적 등화기를 의미한다. SC-FDMA의 경우 주파수 영역에서 주로 ZF 기준을 적용하므로, 이 논문에서도 ZF 기준 등화기를 적용하는 것으로 가정한다. 이 경우 선형 등화기와 채널의 주파수 특성은 다음과 같은 관계가 있다.

$$W(f) = \frac{1}{H(f)} \tag{10}$$

여기서  $W(f) = W(z)|_{z=e^{2\pi f}}$  이고  $H(f)$ 는 채널의 주파수 응답을 나타낸다.

ZF 기준 선형 등화기는 채널의 응답이 0에 가까워질수록 선형 등화기에 의해 신호성분뿐만 아니라 채널에서 유입된 잡음이 크게 증폭되는 현상이 발생하여 오류율을 증가시키게 된다. 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 케환필터와 연동된 순방향 필터를 연결하여 증폭된 잡음을 약화시키도록 한다. 순방향 필터의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$V(f) = H_{\min}(f)H_{\max}^*(f) \tag{11}$$

여기서  $H_{\min}(f)$ ,  $H_{\max}(f)$ 는 각각 채널 응답  $H(f)$ 의 최소위상성분(minimum phase component), 최대위상성분(maximum phase component)으로 다음과 같은 관계가 있다<sup>[12]</sup>.

$$|H(f)|^2 = H_{\min}(f)H_{\max}(f)H_{\min}^*(f)H_{\max}^*(f) \tag{12}$$

한편 판정회환 등화기 내부의 판정기는 전송된 심볼을 판정하는 역할을 한다. 이 경우 잡음성분은 제거되고, 신호 성분만 통과된다고 볼 수 있다. 따라서 판정기 입력에서 잡음과 신호의 관점에서 본 전달함수는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

잡음에 대한 전달함수 :

$$W(f) V(f) = \frac{1}{H(f)} \sqrt{|H(f)|^2} = 1 \tag{13}$$

신호에 대한 전달함수 :

$$W(f) V(f) \frac{1}{1+\{V(f)-1\}} = \frac{1}{H(f)} \tag{14}$$

즉 판정기 입력에서 잡음은 채널에서 유입될 때의 백색 가우스 특성을 그대로 유지하고 있고, 신호는 ZF 기준의 등화된 결과로 나타난다. 이것은 순방향 필터가 주파수 영역에서 채널의 역이 곱해진 형태의 유색 잡음 스펙트럼을 평탄하게 하는 잡음 백색화 필터의 역할을 하기 때문이다. 이 결과는 잡음 증폭이 없는 상태에서 판정기가 최적으로 동작하도록 만든다.

한편 선형필터로 구현되는 잡음 백색화 필터가 선형 등화기의 역함수를 구현하기 위해서는 필터의 차수가 상당히 커야한다. 그러나 SC-FDMA 수신기의 경우 판정회환 등화기는 각 OFDM 블록 단위로 동작하고, 케환필터의 입력은 보호구간 부분의 값으로 초기화된다. 따라서 케환필터의 길이가 보호구간의 길이로 제한되므로 이와 연동되는 잡음 백색화 필터의 길이 또한 제한되어 판정기의 입력에서 잡음은 완전하게 백색화되지는 않는다. 그러나 기존의 판정회환 등화기에 비해서는 성능이 나아질 수 있음을 예측할 수 있다.

#### IV. 모의실험 결과

제한한 SC-FDMA용 판정회환 등화기와 기존 등화기와의 성능을 비교하기 위해 [3]에서 사용한 시스템을 기반으로 모의실험 하였다. 부반송파는 QPSK 변조하였고, 부반송파를 할당하는 사용자 다중화는 집중형 방식을 적용하였다. 총 부반송파의 수  $N$ 은 512, 각 사용자에게 할당되는 부반송파의 수  $M$ 은 128, 보호구간의 길이는 SC-FDMA 유효 블록 길이의 1/8인 64로 하였다. 채널은 다중경로 채널을 사용하였다. 채널 1은 [15]의 채널 B로 깊은 null이 있는 주파수 선택성이 강한 특성을 나타내고, 채널 2는 [16]의 SCME(spatial channel model extended) urban micro 채널로 주파수 특성이 보통 정도인 특성을 나타낸다. 두 채널의 주파수 응답은 그림 5와 같다. 채널 부호화를 위해서는 구속장(constraint length)이 7이고 부호화율이 1/2, 생성다항식이 [133, 171]

인 길쌈부호(convolutional code)를 사용하였다.

이 논문에서는 제안한 등화기 구조에 대해 수렴 후의 성능을 보기 위한 것이므로, FD-LE는 채널을 알고 있다고 가정하고 ZF 알고리즘을 적용하였으며, 잡음 백색화 필터의 계수는 훈련열을 이용하여 다음과 같은 LMS(least mean square) 알고리즘에 의해 충분히 수렴시킨 후 그 성능을 살펴보았다.

$$v_{m+1} = v_m + \mu(x_n - z'_m)y_{n-m}, \quad m = 1, \dots, L \quad (15)$$

여기서  $x_n$ 은 전송된 훈련신호를 나타내고,  $z'_m$ 은 판정기의 입력을,  $y_{n-m}$ 은 잡음 백색화 필터의  $m$  번째 탭 입력을,  $\mu$ 는 필터 계수의 갱신률(step size)을 나타낸다. 또한 동일한 조건에서 비교하기 위해 기존의 판정회환 등화기와 제안한 판정회환 등화기 구조에서 동일한 갱신률을 적용하였다. 비트 오류율(bit error rate, BER)을 측정하는 데이터 구간에서는 판정의존(decision directed) 모드를 적용하여 계수를 갱신하였다.

그림 6은 채널 부호화를 하지 않은 경우, 제안한 판정회

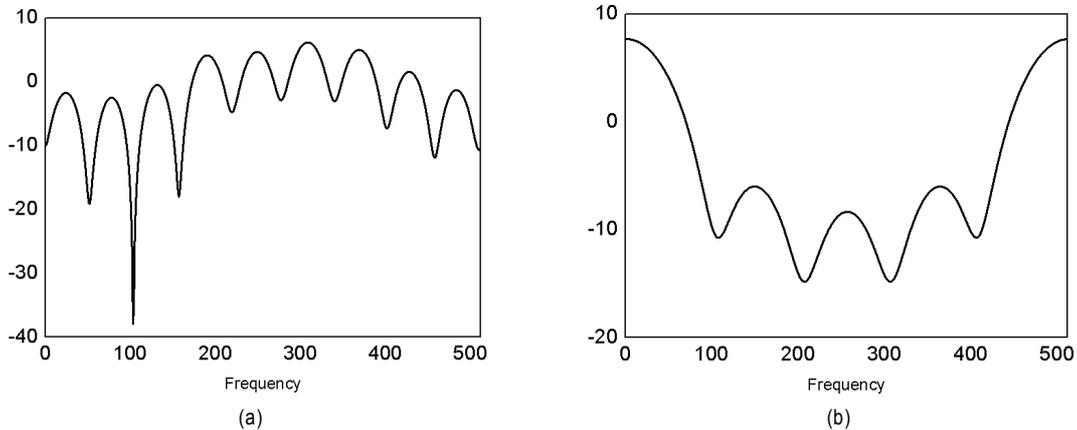


그림 5. 모의실험에서 사용한 두 채널의 주파수 응답. (a) 채널 1 (b) 채널 2  
 Fig. 5. Frequency responses of the channels used in simulations, (a) channel 1, and (b) channel 2

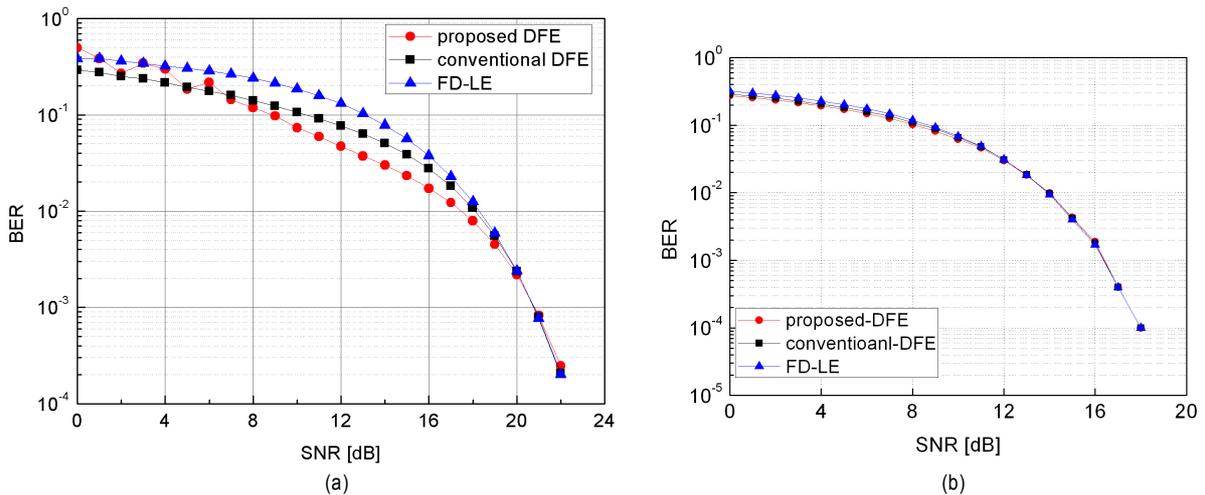


그림 6. 두 채널에 대한 채널등화기의 성능. (a) 채널 1, (b) 채널 2  
 Fig. 6. Bit error rates of the channel equalizers with (a) channel 1, and (b) channel 2

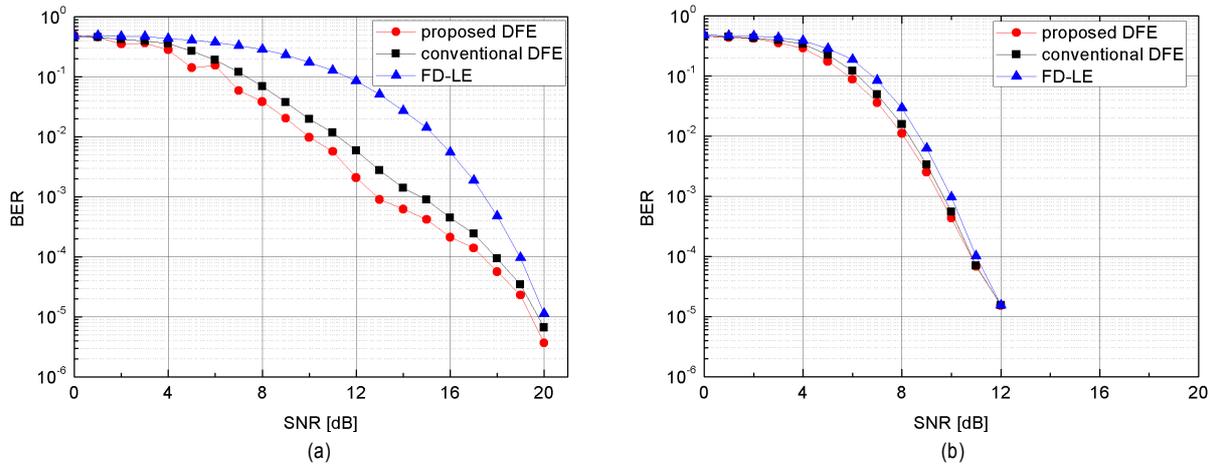


그림 7. 채널 부호화를 적용했을 때 등화기의 성능. (a) 채널 1, (b) 채널 2  
 Fig. 7. Bit error rates of the channel equalizers with channel coding with (a) channel 1, and (b) channel 2

환 등화기(proposed DFE)와 기존의 판정제한 등화기(conventional DFE), 주파수 영역 선형 등화기(FD-LE)의 BER을 나타낸다. 제안한 등화기는 주파수 선택성이 강한 채널 1의 경우 20dB 이하의 낮은 SNR에서 선형 등화기와 선형 필터(순방향 필터)를 분리하지 않은 기존의 판정제한 등화기에 비해 최대 약 2dB 정도 나은 성능을 보임을 알 수 있다. 주파수 선택성이 강한 채널의 경우 주파수 영역의 선형 필터에 의해 잡음증폭 현상이 발생하고 또 잔류 심볼간 간섭이 존재한다. 판정제한 등화기는 잔류해 있는 심볼간 간섭을 제거하게 된다. 이에 더해 제안 방식의 판정제한 등화기는 잡음 백색화 필터 및 이와 연동된 판정제한 필터에 의해 증폭된 잡음의 일부까지도 제거한다. 따라서 잡음증폭의 영향이 큰 SNR이 낮은 부분에서 기존의 판정제한 등화기에 비해 더 나은 성능을 나타낸다. 그러나 주파수 선택성이 적은 채널 2나 높은 SNR에서는 잡음증폭의 영향이 적기 때문에 기존의 판정제한 등화기와 제안한 판정제한 등화기뿐만 아니라 선형등화기의 성능이 유사하게 나타나는 것을 볼 수 있다.

그림 7은 채널부호화를 적용한 경우의 BER을 나타낸다. 채널부호화를 적용하기 전과 비교하면 특정 BER을 얻기 위해 필요한 SNR 값만 차이가 있을 뿐 세 등화기의 성능 순위는 그대로 유지되는 것을 볼 수 있다. 채널 2의 경우는

채널부호화를 적용하지 않은 경우에 비해 성능의 차이가 조금 더 확대되는 것을 볼 수 있지만 그 차이는 크지 않다. 한편 채널 1의 19~20dB, 채널 2의 6~10dB 등에서와 같이 채널 부호화를 하지 않은 경우 BER의 차이가 크지 않음에도 불구하고 채널부호화를 적용한 경우 작기는 하지만 그 성능차이가 커진 것을 볼 수 있다. 이것은 복호하기 전의 BER은 거의 유사하더라도 제안 방식의 판정제한 등화기에서는 잡음 백색화 필터에 의해 잡음이 백색화되어 복호기의 성능이 약간 향상되었기 때문이다. 잡음증폭의 영향이 적은 높은 SNR(채널 1의 경우 21dB 이상, 채널 2의 경우 12dB 이상)에서는 세 등화기가 거의 유사한 성능을 나타내었다.

## V. 결론

이 논문에서는 SC-FDMA 수신기에서 판정기 입력에 포함되어 있는 잡음의 상관성을 제거하기 위해 주파수 영역 선형 등화기에 이어 잡음 백색화 필터를 추가한 판정제한 등화기를 제안하고 모의실험을 통해 그 성능을 확인하였다. 제안한 등화기는 주파수 선택성이 강하여 잡음증폭이 발생하는 채널인 경우 기존의 판정제한 등화기나 주파수 영역

선형 등화기와 비교하여 우수한 등화 성능을 나타내는 것을 알 수 있었다. 제안한 등화기는 기존의 판정계환 등화기에 보호구간 길이의 시간 영역 필터를 1개 추가한 것으로 복잡도를 크게 증가시키지 않으면서도 비교적 우수한 성능을 나타낸다.

참 고 문 헌

[1] 3GPP, "Physical Layer Aspects for Evolved Universal Terrestrial Radio Access(UTRA)," TR 25.814 (V.7.1.0), Available: <http://www.3gpp.org>.

[2] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," IEEE Vehicular Technology Mag., vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sep. 2006.

[3] G. Huang, A. Nix, and S. Armour, "Decision Feedback Equalization in SC-FDMA," IEEE Proc. PIMRC 2008, pp. 1-5.

[4] Chao Zhang, Zhaocheng Wang, Zhixing Yang, Jun Wang, and Jian Song, "Frequency Domain Decision Feedback Equalization for Uplink SC-FDMA," IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 56, no. 2, pp. 253-257, 2010.

[5] S. Yameogo, P. Jacques, and L. Cariou, "A Semi-Blind Time Domain Equalization of SCFDMA Signal," IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT) 2009, pp. 360-365.

[6] G. Berardinelli, B.E. Priyanto, T.B. Sorensen, and P. Mogensen, "Improving SC-FDMA Performance by Turbo Equalization in UTRA LTE Uplink," IEEE Proc. VTC Spring 2008, pp. 2557-2561.

[7] Ting Li, Wenjin Wang, and Xiqi Gao, "Turbo Equalization for LTE Uplink Under Imperfect Channel Estimation," IEEE Proc. PIMRC 2009, pp. 330-334.

[8] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, 2002.

[9] B. Liu, L. Gui, W. Zhang, and J. Xiong, "Frequency Domain Feed-Forward Filter Combined DFE Structure in Single Carrier Systems over Time-varying Channels," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 54, no. 4, pp. 1569-1575, Nov. 2008.

[10] John G. Proakis, Digital Communications, 5th ed. McGraw-Hill, New York, pp. 661-671, 2008.

[11] N. Benvenuto and S. Tomasin, "On the Comparison Between OFDM and Single Carrier Modulation With a DFE Using a Frequency-Domain Feedforward Filter," IEEE Trans. on Commun., vol. 50, no. 6, pp. 947-955, June 2002.

[12] J. R. Barry, E. A. Lee, and D. G. Messerchmitt, Digital Communications, 3rd ed. KAP, pp. 345-421, 2004.

[13] 오영호, 이경원, 김대진, "이중 후방필터 구조 결정 계환 등화기의 선행 고스트에 대한 성능 분석," 한국방송공학회논문지, 제12권 제5호, pp. 516-524, 2007년 9월.

[14] Su-Kyoung Lee, Yong-Hyun Park, Bo-Seok Seo, "An Optimum Decision Feedback Equalizer for SC-FDMA Systems", ICCE 2011, pp. 449-450, Jan 8-12, 2011.

[15] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Frequency-Domain Equalization of Mobile Radio and Terrestrial Broadcast Channels," IEEE Proc. GLOBECOM 1994, pp. 1-5, Nov. - Dec.

[16] D. Baum, J. Hansen, J. Salo, G.D. Galdo, M. Milojevic, and P. Kyosti, "An Interim Channel Model for Beyond-3G System: Extending the 3GPP Spatial Channel Model," IEEE Proc. VTC Spring 2005. pp. 3132-3136.

저 자 소 개



이 수 경

- 2005년 2월 : 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 학사
- 2011년 8월 : 충북대학교 전자공학과 석사
- 2011년 9월 - 현재 : 식품의약품안전청 전문위원
- 주관심분야 : SC-FDMA, 적응신호처리, 채널등화

---

저 자 소 개

---



박 용 현

- 2010년 : 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 학사
- 2010년 3월 ~ 현재 : 충북대학교 전자공학과 석사과정
- 주관심분야 : SC-FDMA, 통신신호처리, 채널등화



서 보 석

- 1987년 : 서울대학교 전자공학과 학사
- 1989년 : 서울대학교 전자공학과 석사
- 1997년 : 서울대학교 전자공학과 박사
- 1998년 ~ 1999년 : 삼성전자 연구원
- 2004년 ~ 현재 : 충북대학교 전자공학과 부교수
- 주관심분야 : OFDM, 통신신호처리, 채널등화