

논문 2014-51-11-4

# 터보 등화기를 적용한 SC-FDM의 링크-레벨 성능 (Link-level Performance of SC-FDM using a Turbo Equalizer)

이 중 호\*, 임 재 홍\*, 윤 석 현\*\*

(Joongho Lee, Jaehong Lim, and Seokhyun Yoon<sup>Ⓢ</sup>)

## 요 약

단일반송파기반 주파수다중화(SC-FDM) 방식은 각 사용자 입장에서는 단일반송파 전송 방식으로 피크대 평균 전력비(PAPR)가 낮다는 장점이 있어 전송전력에 제한이 있는 3GPP LTE의 상향링크 전송방식으로 채택되었다. 일반적으로 SC-FDM 신호의 수신은 주파수 영역 등화기를 사용하는데 이는 채널에 깊은 널(null)이 존재하는 경우 잉여의 심볼 간 간섭과 잡음의 증폭이 커지는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 개선하기 위하여 주파수 영역 터보 등화기를 사용하는 SC-FDM 수신기를 제안하고 이의 링크레벨 성능을 평가한다. 또한, 성능-복잡도 교환(Tradeoff)을 고려한 적절한 반복 횟수를 제시한다.

## Abstract

Single-Carrier Frequency division multiplexing (SC-FDM) has been selected for the uplink transmission technique in 3GPP-LTE since it has an advantage of low peak-to-average power ratio (PAPR) in user's perspective. The receiver typically uses a frequency domain equalizer, which, however, suffers from noise boost and/or residual ISI especially when the channel has deep nulls. In this paper, we propose using turbo equalizer to mitigate such a problem. We provide link level performance comparison and an insight into how many iteration is needed for reasonable performance and complexity.

**Keywords** : SC-FDM, 터보 등화기(Turbo Equalizer), 주파수 영역 등화기(Frequency domain equalizer)

## I. 서 론

OFDM 전송방식은 현재 많은 통신시스템의 표준기술로 채택되었고 상용 장비로 활용되고 있으며, 차세대 통신을 위한 전송방식의 핵심기술로 자리 잡아 가고 있다<sup>[1]</sup>. 하지만 높은 PAPR 문제로 인하여 고가의 전력증

폭기를 요구하며, 결국 단말기 입장에서 OFDM 전송방식을 사용하면 배터리의 수명을 단축시키는 결과를 초래하게 된다. 이러한 높은 PAPR 문제를 해결하기 위하여 3GPP LTE에서는 SC-FDM 방식을 상향링크 전송방식으로 채택하였다.

3GPP-LTE에서의 SC-FDM 기술은 OFDM과 마찬가지로 FFT/iFFT를 적용한 신호처리를 하는데 사용자 간에 적절히 시간동기를 맞춰 부반송파 간의 직교성이 유지되면 다중경로 페이딩에 우수한 특성을 가질 수 있으며 부반송파 간의 보호 대역을 필요로 하지 않기 때문에 대역폭 효율이 기존 FDM에 비해 높다. 한편, 수신단에서는 각 부반송파 별로 복잡도가 낮은 단일 탭 등화기를 사용하여 채널 등화가 가능하며, 주파수 다중

\* 학생회원, \*\* 정회원, 단국대학교 전자전기공학부  
(Department of Electronics & Electrical Engineering, Dankook University)

Ⓢ Corresponding Author(E-mail: syoon@dku.edu)

※ 본 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(NRF-2012R1A1A2038807)

접수일자: 2014년08월18일, 수정일자: 2014년10월01일  
게재확정: 2014년10월28일

화의 처리도 FFT/iFFT를 이용하여 고속으로 구현할 수 있다.

주파수 영역에서 선형 등화기 방식<sup>[2-4]</sup>으로는 Zero Forcing(ZF) 기법과 최소 평균 자승 오차(MMSE) 기법이 적용될 수 있는데 이 두 가지 방법은 등화기의 복잡도가 매우 낮다는 장점을 가지고 있지만, ZF 방식의 경우 ISI는 제거가 가능하나 잡음의 증폭문제로 인하여 성능의 한계가 있으며, MMSE 기법의 경우 잡음의 증폭은 크지 않으나 잉여 ISI가 존재하게 된다.

단일 반송파 전송시스템에서 최적의 성능을 제공하는 수신 방식은 최대우도 수열 추정 (Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE)방식<sup>[5]</sup>으로 전송 신호와 채널 임펄스 응답에 Viterbi 알고리즘을 적용하여 최선의 성능을 제공하지만 채널의 최대 지연확산이 커짐에 따라서 수신부 연산 복잡도가 지수적으로 커지는 단점이 있으며, SC-FDM 전송방식에서 역다중화를 거쳐 일부 대역에 대한 채널의 임펄스 응답을 추정하는 것 자체가 쉽지 않다는 문제가 있다.

한편, 선형 등화기의 문제점인 잡음증폭과 잉여 ISI 문제를 개선하기 위한 방법으로 비선형의 결정궤환 등화기 (decision-feedback equalization, DFE) 방법이 적용될 수 있으며, 성능은 선형 등화기인 ZF, MMSE 기법보다 우수하다. DFE 방법은 대개 전처리(feedforward, FF) 필터와 궤환(feedback, FB) 필터를 병용하는데 FF와 FB 필터를 모두 시간 영역에서 구현하여 동작하는 방법<sup>[6,7]</sup>, 주파수 영역에서의 FF, 시간 영역에서의 FB로 동작하는 Hybrid 방법<sup>[8-9]</sup>, FF와 FB 필터가 모두 주파수 영역에서 동작하는 방법<sup>[10]</sup>들이 있다. 하지만 복잡도 문제와 시간 영역에서의 채널의 임펄스 응답을 추정하기 힘들다는 점을 고려하여 본 논문에서는 주파수 영역에서의 IB-DFE(Iterative Block Decision Feedback Equalizer)를 기반으로<sup>[10]</sup> 한 주파수 영역 SC-FDM 터보 등화기와 이에 필요한 파라미터 추정방법을 제안하고 성능을 평가한다.

## II. LTE SC-FDM의 시스템 구성

### 1. LTE Uplink 프레임 구조 및 동작

LTE에서 사용하는 일반적인 프레임 구조로는 2가지가 있다. Type 1의 경우 FDD(Frequency Division Duplex) 모드일 경우 사용되며, 다음 그림 1과 같다.

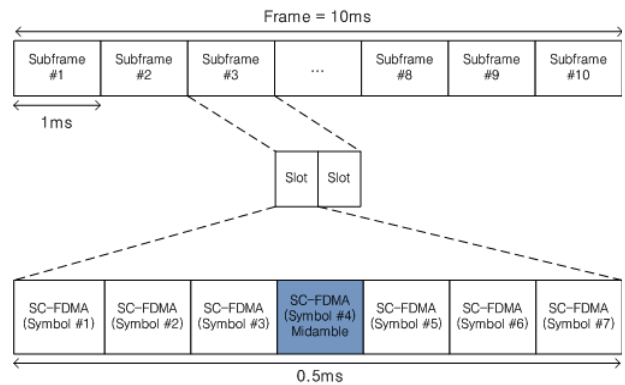


그림 1. LTE 프레임 구조 Type 1

Fig. 1. LTE Frame Structure Type 1.

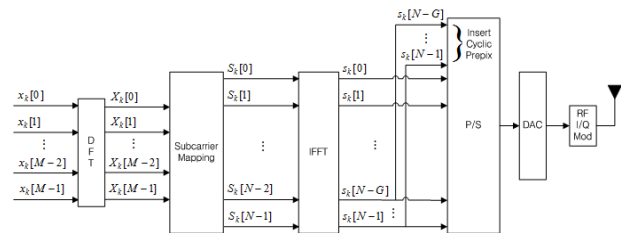


그림 2. SC-FDMA 송신기

Fig. 2. SC-FDMA Transmitter.

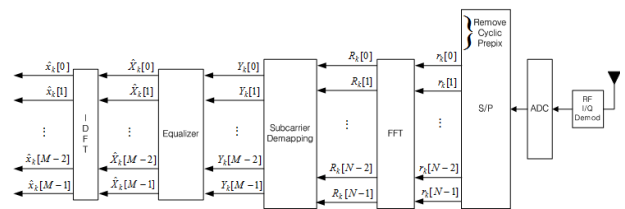


그림 3. SC-FDMA 수신기

Fig. 3. SC-FDMA Receiver.

길이가 10ms인 Frame은 10개의 Subframe으로 구성되며, Subframe은 2개의 Slot으로 구성이 된다. Normal CP(Cyclic Prefix)를 사용하는 경우 1개의 Slot은 7개의 SC-FDM 심볼로 구성된다.

SC-FDM 송신단에서는 데이터 심볼을 M-Point DFT를 통하여 주파수 영역으로 변환시킨 후 주파수 영역의 값들을 각 부반송파에 배치시키는데, 배치시키는 방법에 따라 지역 맵핑(Localized Mapping) 방식과 분산 맵핑(Distributed Mapping) 방식으로 구분할 수 있다.

부반송파에 대응된 신호는 N-Point IFFT 연산을 통하여 시간영역의 신호로 변환되며 ( $N > M$ ), CP를 삽입하게 된다. CP의 길이는 SC-FDM 심볼 간의 간섭을 방지하고, 수신부에서 순환 컨볼루션의 형태로 신호를

받게 하기위해 채널의 최대 지연시간 보다 길어야 하며, IFFT 연산을 통한 시간영역 샘플들의 끝 부분을 앞에 삽입한 후 채널을 통해 전송한다. 그림 2, 3은 SC-FDM 송신부의 신호처리 및 수신부의 신호처리 방식을 나타낸다.

수신부에서는 송신기의 역의 과정으로 신호처리를 수행하며, 수신부에서 CP를 제거 한 신호  $r_k$ 는 다음 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$r_k = s_k \otimes h_k + n_k \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

위 식에서  $h_k$ 는 채널의 임펄스 응답이며,  $n_k$ 는 평균 0, 분산  $\sigma_n^2$ 인 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다.

수신부에서는 수신신호  $r_k$ 를 등화기에 입력하기 전에 N-point FFT를 수행하고  $N$ 개의 부반송파들 중에서 특정 사용자에 대한  $M$ 개의 데이터 부반송파들을 추출한다. 여기까지 수행된 신호  $Y_k$ 는 순환 컨볼루션이 일어난 신호를 FFT 한 것이므로 다음 식 (2)와같이 표현될 수 있다.

$$Y_k = X_k H_k + N_k \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

위 식에서  $X_k$ 는 송신단에서 전송한 데이터 심볼의 주파수영역 신호이며,  $H_k$ 는 채널의 주파수 응답이고,  $N_k$ 는 주파수영역으로 변환된 AWGN이다.

일반적으로 등화기에서 사용하는 방법인 ZF기법이나 MMSE 등화기의 계수는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} ZF-H_k &= \frac{H_k^*}{|H_k|^2} & k = 0, 1, \dots, M-1 \\ MMSE-H_k &= \frac{H_k^*}{\sigma_n^2 + |H_k|^2} & k = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (3)$$

이와 같이 등화 된 신호  $\hat{X}_k$ 는 IDFT를 거쳐 복조된다.

### III. SC-FDM를 위한 주파수 영역 터보 등화기

#### 1. IB-DFE 기반 등화기의 구조

그림 4는 IB-DFE 기반 등화기의 신호 처리과정을 나타낸다. 그림에서 복조기를 거쳐 추정된 신호  $\hat{x}_k^{(i-1)}$ 는 반복 횟수  $i$ 에 따라서 다음 식 (4)와 같이 표현될 수

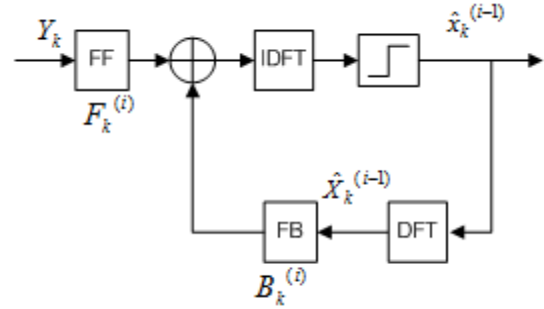


그림 4. IB-DFE 블락 다이어그램

Fig. 4. Block Diagram of IB-DFE.

있다.

$$\hat{x}_k^{(i)} = IDFT(F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)}) \quad (4)$$

$F_k^{(i)}$ 와  $B_k^{(i)}$ 는 반복 횟수( $i$ )에 따른 주파수 영역에서의 단일 탭을 갖는 FF 필터와 FB 필터로 반복되는 동안 등화기의 계수는 적응적으로 변하며,  $i-1$ 번째 판정된 데이터를 이용하여  $i$  번째 신호에 남아 있는 심볼 간의 간섭을 제거한다. 식 (5)는 복조되기 전 단계의 주파수 영역 데이터 심볼  $\hat{X}_k^{(i)}$ 를 의미하며 다음 식과 같다.

$$\hat{X}_k^{(i)} = F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)} \quad (5)$$

식 (5)에 식 (2)를 대입하여 주파수 영역 데이터 심볼  $\hat{X}_k^{(i)}$ 에 관하여 식을 구성하면 다음 식 (6)을 얻으며,

$$\hat{X}_k^{(i)} = F_k^{(i)} H_k X_k + F_k^{(i)} N_k - B_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)} \quad (6)$$

이를 변형시켜 재구성하면 다음의 식 (7)을 얻는다.

$$\hat{X}_k^{(i)} = E[F_k^{(i)} H_k] X_k + V_k^{(i)} \quad (7)$$

여기서,  $V_k^{(i)}$ 는 다음 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} V_k^{(i)} &= [(F_k^{(i)} H_k - E[F_k^{(i)} H_k]) X_k - B_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)}] \\ &\quad + F_k^{(i)} N_k \end{aligned} \quad (8)$$

$V_k^{(i)}$ 는 ISI 및 잡음의 항이고, FF 필터와 FB 필터의 계수는 복호기의 SINR이 최대가 되도록 구하는데 SINR은 다음의 식 (9)와 같다.

$$SINR = \frac{|E[F_k^{(i)} H_k]|^2}{Var[V_k^{(i)}]} \quad (9)$$

여기서  $Var[V_k^{(i)}]$ 은 다음의 식 (10)과 같다.

$$Var[V_k^{(i)}] = E[|F_k^{(i)}|^2 \sigma_n^2] + E[(1 - (\rho^{(i-1)})^2) |F_k^{(i)} H_k - r^{(i)}|^2] + E[|B_k^{(i)} - \rho^{(i-1)} (F_k^{(i)} H_k - r^{(i)})|^2] \quad (10)$$

식 (10)에서  $r^{(i)}$ 와  $\rho^{(i-1)}$ 은 다음의 식 (11)과 같다.

$$r^{(i)} = E[F_k^{(i)} H_k] , \quad \rho^{(i-1)} = E[X_k^* \hat{X}_k^{(i-1)}] \quad (11)$$

여기서  $\rho^{(i-1)}$ 는 실제 전송 데이터와 추정된 데이터의 유사성을 나타내는 상관관계수이다.  $Var[V_k^{(i)}]$ 를 최소로 하는 FF와 FB 필터의 계수를 구하면 다음 식 (12)와 같다.

$$F_k^{(i)} = \frac{H_k^*}{\sigma_n^2 + (1 - (\rho^{(i-1)})^2) |H_k|^2} \quad (12)$$

$$B_k^{(i)} = \rho^{(i-1)} (F_k^{(i)} H_k - r^{(i)})$$

또한,  $r^{(i)}$ 를 1로 정규화하면 다음의 식 (13)을 얻는다.

$$F_k^{(i)} = K^{(i)} \frac{H_k^*}{\sigma_n^2 + (1 - (\rho^{(i-1)})^2) |H_k|^2} \quad (13)$$

$$B_k^{(i)} = \rho^{(i-1)} (F_k^{(i)} H_k - 1)$$

여기서,  $K^{(i)}$ 는 정규화 계수이다.

$i = 1$ 인 경우  $\rho^{(0)} = 0$ 이며, FF 필터는 선형 MMSE 등화기의 계수와 같고, FB 필터는 동작을 하지 않으므로  $i = 1$  경우는 주파수 영역 선형 MMSE 등화기와 같다.

상관계수  $\rho$ 는 복호기에서 판정된  $\hat{X}_k^{(i-1)}$ 에 따라서 0부터 1까지 적응적으로 변하는데  $\hat{X}_k^{(i-1)}$  값이 잘 추정 되었다면(SNR이 큰 경우)  $\rho$ 는 1에 근접할 것이고, 추정이 잘 이루어지지 않았다면(SNR이 작은 경우) 작은 값을 가질 것이다. 평균적으로  $\rho$ 는 반복 횟수  $i$ 가 증가함에 따라 1에 가까워진다.

## 2. 주파수 영역 터보 등화기의 파라미터 추정

주파수 영역 IB-DFE를 수행하기 위해서는 상관관계수  $\rho$ 를 알아야 하는데 이의 추정을 위한 여러 가지 방법

들이<sup>[10-12]</sup> 있다. 본 논문에서는 상관계수를 평균 BER (Bit Error Rate)과 연관시키는 방법을<sup>[11]</sup> 이용하는데 이는 다음의 식 (14)로 주어진다.

$$\hat{\rho}^{i-1} = 1 - 2\hat{P}_e^{i-1} \quad (14)$$

여기서  $\hat{P}_e^i$ 는 심볼 디맵퍼의 입력에 해당하는 등화된 신호와 이를 이용한 임시 경관정 값 간의 평균 자승 오차를 이용하여 근사적으로 추정하는데 가우시안 에러 함수인 Q-함수를 이용하여 다음과 같이 근사화 한다.

$$\hat{P}_e^i \approx Q\left(\sqrt{\frac{\sigma_s^2}{(\sigma_e^i)^2}}\right) \quad (15)$$

여기서,  $\sigma_s^2$ 는 전송신호 전력이며  $(\sigma_e^i)^2$ 는 다음의 식 (16)으로 주어진다.

$$(\sigma_e^{i-1})^2 = E[|\hat{x}_k^{i-1} - \tilde{x}_k^{i-1}|^2] \quad (16)$$

여기서, QPSK 변조를 가정하면  $\tilde{x}_k^i$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{x}_k^{i-1} = \frac{\sigma_s}{\sqrt{2}} (\text{sign}(\text{Re}(\hat{x}_k^{i-1})) + j \cdot \text{sign}(\text{Im}(\hat{x}_k^{i-1}))) \quad (17)$$

그림 5는 본 논문에서 제안하는 주파수 영역 터보 등화기의 구조이다. IDFT를 통해 시간영역으로 변환된 신호를 이용하여 심볼 디맵퍼에서는 각 부호 비트에 대한 연관정 값의 획득과 함께  $(\sigma_e^{i-1})^2$ 를 계산하고 이로 부터 상관계수를 추정하여 FF 및 FB 필터에 값을 전달한다. 한편, 심볼 디맵퍼로부터의 연관정 값은 디인터리빙 및 채널 복호기를 통하여 오류정정을 수행한다. 이

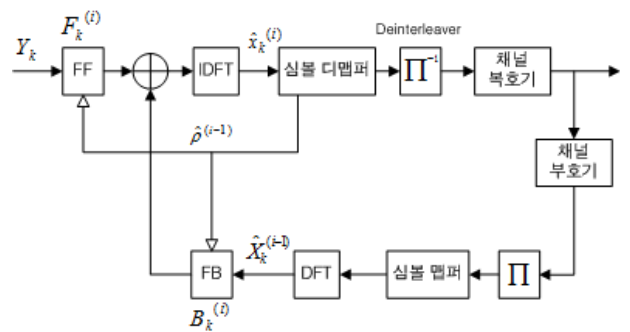


그림 5. 주파수 영역 Turbo Equalizer 블록 다이어그램  
Fig. 5. Block Diagram of Frequency Domain Turbo Equalizer.

때 반복 횟수  $i$ 에 따라서 다시 채널 부호화  $\rightarrow$  인터리빙  $\rightarrow$  심볼맵핑을 수행한 후 DFT를 통하여 FB 필터에 신뢰성 있는 정보를 제공한다.

이제 FF 및 FB 필터 계수는 식 (15)~(17)을 이용하여 추정된 상관계수를 이용하면 다음의 식 (18)과 같다.

$$F_k^{(i)} = K^{(i)} \frac{H_k^*}{\sigma_n^2 + (1 - (\hat{\rho}^{(i-1)})^2) |H_k|^2} \quad (18)$$

$$B_k^{(i)} = \hat{\rho}^{(i-1)} (F_k^{(i)} H_k - 1)$$

또한, 이를 이용한  $i$ 번째 터보 반복에서의 추정 데이터  $\hat{X}_k^{(i)}$ 는 최종적으로 식 (19)와 같다.

$$\hat{X}_k^{(i)} = F_k^{(i)} Y_k - B_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)} \quad (19)$$

#### IV. 모의실험을 통한 성능 평가

모의실험은 LTE의 SC-FDM 프레임 규격을 적용하였는데 사용한 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 전송 파라미터  
Table 1. Transmit Parameters.

# of Occupied Subcarriers	512
Subcarrier Mapping	Localized
FFT Size	2048
Sampling Frequency(MHz)	30.72
# of CP	144

모의실험에 사용된 채널은 [13]에서 사용된 깊은 널 (null)을 갖는 고정 채널을 사용하였으며 이의 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h_k = h_0 \delta_k + h_1 \delta_{k-5} + h_2 \delta_{k-10}$$

여기서,  $h_0 = 0.75 - 0.091j$ ,  $h_1 = -0.576 + 0.141j$ , 및  $h_2 = -0.098 - 0.262j$ 이며 수신단에서의 채널 추정은 완벽하다고 가정하였다.

변조방식은 QPSK를 사용하였고, 반복 횟수  $i$ 에 따라서 채널 부호를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우 모두에 대해 성능을 평가하였다. LTE 규격의 경우 터보 부호를 채택하고 있으나 본 논문에서는 채널 부호로 일반적으로 많이 사용되고 있는 부호율 1/2인 (133,171) 컨볼루션 부호를 사용하였고, 인터리빙 방식은 랜덤 인

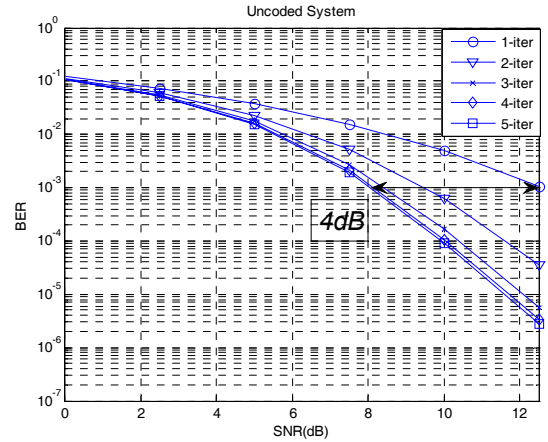


그림 6. 채널코딩을 사용하지 않은 경우 BER  
Fig. 6. Uncoded System BER.

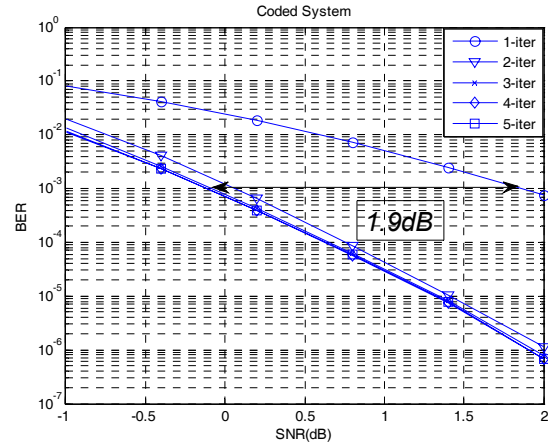


그림 7. 채널코딩을 사용한 경우 BER  
Fig. 7. Coded System BER.

터리버를 사용하였다.

그림 6과 7은 각각 채널 부호를 사용하지 않은 경우 및 사용한 경우에 대한 모의실험 결과를 나타낸다. 앞에서도 언급 하였지만  $i = 1$ 인 경우는 주파수 영역 선형 MMSE 등화기이다. 채널 부호가 사용되지 않은 경우에서의 BER은 선형 MMSE 기법에 비해 1번의 추가적인 반복 연산을( $i = 2$ ) 하면  $10^{-3}$  지점에서 4dB 정도의 이득이 발생하며, 두 가지의 경우 모두  $i$ 가 증가함에 따라 얻는 추가적인 이득은 작아지고, 특히 채널 부호를 사용한 경우에서 FB 필터에 신뢰성이 더 큰 정보를 전달하기 때문에 반복 횟수  $i$ 에 따라서 빠르게 수렴하는 것을 볼 수 있다. 또한, 선형 MMSE 등화기에 비해 2번의 추가적인 반복 연산을( $i = 3$ ) 하면  $10^{-3}$  지점에서 2dB 가까운 이득이 발생하는 것을 볼 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 3GPP-LTE 상향링크 전송방식인 SC-FDM 신호의 수신을 위해 주파수 영역에서 단일 탭을 갖는 FF 및 FB 필터를 이용한 터보 등화기를 사용하는 수신기를 제안하였고, 모의실험을 통하여 그 성능을 확인하였다. 모의실험 환경에 따라 다소 변동이 있겠지만 본 모의실험 환경에서 적절한 반복 횟수는 2~3 정도이다.

본 논문에서 사용한 채널은 고정 채널이나 채널의 주파수 응답이 최고점 대비 -30dB 이상인 깊은 널을 갖는 채널로 LOS 경로가 보장되지 않는 무선 채널의 특성을 반영하기 때문에 본 논문에서 제안한 등화기는 실제 채널 환경에서도 선형 등화기와 비교했을 때 어느 정도 이상의 이득을 얻을 수 있을 것으로 판단된다. 또한, 본 논문에서는 채널 복호기로 경관정 값을 출력하는 비터비 복호기를 사용하였고 상관 계수  $\rho$ 의 추정을 위한 심볼 디맵퍼의 입력과 출력을 사용하였으나 LTE에서 사용하는 터보부호를 이용한다면 이로부터의 연관정 값을 이용하여 추가적인 개선이 가능할 것으로 판단된다.

## REFERENCES

[1] K. Seo, S. Yoon, B. Kim and Y. Kim, "Receiver Design for OFDM based Wireless LAN and Its Performance Evaluation in Mobile Environment," Journal of The institute of Electronics and Information Engineers, Vol.48 TC No.11, 2011.11, pp. 1-8

[2] 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, Apr. 2002

[3] F. Pancaldi, G. M. Vitetta, R. Kalbasi, N. Al-Dhahir, M. Uysal, and H. Mheidat, "Single-Carrier Frequency Domain Equalization," IEEE Sig. Proc. Mag., pp.37-56, Sep. 2008

[4] K. Seo, S. Yoon, B. Kim and Y. Kim, "Performance Comparison of Orthogonal Frequency Division Multiplexing and Single Carrier Transmission with Frequency Domain Equalizer in High Speed Mobile Environment," Journal of The institute of Electronics and

Information Engineers, Vol.48 TC No.11, 2011.11, pp. 9-16

[5] G. D. Forney, Jr., "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972.

[6] C. A. Belfiore and J. H. Park, Jr., "Decision-feedback equalization," Proc. IEEE, vol. 67, pp. 1143-1156, Aug. 1979.

[7] N. M.W. Al-Dhahir and J. M. Cioffi, "MMSE decision-feedback equalizers: Finite length results," IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 961 - 975, July 1995

[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, Apr. 2002

[9] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Block iterative DFE for Single carrier modulation," Electron. Lett., vol.38, pp. 1144-1145, Sept. 2002.

[10] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain," IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 2005.

[11] R. Dinis, A. Gusmao, and N. Esteves, "on broadband block transmission over strongly frequency-selective fading channels," in Proc. Wireless 2003, Calgary, Canada, July 2003.

[12] A. M. Chan and G. W. Wornell, "A class of block-iterative equalizers for intersymbol interference channels: Fixed channel results," IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 11, pp. 1966-1976, Nov. 2001.

[13] S. Yoon and T. Jeon, "Performance of an Iterative Soft Decision Feedback Equalizer for Wireless Personal Area Network," submitted to IEICE Trans. on Comm., Aug. 2014.

저 자 소 개



이 중 호(학생회원)  
 2013년 단국대학교  
 전자전기공학부 학사.  
 2014년 현재 단국대학교  
 전자공학과 석사 과정

<주관심분야 : 통신, SC-FDM, OFDM>



임 재 흥(학생회원)  
 2013년 단국대학교  
 전자전기공학부 학사.  
 2014년 현재 단국대학교  
 전자공학과 석사 과정

<주관심분야 : 통신, OFDM, MIMO>



윤 석 현(정회원)  
 1992년 성균관대학교 전자공학과  
 학사.  
 1996년 성균관대학교 전자공학과  
 석사.  
 2003년 New Jersey Inst. of Tech.  
 Electrical & Computer  
 Eng. 박사.

1999년 ETRI 방송기술부 선임연구원  
 2003년~2005년 삼성전자 통신연구소 책임연구원  
 현재 단국대학교 전자전기공학부 부교수  
 <주관심분야 : 무선통신, MIMO, OFDM 등>