

# 일반화된 필터 뱅크를 적용한 OFDM 시스템에서의 다중 경로 페이딩 채널 등화기 성능 분석

정회원 박태윤\*, 최재호\*\*

## Performance Analysis on Multipath Fading Channel Equalization in a Generalized Filter Bank Based OFDM System

Tae-yoon Park\*, Jae-ho Choi\*\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 주파수 선택적 다중 경로 페이딩 채널에서 필터 뱅크 기반의 직교 주파수 분할 다중 데이터 전송 시스템을 위한 새로운 DFE 등화 기법을 제안하였다. 기존의 OFDM 시스템과 비교하여 제안된 시스템의 복잡도가 증가하지만 비트 오류율에 있어서 나은 성능을 얻을 수 있었다. 시뮬레이션 결과 특히 낮은 SNR 채널 환경에서 제안한 기법이 우수한 성능을 보였다.

### ABSTRACT

A novel decision-feedback equalization technique for a generalized filter bank based orthogonal frequency division multiplexing data transmission system operating in a frequency selective multipath fading channel is presented in this paper. At the cost of relatively increased computational complexity in comparison to the conventional OFDM systems, the proposed system achieves a better performance in terms of bit error rates. The simulation results confirm of superiority and robustness of our method, particularly, in the low SNR channel environments.

### I. 서론

OFDM 시스템은 무선 LAN이나 디지털 방송과 같은 무선 통신 응용에서 넓게 사용되고 있다<sup>[1][2][3]</sup>. 이는 시분할 멀티플렉싱 방법에 비해 주파수 분할 멀티플렉싱 방법이 몇 가지 장점을 가지고 있기 때문이다. 예를 들어 OFDM 시스템은 주파수 선택적 페이딩의 무선 환경에서 주어진 통신 주파수 대역폭을 보다 효율적으로 활용할 수 있으며, 또한 순환 접두부(cyclic prefix)와 간단한 1-탭의 등화기를 사용하여 부채널간 간섭(inter-channel interference: ICI)과 심벌간 간섭(inter-symbol interference: ISI)을 효과적으로 제거할 수 있다<sup>[4][5]</sup>.

그러나 순환 접두부의 사용은 데이터 전송에서 주어진 대역폭의 일부를 소모하여 전체 대역폭을 활용하지 못하게 하는 단점이 있다. Sun과 Tong은 이러한 순환 접두부를 사용하지 않음으로써 데이터 전송에 전체 대역폭을 사용하는 DFE 기반의 OFDM 시스템을 제안했다<sup>[6]</sup>. 이 기법에서는 기존의 OFDM 시스템과 달리 ICI 및 ISI가 수신 신호에서 제거되지 않고 남아있으며 이는 DFE 기법에 의해 제거된다. 그러나 FFT 필터 뱅크의 주파수 특성으로 인하여 이들 간섭이 충분히 제거될 수는 없었다<sup>[7][8]</sup>.

반면에 보다 긴 길이의 변조 필터를 사용하는 일반적인 필터 뱅크 시스템의 경우 FFT와 비교하여

\* 전북대학교 전자정보공학부 미디어통신연구실(thilbong@chollian.net), \*\* 전북대학교 전자정보공학부(wave@moak.chonbuk.ac.kr)  
논문번호: 010112-0522, 접수일자: 2001년 5월 22일  
정보통신연구소, http://zion.chonbuk.ac.kr

※ 본 논문은 2001년 정보통신부 대학기초연구지원에 의한 연구 결과입니다.

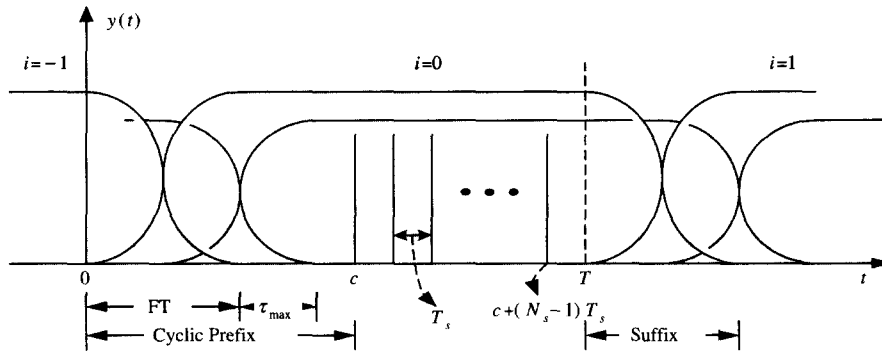


그림 1. 일반적인 OFDM 시스템의 수신 신호

보다 우수한 주파수 특성을 가지고 있으므로 이러한 간섭을 보다 효과적으로 제거할 수 있다 [9][10][11][12]. 본 논문에서는 일반화된 필터 बैं크를 사용하여 구현된 다중 반송파 시스템을 위한 새로운 DFE 기반의 등화 기법을 제안하였고 그 성능을 기존의 OFDM 시스템과 비교하였다.

## II. 다중 반송파 시스템 개요

### 1. 기존의 OFDM 시스템

$i$ 번째 OFDM 심벌 시간에  $N$ 개의 심벌  $s_n(i)$ 를 전송하는 일반적인 OFDM 시스템의 송신 신호 모델은 다음과 같다.

$$x(t) = \sqrt{\frac{T_s}{NT_f}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n(i) e^{j \frac{2\pi n(t-iT)}{NT_f}} p(t-iT) \quad (1)$$

여기서  $T$ 는 OFDM 심벌의 주기,  $T_s$ 는 샘플링 주기,  $1/T_f$ 는 시스템이 사용하는 전체 대역폭이며, 일반적인 OFDM 시스템에서  $T_s = T_f$ 이다. 보호 구간을 위한 샘플 수가  $G$ 일 때,  $T = (N + G)T_s$ 이고,  $p(t)$ 는 OFDM 심벌에 대한 펄스 shaping 필터이다.

이와 같은 신호가  $d$ 개의 경로가 있는 무선 채널로 전송될 때, 수신 신호  $y(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{j=1}^d \alpha_j(t) x(t - \tau_j) + n(t) \quad (2)$$

여기에서  $\alpha_j(t)$ 는  $j$ 번째 경로의 복소 감쇠 계수이며  $\tau_j$ 는  $j$ 번째 경로의 지연 시간,  $n(t)$ 는 additive 백색 가우시안 잡음이다. 수신기에서는  $T$ 시간 동안에  $T_s$

의 샘플링 주기로  $N_s$ 개의 샘플이 취해진다.  $i$ 번째 OFDM 심벌에서의  $k$ 번째 샘플의 값을  $y_k(i) = y(iT + c + kT_s)$ ,  $k = 0, 1, \dots, N_s - 1$ 로 나타낼 수 있으며, 여기서  $c$ 는 OFDM 심벌의 시작 시간으로부터 처음 샘플을 취하는 시점까지의 시간이다.

그림 1은 수신 신호의 모양과 샘플링되는 시점을 보여주고 있다. 여기서 FT는 shaping 펄스의 필터 시간이다.

여기서  $\mathbf{y}(i) = (y_0(i), \dots, y_{N_s-1}(i))^T$ ,  $\mathbf{s}(i) = (s_0(i), \dots, s_{N_s-1}(i))^T$  라고 하면 다중 경로 채널의 최대 지연 시간  $\tau_{max}$ 가  $T$ 보다 작다고 가정할 때, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}^{(0)}(i)\mathbf{s}(i) + \mathbf{H}^{(1)}(i)\mathbf{s}(i-1) + \mathbf{n}(i) \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{H}^{(m)}(i) = (\mathbf{C}^{(m)}(i)\mathbf{E}^{(m)}) \circ \tilde{\mathbf{F}}$ 이고, 이 가운데  $\mathbf{C}^{(m)}(i) \in C^{N_s \times d}$  는  $c_{k,j}^{(m)}(i) = \alpha_j(iT + c + kT_s) p(mT + c + kT_s - \tau_j)$  이며,  $\mathbf{E}^{(m)} \in C^{d \times N}$  은  $e_{j,n}^{(m)} = \exp[j2\pi(mT + c - \tau_j)n/(NT_f)]$ ,  $\tilde{\mathbf{F}} \in C^{N_s \times N}$  은  $\tilde{f}_{k,n} = \exp[j2\pi nk/(NT_f/T_s)] / \sqrt{NT_f/T_s}$  의 행렬 원소를 각각 가진다.

### 2. 보호구간 없는 DFT 기반 OFDM 시스템

보호구간을 사용하지 않을 경우에도 위의 일반적인 시스템 모델을 그대로 사용할 수 있다. 단, 보호구간이 없으므로  $c = 0$ 이며,  $T = NT_f$ 의 관계가 성립한다. 다중 경로의 경우 심벌 간에 겹침이 일어나므로 ISI 및 ICI가 발생한다.

### 3. 제안된 필터 बैं크 기반 OFDM 시스템

$$\mathbf{y}_l^{(m)}(i) = \mathbf{H}_l^{(m)}(i)\mathbf{s}(i-m)$$

$$\mathbf{H}_l^{(m)}(i) = \begin{bmatrix} f_0(mT+c-\tau_l)\alpha_l(iT+c) & f_1(mT+c-\tau_l)\alpha_l(iT+c) & \dots \\ f_0(mT+c+T_s-\tau_l)\alpha_l(iT+c+T_s) & f_1(mT+c+T_s-\tau_l)\alpha_l(iT+c+T_s) & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ f_0(mT+c+(N_s-1)T_s-\tau_l)\alpha_l(iT+c+(N_s-1)T_s) & f_1(mT+c+(N_s-1)T_s-\tau_l)\alpha_l(iT+c+(N_s-1)T_s) & \dots \\ \dots & f_{N-1}(mT+c-\tau_l)\alpha_l(iT+c) & \dots \\ \dots & f_{N-1}(mT+c+T_s-\tau_l)\alpha_l(iT+c+T_s) & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ \dots & f_{N-1}(mT+c+(N_s-1)T_s-\tau_l)\alpha_l(iT+c+(N_s-1)T_s) & \dots \end{bmatrix} \quad (4)$$

OFDM 심볼 길이의 2배 이상의 길이를 가지는 원형 필터로 구현된 일반화된 다중 채널 OFDM 시스템의 송신 신호 모델은 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n(i) f_n(t-iT)$$

$$f_n(t) = p_0(t) \cos \left( \pi(n+0.5) \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{2N} - 1 \right) - \frac{(-1)^n \pi}{4} \right) \quad (5)$$

여기에서  $p_0(t)$ 는 직교 특성을 가지는 원형 필터이며  $gT$ 의 길이를 가진다. 그림 2는  $g$ 에 따른 필터 뱅크의 주파수 특성을 보여주고 있다. 여기에서는 채널 개수가 16인 경우 0번 채널 필터의 크기 응답을 표시한 것이다. DFT의 첫 번째 부엽이 -13 dB 정도인 반면  $g=2$ 인 필터 뱅크의 경우 -23 dB,  $g=4$ 인 경우에는 -30 dB 정도까지 떨어진다.

이 시스템 또한 보호 구간을 사용하지 않는다. 식 (2)와 같은 다중 경로 채널을 통해 전송되어 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

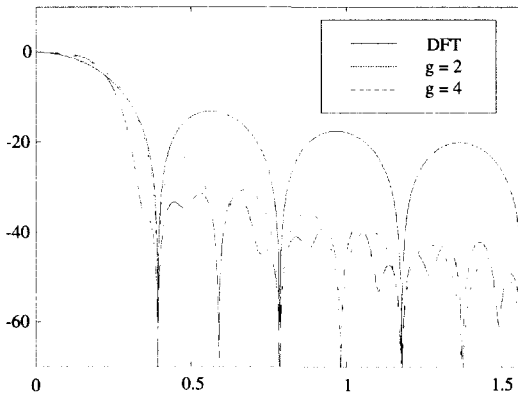


그림 2. 필터 뱅크의 주파수 특성

$$y(t) = \sum_{j=1}^d \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n(i) f_n(t-iT-\tau_j)\alpha_j(t+n(t)) \quad (6)$$

$i$ 번째 심벌 시간에 샘플링된 수신 신호  $y_k(i)$ 는 다음과 같다.

$$y_k(i) = \sum_{j=1}^d \sum_{m=0}^g \sum_{n=0}^{N-1} s_n(i-m) f_n(mT+c+kT_s-\tau_j) \times \alpha_j(iT+c+kT_s) + n(iT+c+kT_s) \quad (7)$$

$i-m$ 번째 송신 심벌 벡터  $\mathbf{s}(i-m)$ 이  $l$ 번째 채널 경로를 통하여  $i$ 번째 수신 심벌에 주는 영향  $\mathbf{y}_l^{(m)}(i)$ 을 계산하는 행렬  $\mathbf{H}_l^{(m)}(i)$ 는 식 (4)와 같이 표현할 수 있다. 한편, 각 경로별 수신 신호를 모두 더하여  $i-m$ 번째 송신 심벌 벡터  $\mathbf{s}(i-m)$ 이  $i$ 번째 심벌 시간에 샘플링된 수신 벡터  $\mathbf{y}(i)$ 에 기여하는 양,  $\mathbf{y}^{(m)}(i)$ 를  $\mathbf{y}^{(m)}(i) = \mathbf{H}^{(m)}(i)\mathbf{s}(i-m)$ 으로 계산할 수 있다. 여기서 행렬  $\mathbf{H}^{(m)}(i) \in C^{N_s \times N}$ 는  $\sum_{l=1}^d \mathbf{H}_l^{(m)}(i)$ 으로 계산할 수 있으며 각 원소는  $h_{k,n}^{(m)}(i) = \sum_{j=1}^d f_n(mT+c+kT_s-\tau_j) \alpha_j(iT+c+kT_s)$ 이다. 따라서 수신 벡터  $\mathbf{y}(i)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}(i) = \sum_{m=0}^g \mathbf{H}^{(m)}(i)\mathbf{s}(i-m) + \mathbf{n}(i) \quad (8)$$

### III. 등화기 설계

#### 1. 일반적인 OFDM 시스템

다중 경로의 최대 지연 시간  $\tau_{\max}$ 보다 큰 보호구간을 사용한 OFDM 시스템에서는 이전 심벌의 영향을 완전히 차단할 수 있으며 따라서 샘플링된 수

신 신호는  $\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}^{(0)}(i)\mathbf{s}(i) + \mathbf{n}(i)$ 가 된다. 이 수신 벡터는  $\tilde{\mathbf{F}}^*$ 와 곱하여 복조가 수행되며, 여기에 부채널의 감쇠를 보상하는 부채널당 1탭의 등화기 계수를 곱하여 원래의 전송 신호를 복원한다. 등화기의 계수값은  $\tilde{\mathbf{F}}^* \mathbf{H}^{(0)} [1, 1, \dots, 1]^T$ 의 역수이다.

2. 보호구간 없는 DFT 기반 OFDM 시스템

$t_{\max}$ 가  $T$ 보다 작다고 가정하였으므로, 등화기를 거친  $\mathbf{s}(i)$ 에 대한 추정 신호  $\mathbf{z}(i)$ 는 다음과 같은 결정 피드백 등화기(decision feedback equalizer: DFE)에 의해 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(i) &= \mathbf{F}_0(i)\mathbf{y}(i) - \mathbf{B}_1(i)\mathbf{y}(i-1) \\ \mathbf{F}_0(i) &= \mathbf{H}^{(0)*}(i)(\mathbf{H}^{(0)}(i)\mathbf{H}^{(0)*}(i) + \sigma^2\mathbf{I})^{-1} \\ \mathbf{B}_1(i) &= \mathbf{F}_0(i)\mathbf{H}^{(1)}(i) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\mathbf{z}(i)$ 는 심벌 결정 변수,  $\mathbf{F}_0(i)$ 는 feed-forward 필터의 계수, 그리고  $\mathbf{B}_1(i)$ 는 feedback 필터의 계수이다.

3. 제안된 필터 뱅크 기반 OFDM 시스템

일반화된 필터 뱅크 기반 다중 채널 전송 시스템에서는 송신 신호가 2 심볼 이상의 길이로 늘어나 심볼 간의 겹침이 발생한다. 그림 3은  $g = 2$ 인 경우를 보여주고 있다. 따라서 하나의 전송 심볼  $\mathbf{s}(i)$ 를 복구하기 위해  $\mathbf{y}(i)$  및  $\mathbf{y}(i+1)$  두 수신 벡터를 고려해야 하는데, 이 구간에는 그림 2에서 보는 바와 마찬가지로  $\mathbf{s}(i-2)$ ,  $\mathbf{s}(i-1)$ ,  $\mathbf{s}(i)$ ,  $\mathbf{s}(i+1)$  등 네 전송 심볼의 영향이 섞여 있다. 여기서  $\mathbf{s}(i)$ 의 추정에 필요한  $\mathbf{y}(i)$ 와  $\mathbf{y}(i+1)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(i) &= \mathbf{H}^{(0)}(i)\mathbf{s}(i) + \mathbf{H}^{(1)}(i)\mathbf{s}(i-1) \\ &\quad + \mathbf{H}^{(2)}(i)\mathbf{s}(i-2) + \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{y}(i+1) &= \mathbf{H}^{(0)}(i+1)\mathbf{s}(i+1) + \mathbf{H}^{(1)}(i+1)\mathbf{s}(i) \\ &\quad + \mathbf{H}^{(2)}(i+1)\mathbf{s}(i-1) + \mathbf{n}(i+1) \end{aligned} \quad (10)$$

이전 수신 심벌을 완벽하게 복원하였다고 가정할 때, 다음과 같이 feed-forward 및 feedback 필터를 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'(i) &= \mathbf{y}(i) - \mathbf{H}^{(1)}(i)\hat{\mathbf{s}}(i-1) - \mathbf{H}^{(2)}(i)\hat{\mathbf{s}}(i-2) \\ \mathbf{y}'(i+1) &= \mathbf{y}(i+1) - \mathbf{H}^{(2)}(i+1)\hat{\mathbf{s}}(i-1) \end{aligned} \quad (11)$$

이를 행렬로 묶어 표현하면 다음과 같다.

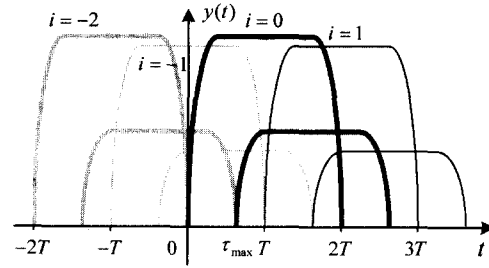


그림 3. OFDM 수신신호 ( $g = 2$ )

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}'(i) \\ \mathbf{y}'(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(i) \\ \mathbf{y}(i+1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)}(i) & \mathbf{H}^{(2)}(i) \\ \mathbf{H}^{(2)}(i+1) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}(i-1) \\ \hat{\mathbf{s}}(i-2) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$\hat{\mathbf{s}}(i) = \mathbf{s}(i)$  라고 가정하면 (10), (11) 식으로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'(i) &= \mathbf{H}^{(0)}(i)\mathbf{s}(i) + \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{y}'(i+1) &= \mathbf{H}^{(0)}(i+1)\mathbf{s}(i+1) + \mathbf{H}^{(1)}(i+1)\mathbf{s}(i) + \mathbf{n}(i+1) \end{aligned}$$

위 식을 행렬로 표현하면

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}'(i) \\ \mathbf{y}'(i+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H}^{(0)}(i+1) \end{bmatrix} \mathbf{s}(i+1) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(0)}(i) \\ \mathbf{H}^{(1)}(i+1) \end{bmatrix} \mathbf{s}(i) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{n}(i+1) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{H}^{(0)}(i) \\ \mathbf{H}^{(0)}(i+1) & \mathbf{H}^{(1)}(i+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}(i+1) \\ \mathbf{s}(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(i) \\ \mathbf{n}(i+1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 이를 바탕으로 feed-forward 필터인  $\mathbf{F}_0(i)$ 를 다음과 같이 구현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{z}}(i+1) \\ \hat{\mathbf{z}}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{F}_0(i) \begin{bmatrix} \mathbf{y}'(i) \\ \mathbf{y}'(i+1) \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_0(i) &= \mathbf{H}^*(i)(\mathbf{H}(i)\mathbf{H}^*(i) + \sigma^2\mathbf{I})^{-1} \\ \mathbf{H}(i) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{H}^{(0)}(i) \\ \mathbf{H}^{(0)}(i+1) & \mathbf{H}^{(1)}(i+1) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

feedback 필터  $\mathbf{B}_1(i)$ 와 함께 전체 등화기를 표현하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{z}}(i+1) \\ \hat{\mathbf{z}}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{F}_0(i) \begin{bmatrix} \mathbf{y}(i) \\ \mathbf{y}(i+1) \end{bmatrix} - \mathbf{B}_1(i) \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}(i-1) \\ \hat{\mathbf{s}}(i-2) \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서  $\mathbf{B}_1(i)$ 는

$$B_1(i) = \begin{bmatrix} H^{(1)}(i) & H^{(2)}(i) \\ H^{(2)}(i+1) & 0 \end{bmatrix}$$

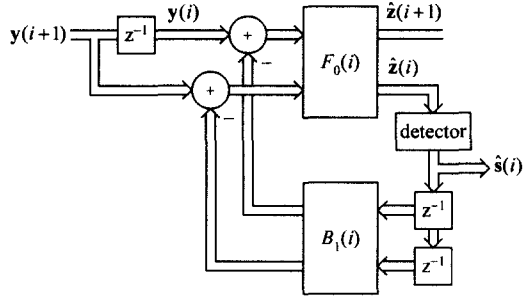


그림 4. 일반화된 필터 뱅크 기반 OFDM 수신기의 DFE 등화기 구조 ( $g=2$ )

이다.

그림 4는  $g=2$ 인 일반화된 필터 뱅크 기반 OFDM 수신기의 DFE 구조를 보여주고 있다.

#### IV. 실험 결과

제 3장에서 설명된 세 가지 시스템의 등화기 성능 비교를 위하여 모의 실험을 실시하였다. 공통적인 실험 환경은 다음과 같다.

OFDM 심벌 주기  $T=1.2\mu s$ , 부채널 개수  $N=16$ 으로 하였다. 또한, 4-경로의 레일리 분포를 갖는 무선 채널을 사용하고, 각 경로의 지연 시간은 0, 0.02, 0.05, 0.1 ms, 각 경로의 평균 파워 프로파일은 0.5, 0.25, 0.15, 0.1로 하였다. 100개의 OFDM 심벌이 포함된 기간 동안은 채널이 변화하지 않는다고 가정하였고 모두 50,000개의 심벌을 전송하였다. 전송 심벌은 8-PSK로 인코딩 하였다.

##### 1. 일반적인 OFDM 시스템

$c=0.4$  ms,  $N_s=N$ ,  $T_f=T_s=0.05\mu s$ 로 하였으며 shaping 펄스는 식 (16)과 같다.

$$p(t) = \begin{cases} 1, & \beta/W \leq t \leq 1/W \\ \sqrt{\frac{1 - \sin\left(\frac{\pi W(t+1/2W)}{\beta}\right)}{2}}, & 0 \leq t < \frac{\beta}{W} \text{ or } \frac{1}{W} < t < \frac{1+\beta}{W} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (16)$$

여기에서  $\beta=0.2$ ,  $W=5/6$  MHz로 하였다.

##### 2. 보호구간 없는 DFT 기반 OFDM 시스템

$c=0$  ms,  $N_s=2N$ ,  $T_f=0.075$  ms,  $T_s=T_f/2=0.0375$  ms로 하였으며, shaping 펄스는 식 (16)과 같다.

##### 3. 제안된 필터 뱅크 기반 OFDM 시스템

$c=0$  ms,  $N_s=2N$ ,  $T_f=0.075$  ms,  $T_s=0.0375$  ms으로써 보호구간이 없는 DFT 기반 OFDM 시스템의 경우와 같다. shaping 펄스는 사용하지 않았고  $g=2$ 인 식 (17)과 같은 원형 필터  $p_0(t)$ 를 사용하였다.

$$p_0(t) = \begin{cases} 2 \sin\left(\frac{(2t/T+1)\pi}{4N}\right) & 0 \leq t \leq 2T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (17)$$

그림 5는 실험 결과를 SNR에 따른 BER로 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 보호 구간을 사용하지 않고 DFE를 사용한 DFT 기반 OFDM 시스템은 일반적인 OFDM 시스템보다 BER이 같을 때 SNR 면에서 8 dB 정도의 성능 저하를 가져온다. 반면, 제안된 일반화된 필터 뱅크 기반 다중 채널 시스템은 기존의 OFDM 시스템보다 대략 2 dB 정도의 성능 향상이 있었다.

그림 6은 그림 5에서보다 2배의 샘플링을 하였을 때의 결과이다. 기존의 OFDM 시스템의 경우  $N_s=2N$ ,  $T_s=0.025\mu s$ 가 되며, DFE를 사용하는 두 시스템의 경우  $N_s=4N$ ,  $T_s=0.0375\mu s$ 가 된다. 오버 샘플링의 결과 전체적인 BER의 성능 향상이 있었으나 시스템 간의 성능 차이는 비슷하게 나타난다.

그림 7은 제안된 시스템에서  $g=2$ 인 경우와  $g=4$ 인 경우를 DFE를 사용한 DFT 기반 OFDM 시스템( $g=1$ )과 비교해본 것이다.  $g=4$ 인 경우, 원형 필터는 다음을 사용하였다<sup>[10]</sup>.

$$p_0(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{2N}} \left[ \cos \beta(t) - \cos\left(\frac{\pi(2t/T+1)}{4N}\right) \right], & 0 \leq t < 4T \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (18)$$

여기서  $\beta(t)$ 는 다음과 같다.

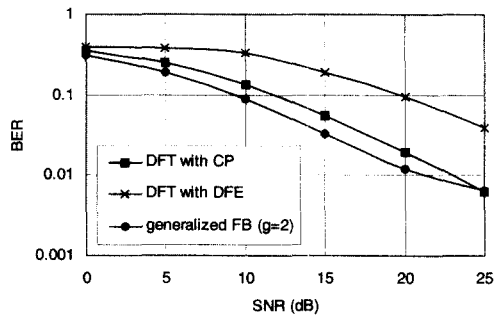


그림 5. 시스템 BER 성능 비교

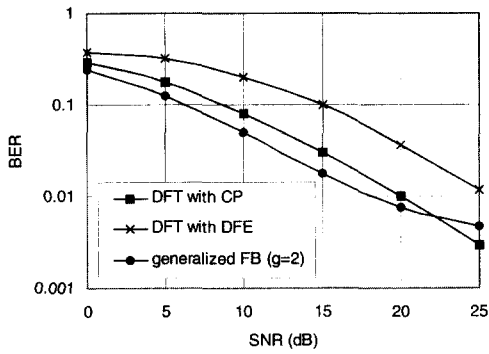


그림 6. 2배 oversampling시의 성능 비교

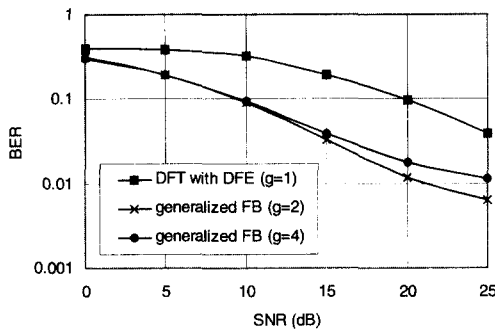


그림 7. 필터 중첩 계수 g에 따른 성능 비교

$$\beta(t) = \begin{cases} \gamma_N + (\pi - 4\gamma_M)t / (2T(N-1)) & \text{for } 0 \leq t < T \\ \gamma_N + (\pi - 4\gamma_M)(2T - t) / (2T(N-1)) & \text{for } T \leq t < 2T \\ \gamma_N + (\pi - 4\gamma_M)(t - 2T) / (2T(N-1)) & \text{for } 2T \leq t < 3T \\ \gamma_N + (\pi - 4\gamma_M)(4T - t) / (2T(N-1)) & \text{for } 3T \leq t < 4T \end{cases}$$

$$\text{where } \gamma_N = 0.4717 + e^{-0.00032084024272N^3 + 0.01619976915653N^2} \times e^{-0.39479347799199N - 2.24633148545678}$$

그림에서와 같이 g가 4로 증가했을 경우, g = 2인 경우보다 BER 측면에서 시스템 성능이 좋지 않다. 즉, 등화기의 성능이 필터 중첩 인수 g에 의하여 제한을 받음을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 다중 채널 페이딩 채널의 영향을 제거하기 위한 일반화된 필터 बैं크 기반 OFDM 시스템의 등화기 구조를 제안하였다.

시스템의 복잡도 측면에서 살펴보면, 가장 간단한 시스템은 기존의 일반적인 OFDM 시스템이며, DFE를 사용한 DFT 기반 OFDM 시스템이 그보다 복잡

하고, 일반적인 필터 बैं크 기반의 OFDM 시스템은 한 번에 계산해야 할 수신 벡터의 길이가 늘어나므로 계산 요구량이 가장 많아진다.

그러나 대역폭 활용도 측면에서는 기존의 일반적인 OFDM 시스템은 본 실험에서 사용한 길이의 순환 접두부를 사용할 경우 66.7%이나, DFE를 사용한 두 시스템의 경우에는 모두 100%였다.

이를 종합하여 보면 본 논문에서 제안한 시스템이 기존의 OFDM 시스템에 비하여 다소 계산량이 많은 단점이 있는 반면, 낮은 SNR 환경에서의 BER 및 주파수 이용 효율 측면에서 보다 우수한 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] J. P. Aldis, M. P. Althoff, and R. van Nee, "Physical layer architecture and performance in the WAND user trial system," in *Proc. ACTS Mobile Summit '96*, pp. 196-203, Granada, Spain, Nov. 1996.
- [2] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Comm. Mag.*, pp. 5-14, May 1990.
- [3] D. Dardari, V. Tralli, "High-speed indoor wireless communications at 60 GHz with coded OFDM," *IEEE Transactions on Comm.*, vol. 47, no. 11, November 1999.
- [4] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, D. Landstrom, F. Sjoberg, "An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing," *Research Report TULEA 1996:16*, Lulea University of Technology, Sep. 1996.
- [5] H. Steendam, M. Moeneclaey, "Analysis and optimization of the performance of OFDM on frequency-selective time-selective fading channels," *IEEE Trans. on Comm.*, vol.47, no.12, pp.1811-1819, Dec. 1999.
- [6] Yi Sun, Lang Tong, "Channel equalization for wireless OFDM Systems with ICI and ISI," *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Communications*, vol.1, pp. 182-186, 6 June 1999.
- [7] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles & Practice*, Prentice Hall, Upper

Saddle River, New Jersey, 1996.

[8] L. Vandendorpe, J. Louveaux, B. Maison, A. Chevreuil, "About the asymptotic performance of MMSE MIMO DFE for filter-bank based multicarrier transmission," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 47, no. 10, pp. 1472-1475, Oct. 1999.

[9] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1992.

[10] R. A. Gopinath and C. S. Burrus, "On cosine-modulated wavelet orthonormal bases," *CML TR-92-6*, Mar. 1992.

[11] R. A. Gopinath and C. S. Burrus, "Wavelet transforms and filter banks," *CML TR-91-20*, Sep. 1991.

[12] A. Kirac, P. P. Vaidyanathan, "Theory and design of optimum FIR compaction filters," *IEEE Trans. on Signal Processing, Special Issue on Theory and Application of Filter Banks and Wavelet Transforms*, vol. 46, pp. 903-919, April 1998.

1999~2001년 : 전북대학교 컴퓨터공학 대학원주임 교수

1994년~현재 : 전북대학교 전자정보공학부 부교수  
<주관심 분야> 통신신호처리, 멀티미디어통신

박 태 윤(Tae-yoon Park)

정회원



1995년 2월 : 전북대학교  
컴퓨터공학과 졸업  
1998년 2월 : 전북대학교  
컴퓨터공학과 석사  
1998년 3월~현재 : 전북대학교  
컴퓨터공학과 박사과정

<주관심 분야> 신호처리, 멀티미디어 통신

최 재 호(Jae-ho Choi)

정회원



1985년 : 노스캐롤라이나 주립대  
학교 전자공학과 졸업  
1988년 : 노스캐롤라이나 주립대  
학교 전자공학과 공학석사  
1993년 : 노스캐롤라이나 주립대  
학교 컴퓨터공학 공학박사

1990~1993년 : 미국 리서치트라이앵글 연구소 시스  
템공학 연구센터 연구원