

OFDM 주파수 효율 증가를 위한 중첩 전송 방법 성능 비교

A Comparison of Superimposition Schemes for Spectral Efficiency Improvement of OFDM

이준경*, 양장훈*, 김동구*

Jun-Kyoung Lee*, Jang-Hoon Yang* and Dong-Ku Kim*

요 약

본 논문에서는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 주파수 효율 증가를 목적으로 시간 영역에 추가적인 데이터 신호를 중첩시키는 방법들의 성능을 비교한다. 본 저자들이 제안하였던 시간 영역 데이터 중첩 전송 (TDSD : Time Domain Superimposition of Data) 시스템은 기존 중첩 전송 방식들 (SPPT : the Superimposed periodic pilot in the time domain, APSB : the Added Pilot Semi-Blind channel estimation)이 파일럿 신호를 데이터와 중첩하도록 하는 방법과 달리 시간 영역에서 추가 데이터를 중첩시킨다. 그러나 중첩 전송 방식들은 데이터 전송률을 증가시킬 경우, 주파수간 간섭 (ICI)이 증가하는 관계를 갖는다. 하지만 TDSD는 선처리 과정을 통해서 시간 영역 신호와 주파수 영역 신호간의 간섭을 제거함으로써 주파수 효율을 증가시킬 수 있다. 본 논문에서 기존에 제안된 OFDM에서의 중첩 전송 방식들과 여러 모의실험을 통하여 성능을 비교한다. TDSD는 주파수 효율 측면에서 일반적인 OFDM 시스템과 비교할 경우 특정 중첩 전송 변수 사용 ($M=16$) 시 약 20%의 주파수 효율을 증가 시키는 데 반해 SPPT는 일반적인 OFDM과 비슷한 성능을 갖는다. 그리고 APSB는 비교 대상 중에서 가장 낮은 효율을 보인다.

Abstract

In this paper, comparisons of the superimposition schemes for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system are made. The time domain superimposition of data (TDSD) has a tradeoff between the degree of freedom for data transmission and inter-carrier interference (ICI). While SPPT and APSB experiences the increases of interference as the transmit data rate increases, TDSD can effectively improve spectral efficiency by exploiting preprocessing structures which prevents interference between the signals in the different domain. TDSD which we proposed is compared with the conventional superimposition schemes of OFDM, such as SPPT (the superimposed periodic pilot in the time domain) and APSB (the added pilot semi-blind channel estimation) by simulation. As the result, comparing the conventional OFDM, TDSD can increase the spectral efficiency up to about 20% with the superimposition factor $M=16$ while SPPT has the similar efficiency. APSB has the worst efficiency.

Key words : Superimposition, OFDM, Spectral Efficiency

* 연세대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical Electronic Engineering, Yonsei University)

· 제1저자 (First Author) : 이준경

· 투고일자 : 2008년 8월 5일

· 심사(수정)일자 : 2008년 8월 6일 (수정일자 : 2008년 8월 22일)

· 게재일자 : 2008년 8월 30일

I. 서 론

최근 무선 통신 시스템은 고속 데이터 서비스를 지원하기 위해서 빠르게 진화하고 있다. OFDM은 고속 데이터 전송을 위한 핵심 기술로서 최근 WIMAX와 LTE같은 표준기술로 채택되었다. OFDM의 장점으로 고속 데이터 전송에서 발생하는 다중 경로 채널의 성능 열화 문제를 등화기(Equalizer) 사용으로 쉽게 해결할 수 있는 장점을 갖고 있기 때문이다.

그렇지만 효과적인 등화기 사용을 위해서는 정확한 채널 상태 정보(CSI : Channel State Information)를 알아야 한다. OFDM 시스템에서 일반적으로 채널 상태 정보를 얻기 위해서 사용하는 방법으로 OFDM 심볼에 혼련 파일럿 톤들을 삽입하는 방법(PSAM : Pilot-Symbol Assisted Modulation)이 주로 사용 된다. 그렇지만 이 방법은 데이터 대신에 파일럿 심볼을 사용함으로써 주파수 효율을 떨어뜨리는 문제점을 안고 있다 [1].

이러한 문제점을 보완하기 위해서 데이터와 파일럿을 같은 주파수나 시간 영역에 섞어서 동시에 전송하는 중첩 전송방식이 제안 되었다. OFDM에서 사용되는 중첩 전송 방식의 대표적인 방법으로 Chen et. al.은 시간 영역에서 파일럿 신호와 데이터를 중첩시키고 채널 상태 정보는 1차 통계 정보를 이용하여 얻는 방식인 SPPT 방식을 제안하였다 [2]. Ho et. al.은 주파수 영역에서 데이터와 파일럿을 중첩시킴으로써 채널 정보를 얻는 방식인 APSB 방식을 제안하였다 [3]. 하지만 위 두 가지 방식 모두 데이터와 파일럿 신호 사이에 간섭이 발생되고 이로 인하여 채널 추정 성능과 데이터 에러 검출 성능을 떨어뜨리는 단점을 가지고 있다.

본 논문의 저자들이 기존에 파일럿을 중첩시키는 방법이 발생시키는 간섭으로 인한 성능 열화를 해결하기 위해서 전처리를 통한 시간영역과 주파수영역에서 동시에 데이터 신호를 중첩시켜 전송하는 TDSB 방식을 제안하였다[4]. TDSB 방식은 기존 OFDM 시스템 보다 더 많은 데이터를 동일한 전체 송신 전력으로 전송함에도 동일한 채널 추정 성능을 유지하고 비슷한 데이터 에러 검출 성능을 갖도록 하여 상대적으로 주파수 효율을 증가시키는 방법이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 TDSB 시스템의 송수신단의 시스템 구조 및 처리과정을 설명한다. III장에서 기존 제안 방식인 SPPT와 APSB 방식의 시스템 설명과 채널 추정 방식에 대해 설명한다. IV장에서 본 저자들이 제안한 TDSB와 기존에 제안된 SPPT와 APSB 방식의 채널 추정, 데이터 에러 검출 성능, 주파수 효율, 그리고 복잡도에 대해서 모의 실험을 통해 비교한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. TDSB 시스템

본 장에서는 [4]에 제시된 TDSB 시스템의 송수신 방법에 대해서 간략하게 정리한다.

2-1 TDSB 송신기

제안된 TDSB의 송신기 구조는 그림 1과 같다. 송신기는 크게 필터링 된 데이터의 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 부분, 파일럿의 삽입 부분, 그리고 시간 영역에서 필터링 된 추가 데이터의 중첩 부분으로 구성된다. TDSB 시스템에서 사용되는 주요 변수로 FFT (Fast Fourier Transform)의 크기는 N , 파일럿 톤의 개수는 P , 주파수 영역의 OFDM 데이터의 개수는 $(N-P)$, 그리고 파일럿 톤의 간격은 $Q=N/P$ 이다. 파일럿 톤은 주파수 영역에서 mQ 번째 부반송파에 주기적으로 위치한다. 여기서 $m=0,1,\dots,P-1$ 이다. OFDM 데이터 벡터 x 는 파일럿 위치에서 0의 값을 가지며 시간 영역으로 변환되기 이전에 필터 $I_N - J$ 를 통과한다. 여기서 I_N 은 $N \times N$ 단위 행렬이고 J 는 다음과 같이 정의 된다.

$$J = (M/P)1_{P/M} \otimes I_{Q/M} \quad (1)$$

여기에서 1_A 는 모든 값에서 1을 갖는 $A \times A$ 행렬이고 \otimes 는 Kronecker product 연산자이며, $M \in \{2^q | q=0,1,\dots,\log_2 P\}$ 인 중첩되는 추가 데이터의 양을 결정하는 상수이다. 이 필터는 시간 영역의 OFDM 데이터 신호가 추가적인 데이터를 중첩하게

될 위치에 0의 값을 갖도록 만든다. 따라서 시간 영역의 중첩 데이터가 이 위치에 속한다면 OFDM 데이터 신호와 간섭을 일으키지 않을 것이다. 이 필터로 인하여 OFDM 데이터 신호는 시간 영역에서 MQ 개의 샘플에서 0의 값을 갖는다. 결과적으로 이 위치에 중첩되는 데이터로 인한 추가된 데이터 전송률은 $MQ\mu/T_s$ 로 계산된다. 여기에서 μ 는 추가된 데이터의 변조 차수(constellation order)이다. 예로 QPSK는 $\mu=2$, 16-QAM은 $\mu=4$ 이다. 그리고 T_s 는 OFDM의 심볼 주기 시간이다.

그림 1에서 필터링 된 OFDM 데이터와 파일럿 신호의 IFFT 결과는 $w = IFFT((I_N - J)x + p)$ 로 표현할 수 있으며 다음의 <Property 1>을 만족한다. 여기서 p 는 파일럿 벡터로서 파일럿 톤의 위치를 제외한 나머지 값들은 0이다.

<Property 1>

$(I_N - J)x$ 의 IFFT 결과는 시간 영역의 샘플 $n=0, \frac{P}{M}, 2\frac{P}{M}, \dots, (MQ-1)\frac{P}{M}$ 에서 항상 0을 갖는다. 여기에서 $P = \frac{N}{Q}$ 이다.

그러나 직접적인 추가 데이터 신호의 중첩은 주파수 영역에서 파일럿 신호와 간섭을 일으킬 수 있다. 그래서 추가 데이터 신호 벡터 x_{add} 또한 파일럿 신호와 간섭을 일으키지 않기 위해서 필터 $(I_N - J_{add})$ 를 통과한다. 여기서 $J_{add} = (1/Q)1_Q \otimes I_P$ 로 정의된다[5]. 필터링 된 추가 데이터 신호의 FFT 결과는 $FFT((I_N - J_{add})x_{add})$ 로 표현되며 <Property 2>를 만족한다.

<Property 2>

$(I_N - J_{add})x_{add}$ 의 FFT 결과는 항상 주파수 영역

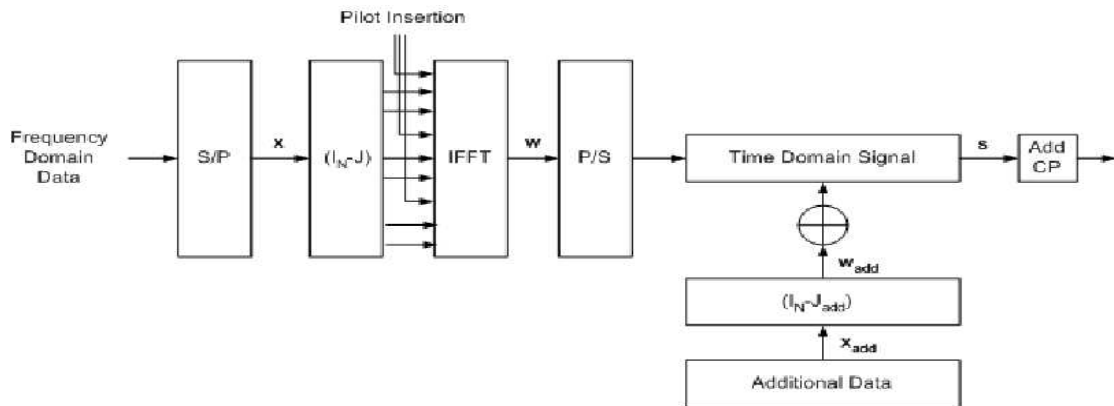


그림 1. TDSD 시스템의 송신기 구조
Fig 1. The transmitter of TDSD system

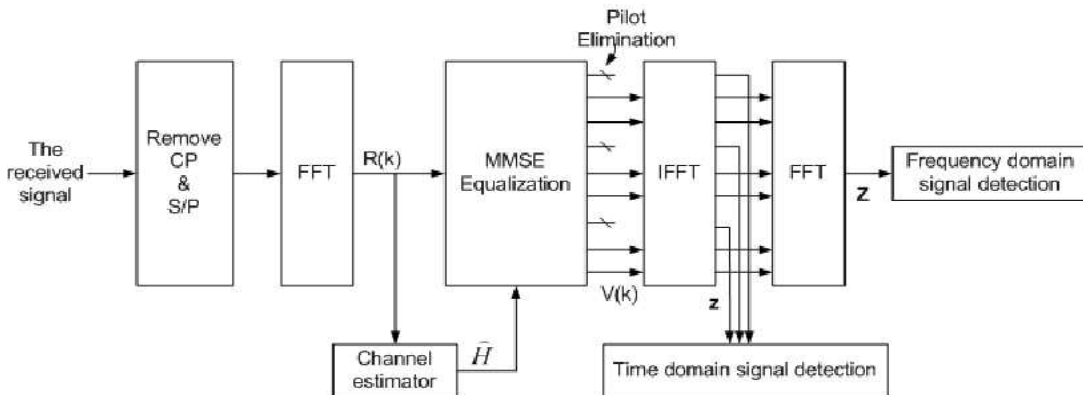


그림 2. TDSD 시스템의 수신기 구조
Fig 2. The receiver of TDSD system

에서 $k=0, Q, 2Q, \dots, (P-1)Q$ 의 위치에서 0의 값을 가지며 그 개수는 P 이다. 그리고 그 위치는 파일롯 톤의 위치와 일치한다.

필터링 된 OFDM 신호와 추가 데이터 신호는 시간 영역에서 합해지고 다음과 같이 표현된다.

$$s = w + w_{add} \tag{2}$$

그리고 최종적으로 CP (cyclic prefix)를 삽입한 후 전송된다.

TDSO가 추가 데이터를 시간영역에서 중첩시킴으로써 얻는 또 다른 장점이 있다. 이는 단일 반송파 전송 방식과 같이 PAPR (Peak to Average power ratio) 문제를 발생시키지 않으며 송신기 신호 증폭기의 최대까지 송신 전력을 사용할 수 있다는 점이다.

2-1 TDSO 수신기

TDSO의 수신기 구조는 그림 2와 같다. 수신 신호에 대해서 CP를 제거하고 N-point FFT를 거친 k 번째 부반송파의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$R(k) = H(k) \{ W(k) + W_{add}(k) \} + N(k) \tag{3}$$

여기서 $k=0,1,\dots,N-1$ 이다. $H(k)$ 는 채널의 주파수 응답이고 $N(k)$ 는 가우시안 노이즈의 주파수 응답이다. 그리고 $W(k)$ 와 $W_{add}(k)$ 는 송신 신호 w 와 w_{add} 의 FFT 결과이다.

다음으로 주파수 영역의 수신 신호를 이용하여 채널추정을 실행한다. 그리고 채널 추정 결과를 이용하여 주파수 영역에서 수신 신호에 등화 기법을 실행한다. 본 논문에서는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 등화 기법을 사용한다. 등화기 사용 후, 시간영역 중첩 신호에 간섭을 주지 않기 위해서 파일롯 부반송파들은 모두 제거되어야 한다. 그리고 시간영역에서 중첩 신호를 검출하기 위해서 IFFT를 실행한다. 이 과정을 위한 IFFT 입력 신호를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V(k) = \begin{cases} 0, & k=0, Q, \dots, (P-1)Q \\ \widehat{H}(k)R(k), & otherwise \end{cases} \tag{4}$$

여기에서 $\widehat{H}(k)$ 는 k 번째 부반송파의 MMSE 등화상수이다. z 를 $V(k)$ 의 IFFT 결과라고 할 때, 중첩 데이터 신호의 검출은 다음과 같이 이루어진다.

$$\widehat{x}_{add}(\acute{n}) = D(z) \tag{5}$$

여기서 $\acute{n}=0,1,\dots,MQ-1$ 이고 $D(\cdot)$ 는 ML (maximum likelihood) 검출을 말한다. 중첩 데이터의 검출 후, 필터링 된 OFDM 신호에 간섭을 주지 않기 위해서 시간 영역의 중첩 데이터 신호를 제거해야 한다. FFT의 실행 후 필터링 된 OFDM 신호의 검출이 다음과 같이 이루어진다.

$$\widehat{x}(k) = \acute{D}(Z) \tag{6}$$

여기서

$k \in \{i | i \in [0,1,2,\dots,N-1], i \neq pQ, p=0,\dots,P-1\}$ 이고 $\acute{D}(\cdot)$ 은 간섭을 고려하지 않는 ML 검출을 말한다.

위 과정을 통하여 TDSO 시스템은 다중 경로 채널 환경에서도 파일롯, OFDM 데이터, 추가 데이터 신호들 간에 간섭을 주지 않는다. 이로 인하여 TDSO 시스템은 일반 OFDM 시스템 보다 많은 데이터 양을 전송하여도 좋은 성능을 얻을 수 있다. 다만, 각 데이터 신호는 필터에 의해 자기신호 간섭과 전력 감소를 경험함으로써 성능이 제한 될 수 있다.

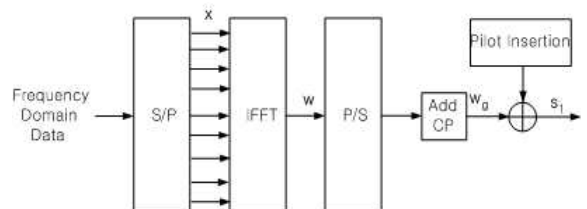


그림 3. SPPT 시스템의 송신기 구조
Fig 3. The transmitter of SPPT system

III. SPPT와 APSB 시스템

3-1 SPPT 시스템

그림 3에 SPPT 시스템의 송신기 구조가 있다.

SPPT는 시간 영역에서 OFDM 신호와 주기적 파일럿 신호를 직접적으로 더하여 송신 신호를 만든다. 송신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다 [2].

$$s_1(n) = w_g(n) + p_1(n), \quad n = 0, \dots, N + G - 1 \quad (7)$$

여기에서 $w_g(n) = w(n + N - G)_N$, G 는 보호대역의 길이, 그리고 $(n)_N$ 은 n 에 대해 modulo N 을 했을 때의 나머지를 의미한다. 식(7)에서 $p_1(n)$ 은 주기적 파일럿 신호로서 다음과 같이 정의 된다.

$$p_1(n) = \sum_{m=0}^{R-1} a\delta(n - mP), \quad n = 0, \dots, N + G - 1 \quad (8)$$

여기에서 $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker delta 함수, P 는 파일럿 주기, a 는 파일럿 신호의 크기, 그리고 $R = \lfloor (N + G)/P \rfloor$ 이다.

3-2 APSB 시스템

APSB의 송신기 구조는 그림 4에 있다. APSB 송신 신호는 주파수 영역에서 모든 OFDM 부반송파에 파일럿 신호를 삽입함으로써 다음과 같이 만들어 진다 [3].

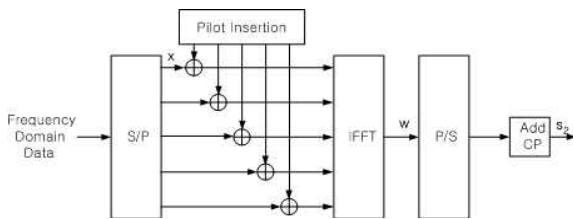


그림 4. APSB 시스템의 송신기 구조
Fig 4. The transmitter of APSB system

$$s_2(n) = w(n + N - G)_N, \quad n = 0, \dots, N + G - 1 \quad (9)$$

여기에서 $w = IFFT(X + P_2)$ 이고 P_2 는 N 개의 원소를 갖는 파일럿 벡터이다. APSB는 파일럿 신호 P_2 의 전력을 $E_p/(1 + E_p)$ 로 데이터 신호 X 의 전력을 $1/(1 + E_p)$ 로 설정하면 데이터 신호 대 파일럿 신호 전력비 (DPR)는 $1/E_p$ 가 된다. 여기에서 E_p 는 일반적인 OFDM에서 사용하는 파일럿 신호 전력이다.

3-3 중첩 전송 방식의 채널 추정

OFDM 시스템에서 채널 추정 성능은 데이터 검출 성능에 절대적인 영향을 미친다. 본 절에서는 기존 OFDM 중첩 전송 방식 (SPPT와 APSB)의 채널 추정 방식에 대해서 설명하고 제안한 TDS와 채널 추정 성능을 비교한다.

OFDM 중첩 전송 시스템의 수신 신호는 시간 영역에서 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r(n) = s(n) * h(n) + n(n), \quad n = 0, \dots, N + G - 1 \quad (10)$$

여기에서 $s(n)$ 은 중첩 전송 방식의 송신 신호, $h(n)$ 은 L 개의 다중 경로를 갖는 Rayleigh 페이딩 채널 응답, $n(n)$ 은 AWGN (additive white Gaussian noise), 그리고 $*$ 는 convolution 함수이다.

SPPT 방식은 1차 통계 (first-order statistics)를 이용하여 간단히 채널 응답을 추정한다.

$$\hat{h}(n) = \frac{1}{aR} \sum_{m=0}^{R-1} r^m(n), \quad L \leq P, \quad n = 0, \dots, P - 1 \quad (11)$$

여기에서 $r^m(n) = r(mP + n)$, $m = 0, \dots, R - 1$, 그리고 $n = 0, \dots, P - 1$ 이다. 채널 추정 이후에 OFDM 데이터 검출은 다음과 같이 간단히 이루어진다.

$$\hat{X}(k) = \frac{R(k)}{\hat{H}(k)}, \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad (12)$$

여기에서 $R(k)$ 는 시간 영역 수신 신호에서 CP와

파일럿을 제거 후 FFT 실행한 결과이고 $\hat{H}(k)$ 는 추정 채널 응답의 주파수 변환 결과이다.

APSB 방식은 반복적인 방법으로 채널을 추정한다. 우선 첫 번째 채널 추정은 다음과 같이 간단히 이루어진다.

$$\begin{aligned}\hat{H}_o(k) &= \frac{\sqrt{1+E_p}}{E_p} \frac{R(k)}{P_2(k)}, \quad k=0, \\ &= H(k) + V_o(k)H(k) + \tilde{N}(k)\end{aligned}\quad (13)$$

여기에서 $H(k)$ 는 실제 채널의 주파수 응답, $V_o(k) = \frac{1}{\sqrt{E_p}} \frac{X(k)}{P_2(k)}$ 는 데이터에 파일럿을 추가함으로써 발생하는 간섭에 의한 효과이다. 그리고 $\tilde{N}(k) = \frac{\sqrt{1+E_p}}{E_p} \frac{N(k)}{P_2(k)}$ 는 파일럿 신호에 의해 필터링 된 잡음이다. 식(13)로부터 APSB의 첫 번째 채널 추정 결과는 파일럿과 데이터 신호로부터 ICI를 포함하는 것을 알 수 있다. ICI는 채널 추정 성능을 저하시키기 때문에, APSB는 채널 추정 성능 향상을 위해서 반복적인 방법을 사용한다. 반복적인 채널 추정 방식은 채널 추정 결과를 이용하여 등화과정을 진행하고 데이터를 검출하고 검출된 데이터를 이용하여 다시 채널을 추정하는 방식이다. 다음은 두 번째 반복을 통한 추정 방식에 대한 수식이다.

$$\begin{aligned}\hat{H}_1(k) &= \sqrt{1+E_p} \frac{R(k)}{(\tilde{X}(k) + \sqrt{E_p}P_2(k))}, \quad k=0, \dots, N-1 \\ &= \frac{(X(k) + \sqrt{E_p}P_2(k))}{(\tilde{X}(k) + \sqrt{E_p}P_2(k))} H(k) + \frac{\sqrt{1+E_p}N(k)}{(\tilde{X}(k) + \sqrt{E_p}P_2(k))}\end{aligned}\quad (14)$$

여기에서 $\tilde{X}(k)$ 는 첫 번째 채널 추정 후, 검출한 데이터이다. 만약 데이터 검출 결과가 정확하다면, 식(14)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{H}_1(k) = H(k) + \frac{\sqrt{1+E_p}N(k)}{(\tilde{X}(k) + \sqrt{E_p}P_2(k))}\quad (15)$$

마지막으로 제안한 TDSB 방식은 기존의 OFDM의 채널 추정과 동일한 방법으로 추정할 수 있으며 성능

또한 동일하다. 다음은 TDSB의 채널 추정은 다음과 같은 LS (Least Square) 방식으로 쉽게 이루어 질 수 있다.

$$\tilde{H}(k) = \frac{R(k)}{P(k)}\quad (16)$$

그림 5에 각각의 OFDM 중첩 전송 방식의 채널 추정 성능에 대한 모의실험 결과가 있다.

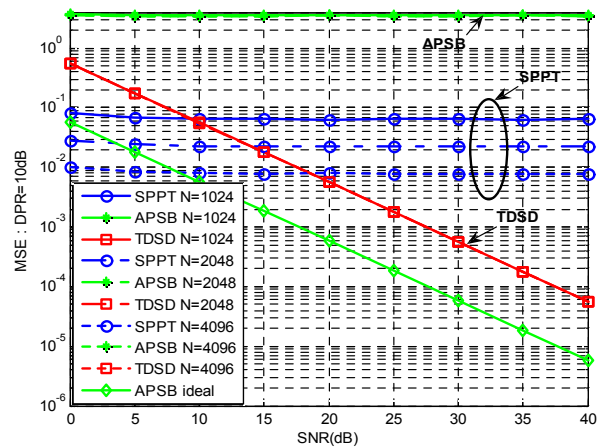


그림 5. 중첩 전송 방식의 채널 추정 성능 비교
Fig 5. The performances of channel estimation for the superimposition schemes

IV. 실험결과 및 성능 비교

이번 장에서는 TDSB, SPPT와 APSB 방식과도 성능을 비교한다. 각각의 OFDM의 중첩 전송 방식은 채널 추정 방법 및 데이터 검출 방법이 크게 다르다. 모의실험을 통하여 각 방식의 성능을 확인한다. 각 중첩 전송 방식의 최종 송신 전력은 모두 동일하게 맞추어져 있으며, 사용된 변수들로 FFT 크기는 1024, 2048, 4096을 사용하고, Rayleigh 페이딩 ($E\{h(l)^2\} = \alpha \exp(-0.2l)$)이고 길이가 64인 다중 경로 채널이 사용된다. 그리고 CP의 길이는 64이다. 여기서 α 는 전력 정규화 인자이다.

OFDM은 등화 과정을 통해서 다중 경로 채널의 효과를 쉽게 처리할 수 있는데, 이를 위해서 채널 추정 성능이 크게 영향을 미친다. 중첩 전송 방식의 채널

널 추정 방식은 앞 절에서 이미 설명하였다. 그림 5에 각각의 채널 추정 성능 결과를 확인하면 SPPT는 SNR에 민감하진 않고 FFT 크기에 따라 성능이 결정됨을 알 수 있다. 즉 FFT 크기가 커짐에 따라 1차 통계의 정확성이 향상되는 결과로 성능이 좋아진다. APSB는 채널 추정 성능이 좋지 않다. 그 이유는 파일럿 신호와 OFDM 데이터 신호 사이에 간섭으로 인한 결과이다. 그러므로 APSB 심볼을 독자적으로 사용하기 보다는 기존의 OFDM 패킷 사이에 삽입함으로써 기존 OFDM의 성능을 보좌하는 역할을 하는 것이 나올 것이다. 본 논문에서 제안된 TDSD는 기존 OFDM 방식과 성능이 일치하며 높은 SNR일수록 성능이 더 좋아진다. 이유는 OFDM 데이터와 추가되는 중첩 데이터가 파일럿 신호에 대해서는 간섭을 주지 않도록 설계 되었기 때문이다. TDSD는 OFDM 데이터 영역 채널 추정을 위한 파일럿 신호 사이의 보간법 (interpolation)으로 DFT 기반의 보간법을 사용하였다.

그림 6에 중첩 전송 방식의 BER 성능 결과가 있다. 모의실험 결과는 각 중첩 전송 방식의 채널 추정 결과를 반영한 데이터 검출 성능을 나타낸다. SPPT는 채널 추정 성능과 같이 FFT 크기에 따라 성능이 많이 좌우 되는 것을 보인다. APSB는 성능이 많이 떨어지는데, 이는 채널 추정 성능이 매우 좋지 않기 때문이다. 만약 패킷 내에서 사용되는 경우라면 달리 평가 될 것이다. 반면에 TDSD는 FFT의 크기에 따른 BER 성능은 거의 차이가 없으며 중첩 데이터 양에 따라 그 성능이 차이를 보인다. 즉, 중첩 데이터 양이 많을수록 BER 성능은 떨어진다. 그 이유는 중첩 데이터 양이 많아짐에 따라 전력 손실과 ICI가 증가되고 이는 곧 성능 감소로 이어지기 때문이다. 그림 6에서 TDSD는 중첩 전송 인자 M 이 4까지는 동일 송신 전력으로 더 많은 데이터를 전송함에도 기존의 OFDM과 비슷한 BER 성능을 갖는다.

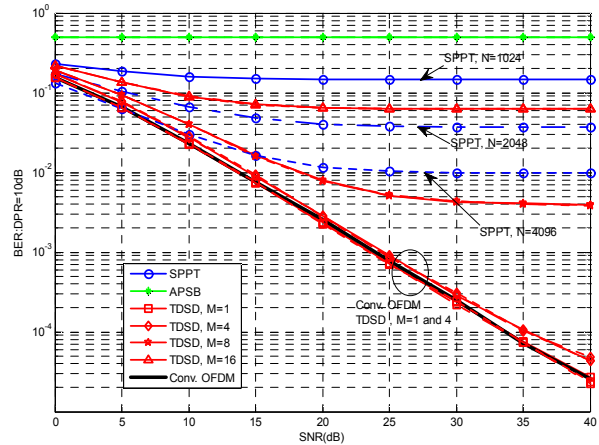


그림 6. 중첩 전송 방식의 BER 성능 비교

Fig 6. The BER performances for the superimposition schemes

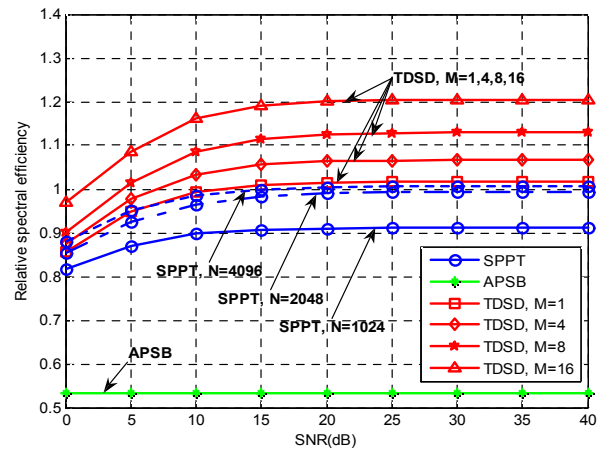


그림 7. 중첩 전송 방식의 주파수 효율 비교

Fig 7. The comparison of the spectral efficiencies for the superimposition schemes

그림 7은 기존 OFDM 대비 OFDM 중첩 전송 방식의 주파수 대역 효율을 보여준다. 기존 OFDM 시스템에서 데이터 검출 에러가 없을 때 효율을 1로 기준 하였고 SNR은 전체 전송 전력과 노이즈의 비이다. 주파수 효율 검증을 위해 각 중첩 전송 방식의 채널 추정 방식을 사용하여 실험하였다. TDSD는 FFT 크기는 표현의 복잡성을 고려하여 1024만 사용하였다. $M=16$ 일때 기존 OFDM과 같은 전력을 사용하여 전송하더라도 약 20%의 주파수 효율 증대가 있는 것을 확인 할 수 있다. 수식적으로는 만약 수신 데이터의 에러가 발생하지 않는다면, TDSD는 $\frac{MQ}{(N-P)} \times 100$ 퍼센트의 주파수 효율 증가를 가져온다. 반면에 SPPT의 경우는 FFT 크기가 4096일때, 기존 OFDM

대비 약간의 이득이 있고 APSB는 단독으로 사용될 때 효율이 무척 떨어진다. 이는 채널 추정 성능 및 데이터 검출 성능이 TDSD에 비해서 현저히 떨어지기 때문이다.

표1에는 채널 추정기와 데이터 검출에 필요한 곱셈기의 복잡도가 나타나있다. TDSD의 복잡도가 다른 두 방식에 비해서 조금 더 복잡하지만 복잡도의 차수가 $O(\log_2 N)$ 으로 같다.

표 1. 채널 추정기 및 데이터 검출 복잡도

Table 1. The complexity of channel estimation and data detection.

| | 채널 추정기 | 데이터 검출 |
|------|------------------------------|-----------------|
| SPPT | P | $\log_2 N + N$ |
| APSB | $\log_2 N + N + i \times 2N$ | N |
| TDSD | $\log_2 N + N$ | $N + 2\log_2 N$ |

V. 결 론

본 논문은 기존 OFDM 시스템의 주파수 효율을 증가시키기 위한 여러 가지 중첩 전송 방식을 채널 추정 성능, BER 성능, 주파수 효율 측면에서 비교하였다. 현실적인 채널 환경인 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 전체 전송 신호 전력을 모든 비교 시스템에 동일하게 설정하고 모의실험을 통해 성능을 비교하였다. 기존의 OFDM의 중첩 전송 방식인 SPPT와 APSB와 성능을 비교해볼 때, 채널 추정 성능, BER, 주파수 효율에서 모두 본 논문에서 제안하였던 TDSD가 우월하였다. 반면에 복잡도는 다른 방법보다 조금 더 복잡하다. FFT 크기로 1024를 사용할 경우, TDSD는 기존 OFDM 시스템보다 $M=16$ 일 때 약 20%, $M=8$ 일 때 약 13%의 주파수 효율 증가가 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] N. Chen and G. T. Zhou, "What is the price paid for superimposed training in OFDM",

Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing, Montreal, QC, Canada, vol. 4, pp. 421-424, May. 2004.

- [2] N. Chen and G. T. Zhou, "A superimposed periodic pilot scheme for semi-blind channel estimation", *Proc. 10th IEEE DSP Workshop*, Pine Mountain, GA, pp. 362-365, Oct. 2002.
- [3] C. K. Ho, B. Farhang-Boroujeny, and F. Chin, "Added pilot semi-blind channel estimation scheme for OFDM in fading channels", *IEEE Globecom2001*, vol. 5, pp. 3075-3079, Nov. 2001.
- [4] J. K. Lee, J. H. Yang, and D. K. Kim, "Spectral efficiency improvement of OFDM by using time domain superimposition of data", *to appear in IEICE Trans. on Comm.*, vol. E91-B, no. 10, Oct. 2008.
- [5] Mounir Ghogho, Des McLernon, Enrique Alameda-Hernandez, and Ananthram Swami, "Channel estimation and symbol detection for block transmission using data-dependent superimposed training", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 226-229, Mar. 2005.

이 준 경 (李俊京)



1998년 2월 : 홍익대학교 전자공학과 (공학사)

2000년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)

2000년 1월~현재 : 삼성전자 통신연구소 책임연구원

2005년 3월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정 재학중

관심분야 : Signal processing, OFDM, MIMO, Relay

양 장 훈 (梁長薰)



1996년 : 연세대학교 전파공학과(공학사)

1998년 : U.S.C Dept. of Electrical Engineering (공학석사)

2001년 : U.S.C Dept. of Electrical Engineering (공학박사)

2001년~2006년 : 삼성전자 책임연구원

2006년~현재 : 연세대학교 공과대학 전기전자공학부 연구교수

관심분야 : CDMA, OFDMA, MIMO, Relay, Corss layer optimization, 간섭채널, 정보이론

김 동 구 (金東九)



1983년 : 한국항공대학교 통신공학과(공학사)

1985년 : U.S.C Dept. of Electrical Engineering (공학석사)

1992년 : U.S.C Dept. of Electrical Engineering (공학박사)

1999년~현재 : 연세대학교 공과대학 전기전자공학부 교수

관심분야 : UWB, CDMA, Scheduling scheme, MIMO, Relay