

회전 위상을 파일롯과 데이터 심볼에 덧붙인 칩두대 평균 전력비 저감 기법

Peak-to-Average Power Ratio Reduction Technique Superimposing the Rotation Phases over Pilot and Data Symbols

한 태 영 · 최 정 훈 · 김 남

Tae-Young Han · Jung-Hun Choi · Nam Kim

요 약

이 논문은 직교 주파수 다중 전송 통신 방식의 칩두대 평균 전력비를 줄이기 위하여 대역폭과 전력의 효율성을 고려하여 파일롯과 데이터 심볼에 회전 위상을 중첩한 기법에 대한 연구 논문이다. 즉 파일롯 심볼에 위상 회전 벡터를 부가하여 파일롯 심볼 사이의 데이터 심볼의 위상 회전 벡터를 파일롯 심볼의 위상 회전 벡터와 동일하게 하여 전송하는 기법이다. 이러한 방식에 따라 송신기는 부분 분할 전송 기법에 의한 칩두대 평균 전력비를 줄일 수 있고 수신기에서 위상 회전 벡터를 파일롯 심볼의 채널 추정에 의하여 원래의 데이터 심볼을 복원할 수 있다. 따라서 송신기에서는 별도의 부반송파를 칩두대 평균 전력비의 저감하는 용도로 사용하지 않음으로써 효율적인 대역폭의 운용이 가능하고 수신기에서 위상 회전 벡터에 대한 부가적인 전송에 따른 오류에 의한 비트 오류의 급격한 증가를 방지할 수 있다. 다시 말해서 대역폭과 전력 및 통신 성능을 모두 개선할 수 있는 방법이라 할 수 있다.

Abstract

This paper researches on the scheme superimposing the rotation phases over the pilot and data symbols in order to reduce the peak-to-average power ratio(PAPR) of the orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) communication. The bandwidth and power efficiency are the main consideration. The phases of rotation vector are added to those of both pilot symbols and data symbols interlaying between any two pilot symbols in an OFDM block. Owing to this scheme the transmitter reduces the PAPR using the partial transmit sequences(PTS) and the receiver restores the data symbol utilizing the channel estimation of pilot symbols. Therefore, the bandwidth efficiency is accomplished by not using the further subcarriers for the reduction of PAPR and the enormous increase of bit error rate according to the receiving error of the side information, i.e. the phases of rotation vector, is prevented. In other words, both bandwidth- and power-efficiency and quality of communication performance can be improved.

Key words : OFDM, PAPR, Channel Estimation

I. 서 론

OFDM은 R. W. Chang^{[1],[2]}, Saltzberg^[3], Weinstein과 Ebert^[4], Peled와 Ruiz^[5]의 혁신적이 공로로 현실화되었다. 지난 20여 년에 걸쳐서 OFDM은 넓고 다양한

응용 분야에 적용되어 왔다. 유선 환경에 적용될 때 OFDM은 흔히 discrete multi-tone(DMT)라고 말한다. DMT는 asymmetric digital subscriber line(ADSL) 표준으로 채택되었고 전화 회사의 중앙국에서 가입자로 수 Mb/s의 디지털 통신 서비스를 제공한다. OFDM

충북대학교 정보통신공학과(Department of Computer and Communication Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20061115-141

· 수정완료일자 : 2006년 12월 21일

은 특히 여러 무선 통신 분야에 성공적으로 개발되었는데, 다중 경로 환경에서 매우 우수한 성능이 좋아 보인다. OFDM은 현재 European digital audio broadcasting(DAB), digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T), 802.11 a/g, 802.16, HIPERLAN/2의 근거리통신망(local area network)과 위성 및 지상파 멀티미디어 방송(satellite and terrestrial digital multimedia broadcasting), 휴대인터넷, ultra-wideband(UWB) multi-band OFDM의 여러 가지 고속 무선 통신 표준에 적용되고 있고 차세대 이동 통신의 유망 기술로 인식되고 있다는 것이 통설이다.

OFDM에서 PAPR은 직교성의 상실과 함께 가장 심각한 두 가지 단점 중의 하나이다. 고출력 증폭기(HPA)의 제한된 동작 범위로 인하여 높은 PAPR을 지닌 OFDM 신호는 대역 내와 대역 외에서 비선형 왜곡을 초래한다. HPA의 전력 소비는 평균 전력보다는 첨두 전력에 크게 의존하기 때문에 이러한 우발적인 첨두 전력은 HPA의 전력 효율을 떨어뜨린다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 여러 가지 기법들이 제안되었다^{[6]~[15]}.

파일럿 심볼을 사용하여 첨두대 평균 전력비를 줄이는 방법은 파일럿 심볼이 채널 추정과 주파수 오프셋 추정의 정확성에 영향을 주지 않아야 한다. 파일럿 톤의 크기를 바꾸지 않으면 주파수 오프셋 추정의 정확성은 변하지 않으므로 파일럿 톤의 위상은 변경할 수 있다. Garcia^{[16]~[18]}는 채널 추정으로 사용되는 파일럿 심볼에 대하여 첨두대 평균 전력비가 최적화될 수 있도록 적절한 값의 위상을 곱하여서 여러 개의 가능한 서로 직교하는 파일럿 벡터를 이용하는 접근 방법을 제시하였다. Ning Chen^[19]은 OFDM의 채널 추정을 위한 파일럿 심볼의 위치가 OFDM 블럭내에서 균일한 간격으로 되어 있고 데이터의 전력보다 크게 전송되는 점을 이용하여 파일럿 심볼의 전력을 추정하여 그 위치에 대응하는 위상 회전 벡터를 추정함으로써 selected mapping 기법을 사용하여 송신기에서 첨두대 평균 전력을 줄이는 용도로 사용한 위상 회전 벡터를 수신기에서 알 수 있는 기법을 제안하였다. Hosokawa^[20]는 파일럿 심볼의 위상을 바꾸어도 채널 추정이나 동기 추정에는 영향을 주지 않으므로 이를 이용하여 최적의 파일럿 심볼의 위상을 선택하여 PAPR을 행할 수 있음을 보였다.

BER도 상당히 향상됨을 보였다.

이 논문은 다음 사항에 대하여 기여하였다.

1. Selected mapping, partial transmit sequence와 같이 데이터의 위상을 회전하는 여러 가지 첨두대 평균 전력비 저감 기법은 결국 채널의 위상 변경에 흡수될 수 있음을 보였다.
2. 이를 이산 기저 대역 모델에 의해서 이론적으로 밝혔다.
3. 파일럿 심볼의 위상 변경과 데이터의 위상 변경을 동일하게 하면 채널 추정에 의해서만 데이터의 복원이 가능함을 보였고 이에 따라 송신측의 데이터 회전 위상의 변경 정보에 대하여 수신측에 알리지 않아도 됨을 모의 실험 결과로서 확인하였다.
4. 이러한 결과로부터 PAPR의 저감을 위하여 데이터의 위상 회전이 결국 채널의 주파수 응답 함수에 포함된다는 결론을 이끌어 내었다.
5. 향후 파일럿 톤을 사용하는 OFDM에서 송신측에서 불연속적인 위상의 사용을 뛰어 넘어서 데이터에 대한 연속적인 위상 회전이 가능함을 예언한다. 따라서 더욱 더 PAPR을 줄일 수 있는 최적의 알고리즘을 도출할 수 있을 것으로 예상된다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 한다. 제Ⅱ장에서 OFDM의 이산적 신호 모델을 정리한다. 제Ⅲ장에서 PTS-OFDM에 대하여 간략히 review하고 Ⅱ장의 신호 모델을 사용하여 재해석한다. 제Ⅳ장에서 이 논문의 주된 기여 부분으로서 그 기본적인 개념, 이론적 결과와 모의 실험결과가 제시된다. 제Ⅴ장에서 결과 분석과 결론을 도출한다.

Ⅱ. OFDM의 신호 모델^[21]

본 논문은 그림 1의 기저 대역 OFDM 이산 신호 모델을 사용한다. l 번째 OFDM 심볼의 수신 신호는

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}(l) &= \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{ISI} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{X}(l) \\
 &+ \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{IBI} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{X}(l-1) + \mathbf{R}_{CP} \boldsymbol{\eta} \\
 &= \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{ISI} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{X}(l) + \mathbf{R}_{CP} \boldsymbol{\eta} \\
 &= \mathbf{H}_{cyc}(l) \mathbf{X}(l) + \mathbf{R}_{CP} \boldsymbol{\eta} \quad (1)
 \end{aligned}$$

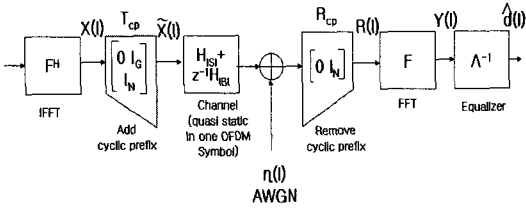


그림 1. OFDM의 기저대역 이산 신호 모델
Fig. 1. Baseband discrete model of OFDM.

이다. 여기서, $\mathbf{I}_{CP} = [\mathbf{0}_{G \times (N-G)}, \mathbf{I}_G]^T$ 는 $N \times N$ 의 identity 행렬 \mathbf{I}_N 의 마지막 G 행의 identity 행렬이고 $\mathbf{T}_{CP} = [\mathbf{I}_{CP}^T \ \mathbf{I}_N^T]^T$ 로 표현되는 $(N+G) \times N$ cyclic prefix 삽입 행렬이다. $\mathbf{R}_{CP} = [\mathbf{0}_{N \times G} \ \mathbf{I}_N^T]$ 로 표현되는 $N \times (N+G)$ 의 cyclic prefix 제거 행렬이다. $\mathbf{H}_{cyc}(l) = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{F}$ 는 circulant 행렬이다. \mathbf{F} 는 푸리에 변환 행렬이고 수신 측에서 FFT 변환을 하면 다음과 같이 된다. 이하 간편성을 위해서 l 은 생략한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{F} \mathbf{R} = \mathbf{F} \mathbf{H}_{cyc} \mathbf{X} + \boldsymbol{\eta}' \\ &= \mathbf{F} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{F} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{d} + \boldsymbol{\eta}' \\ &= \mathbf{A} \mathbf{d} + \boldsymbol{\eta}' \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{F}^{-1} \\ &= \text{diag}[H(e^{j0}) H(e^{j2\pi/N}) \dots H(e^{j2\pi(N-1)/N})] \end{aligned} \quad (3)$$

인 대각선 행렬이다. 수신 측의 푸리에 변환을 거쳐서 나온 수신 신호 $\mathbf{Y} = [Y_0 \ Y_1 \ \dots \ Y_{N-1}]$ 은 다음 수식으로 표현된다.

$$Y_k = H_k d_k + W_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

여기서 $H_k = H(e^{j2\pi k/N}) = \lambda_k e^{j\theta}$ 인 채널의 임펄스 응답의 k 번째 부반송파에서의 주파수 응답이다. d_k 는 k 번째 부반송파로 변조되는 심볼 데이터이다. W_k 는 부가성 백색 가우시안 잡음이다.

III. PTS-OFDM

PTS 기법은 먼저 그림 2에 보인 바와 같이 간단히 말해서 OFDM 데이터 블록을 M 개의 별개의 데이

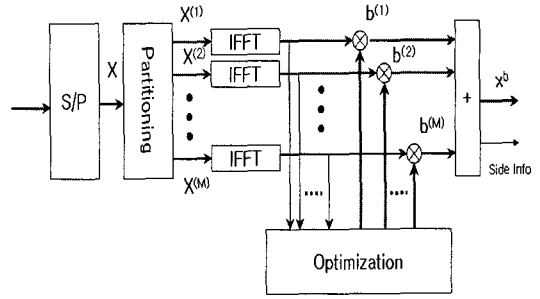


그림 2. 부분 전송열을 사용한 OFDM의 블록도
Fig. 2. Block diagram of OFDM using the partial transmit sequences.

터 블록으로 분할한다. 부반송파 수가 N 이면 분할된 블록 벡터

$$\mathbf{X}^{(m)} = [X_1^{(m)} \ X_2^{(m)} \ \dots \ X_N^{(m)}]^T \quad (5)$$

이고, 그 원소 $X_k^{(m)}$ 는

$$X_k^{(m)} = \begin{cases} X_k & \text{if } k = \frac{(m-1)N}{M} + 1, \dots, \frac{mN}{M} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

이다. N/M 은 정수가 되어야 한다. 따라서, M 으로 분할된 데이터 블록들에 역푸리에 변환을 행하고 상이한 위상 회전 인수 $b^{(m)}$ 를 곱하면 다음 수식처럼 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}' = \sum_{m=1}^M b^{(m)} \mathbf{x}^{(m)} \quad (7)$$

이 시간 영역 부분의 OFDM 신호 $\mathbf{x}^{(m)} = \text{IFFT}\{\mathbf{X}^{(m)}\}$ 를 부분 데이터 블록 $\mathbf{X}^{(m)}$ 의 부분 전송열(Partial Transmit Sequence)이라고 한다. PAPR을 최소화하기 위하여 최종적인 위상 회전 인수는 다음 기준에 의하여 결정된다.

$$\arg \min_{b^{(1)}, \dots, b^{(M)}} \max_{0 \leq k < N} \sum_{m=1}^M b^{(m)} |x_k^{(m)}|^2 \quad (8)$$

여기서 벡터 $\mathbf{b} = [b^{(1)}, \dots, b^{(M)}]$ 는 위상 회전 벡터이고 $x_k^{(m)}$ 는 각각의 분할된 데이터 블록의 OFDM 신호의 표본들이다. 위상은 연속적인 값을 지니지만 위상 회전 벡터 공간에서 탐색 횟수를 줄이기 위하여 각 $b^{(m)} = e^{j\varphi^{(m)}}$, $\varphi^{(m)} \in [0, 2\pi)$, $1 \leq m \leq M$ 이 회

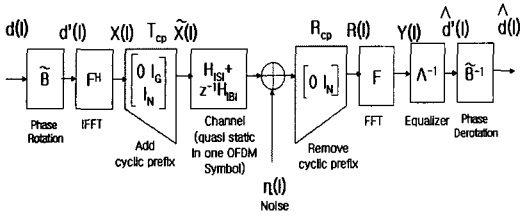


그림 3. 부분 전송열을 사용한 OFDM의 기저대역 이산 모델

Fig. 3. Baseband discrete signal model of OFDM using partial transmit sequences.

전 인자 $\varphi^{(m)}$ 의 유한하고 이산적인 집합에서 선택된다. 즉, 예를 들면, $\varphi^{(m)}$ 의 값은 $\{0, \pi\}$, $\{0, \pi/2, -\pi/2, \pi\}$, $\{0, \pi/4, -\pi/4, \pi\}$ 등의 유한한 집합에서 선택할 수 있다. 모든 탐색을 다하는 경우에 있어서(이를 exhaustive search라고 함) 탐색 횟수는 집합 $\varphi^{(m)}$ 에서 원소의 수 W 와 PTS의 부블럭의 수 M 으로 결정되며 W^M 가 된다. 첫 번째 부블럭에 대한 회전 위상 인자 $b^{(m)}$ 를 1로 고정하여도 PAPR 감소에 큰 영향을 주지 않으므로 이 때에는 탐색 횟수가 W^{M-1} 이 된다.

PTS-OFDM에 대한 이산적 모델은 그림 3과 같다. PAPR을 줄이기 위하여 위상 회전 vector \mathbf{B} 를 데이터 벡터 \mathbf{d} 에 곱하면 다음과 같은 위상 회전 행렬 $\tilde{\mathbf{B}}$ 를 사용하여 표현할 수 있다. $\mathbf{d}' = \tilde{\mathbf{B}} \mathbf{d}$ 이고 $\tilde{\mathbf{B}} = \text{diag}[b_1, b_1, \dots, b_M]$ 인 대각선 행렬이다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}' &= \sum_{m=1}^M b^{(m)} \mathbf{X}^{(m)} \\ &= \sum_{m=1}^M b^{(m)} \text{IFFT}\{ \mathbf{d}^{(m)} \} \\ &= \sum_{m=1}^M \text{IFFT}\{ b^{(m)} \mathbf{d}^{(m)} \} \\ &= \text{IFFT}\left\{ \sum_{m=1}^M b^{(m)} \mathbf{d}^{(m)} \right\} \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{B} \mathbf{d} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $\mathbf{d} = \sum_{m=1}^M \mathbf{d}^{(m)}$ 으로서 분할된 데이터들을 나타낸다.

IV. 파일럿 심볼에 붙인 회전 위상 벡터

4-1 신호 모델

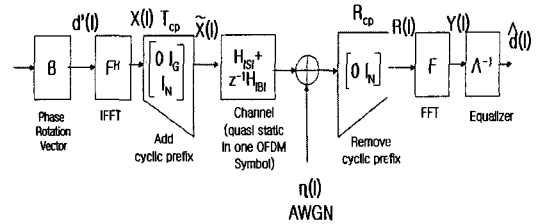


그림 4. 파일럿 톤에 위상 회전 적용한 이산적 시간 DFT 구현 모델

Fig. 4. Discrete-time DFT implementation model superimposing the phase rotation vector over pilot tone.

PAPR을 줄이기 위하여 회전 위상 vector를 \mathbf{d} 에 곱하면 다음과 같은 μ 번째 회전 위상 대각선 행렬 $\mathbf{B}^{(\mu)}$ 를 사용하여 $\mathbf{d}' = \mathbf{B}^{(\mu)} \mathbf{d}$ 로 표현할 수 있다. 여기서 $\mathbf{B}^{(\mu)} = \text{diag}[b_0^{(\mu)}, b_1^{(\mu)}, \dots, b_{N-1}^{(\mu)}]$ 이고, 여기서 μ 은 여러 가지 PAPR 저감 기법의 기준에 의하여 선택된 최소의 PAPR을 지닌 회전 위상 행렬이 된다. Selected mapping 기법은 $b_0^{(\mu)}, b_1^{(\mu)}, \dots, b_{N-1}^{(\mu)}$ 모두가 각각 위상 집합 $\{0, \pi\}$ 에서 취해진다. 부분 전송열 기법에서는 M 개로 분할하여 분할된 각각에 위상 집합 $\{0, \pi\}$ 로부터 취한 임의의 위상을 더한다. 따라서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{F} \mathbf{R} = \mathbf{F} \mathbf{H}_{\text{cyc}} \mathbf{X} + \boldsymbol{\eta}' \\ &= \mathbf{F} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{F} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{d}' + \boldsymbol{\eta}' \\ &= \mathbf{A} \mathbf{d}' + \boldsymbol{\eta}' \\ &= \mathbf{A} \mathbf{B}^{(\mu)} \mathbf{d} + \boldsymbol{\eta}' \end{aligned} \quad (10)$$

따라서 $\mathbf{A}' = \mathbf{A} \mathbf{B}^{(\mu)}$ 로 놓으면 $\mathbf{A}' = \text{diag}[H_0 b_0^{(\mu)}, H_1 b_1^{(\mu)}, \dots, H_{N-1} b_{N-1}^{(\mu)}]$ 이 되므로 즉, $H_k' = H_k b_k^{(\mu)}$, $k=0, \dots, N-1$ 로 놓으면 $Y_k = H_k' d_k + W_k$ 이 된다. 따라서 수신기에서는 송신기에서 사용한 위상 회전 행렬 $\mathbf{B}^{(\mu)}$ 이 없어도 파일럿 톤에 의한 채널 추정만으로 H_k' 를 추정하여 데이터를 복원할 수 있다. 단, 이 때 채널 추정에 의한 채널의 주파수 응답은 오류가 없다고 가정한다.

이산적 DFT 구현 모델은 그림 4에 표시하였다.

4-2 Zero Forcing Equalizer

수신된 신호 $\mathbf{Y} = \mathbf{A}' \mathbf{d} + \boldsymbol{\eta}'$ 에 zero forcing 주파수

영역 등화기 Λ'^{-1} 를 적용하여 송신 신호를 복구할 수 있다. 즉, $\mathbf{d} = \Lambda'^{-1}\mathbf{Y} = \mathbf{d} + \Lambda'^{-1}\boldsymbol{\eta} = \mathbf{d} + \mathbf{e}$ 이고 여기서 $\mathbf{e} = \Lambda'^{-1}\boldsymbol{\eta}$ 이다. 총 잡음 전력은 $P_e = \sum_{k=0}^{N-1} E[\mathbf{e}^H \mathbf{e}]$ 이다. $\text{tr}(\mathbf{AB}) = \text{tr}(\mathbf{BA})$ 이므로 $P_e = \text{tr}\{\mathbf{e} \mathbf{e}^H\} = \text{tr}\{\mathbf{R}_e\}$ 이다. 여기서 $\mathbf{R}_e = E[\mathbf{e} \mathbf{e}^H]$ 이다. 따라서

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_e &= |\Lambda'^{-1} \mathbf{F} E[\boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\eta}^H] \mathbf{F}^H \Lambda'^{-H} \\ &= \sigma_{\eta}^2 \Lambda'^{-1} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \Lambda'^{-H} \\ &= \sigma_{\eta}^2 \Lambda'^{-2} \end{aligned} \quad (11)$$

Λ' 는 대각선 행렬이므로 $\mathbf{R}_e = \text{diag}\left[\frac{\sigma_{\eta}^2}{|\lambda_0|^2}, \frac{\sigma_{\eta}^2}{|\lambda_1|^2}, \dots, \frac{\sigma_{\eta}^2}{|\lambda_{N-1}|^2}\right]$ 이다. 따라서 $P_e = \sum_{k=0}^{N-1} [\mathbf{R}_e]_{kk} = \sigma_{\eta}^2 \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{|\lambda_k|^2}$ 이다. 그러므로 zero forcing 주파수 영역 등화기는 채널의 어떤 부반송파에서 스펙트럼 영이 나타나면 잡음 증폭이 초래된다. 더욱이 이는 시스템의 해당 부반송파에서 성능을 심하게 떨어뜨릴 것이다. 그러나 Λ' 은 Λ 에 위상만 더한 것이므로 이 회전 위상에 의한 잡음의 증가는 없다고 하겠다.

4-3 회전 위상 벡터에 사용되는 수열

회전 위상 벡터에 주로 사용되는 수열은 Shapiro-Rudin, Golay complementary, orthogonal variable spreading factor(OVSF) 수열이 있다^[22].

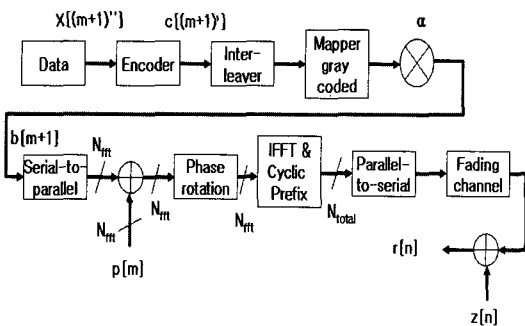


그림 5. 파일롯 톤에 위상 회전 적용한 모의 실험 블록도

Fig. 5. Simulation block diagram superimposing the phase rotation vector over pilot tone.

V. 모의 실험 결과 및 분석

그림 5은 회전 위상을 적용한 모의 실험 블록도이다. 랜덤(uniform)하게 생성된 데이터는 constraint 길이가 3이고, 부호율이 1/2, non-systematic, non-recursive, 부호발생 다항식이 $(5, 7)_8$ 인 콘볼루션 부호기를 사용하였다. 인터리버는 랜덤 인터리버를 사용하였고 QPSK(quaternary phase shift keying) 변조된 신호 $b[m+1]$ 은 알파벳 $\frac{1}{\sqrt{2}}\{\pm 1, \pm j\}$ 로부터 mapping되는데 이 때 Gray 부호를 채택하였다. 색인 m 은 이산 시간을 나타낸다. 파일롯 $p[m]$ 은 부반송파 N_{fft} 를 사용하여 BPSK 변조된 $+1, -1$ 이 반복되는 수열을 택하였다. D/A(digital-to-analog) 변환기와 송신기 필터, 수신기 필터와 A/D(analog-to-digital) 변환기와 수신기의 demapper, FFT, deinterleaver, decoder 등은 표시하지 않았다. 고출력 전력 증폭기(high power amplifier) 모델은 고려하지 않았다.

α 는 경로 손실(path loss)와 로그 정규 분포(log normal distribution)을 지닌 shadowing에 의한 페이딩 효과이나 본 논문에서는 다루지 않는다.

OFDM 변조는 부반송파 수 $N_{fft} = 1024$, 데이터 표본 주파수 $F_s = 10$ MHz의 WiBro를 채택하였다^[23]. WiBro는 TDD(time division duplex)방식으로 운영하는 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access)이고, 프리앰블, PUSC 부채널, 다이버시티 부채널, AMC 부채널 등을 사용하고 파일롯 부반송파 수 $N_{pilot} = 96$ 개의 파일롯을 등 간격, 데이터 심볼보다 높은 전력으로 할당하고 있지만 여기서는 모의 실험을 간단하게 하기 위해서 하나의 OFDM 블럭 전체에 파일롯을 할당하고 다음 OFDM 블럭에 데이터를 모두 할당하는 것으로 하였다. 페이딩 채널은 2개의 OFDM 심볼 시간 동안에 시분변이라고 가정하였다. 페이딩 채널 모델은 COST-207 WSSUS 시변 채널 모델을 사용하였다. 파일롯 심볼에 곱해지는 회전 위상 \mathbf{B} 는 1024×1024 행렬의 Walsh-Hadamard 수열을 생성한 후 1024개의 행을 랜덤하게 선택하여 병렬로 들어오는 OFDM 블럭에 더하였다. PAPR 기법은 모의 실험을 간단히 하기 위해서 selected mapping 기법을 취하였다.

WiBro의 등간격 파일롯을 사용할 경우는 partial transmit sequences의 기법을 사용하여 구현할 수 있

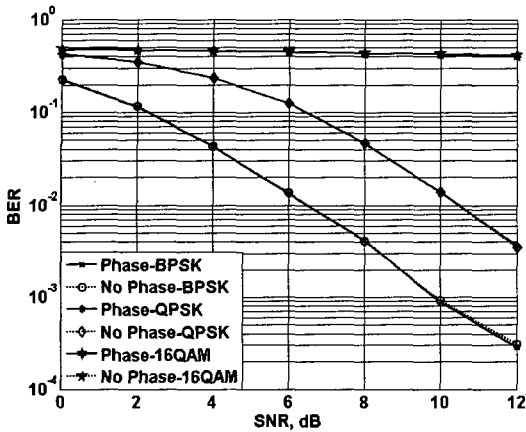


그림 6. BPSK, QPSK, 16 QAM에 대한 BER
Fig. 6. BER for BPSK, QPSK and 16 QAM.

고 수열도 Shapiro-Rudin, Golay complementary, orthogonal variable spreading factor(OVSF) 수열 등을 사용할 수 있다

그림 6은 COST-207 WSSUS의 교외 NOS-1에 대하여 least square 채널 추정을 사용하여 사용한 BPSK와 QPSK, 16QAM 디지털 변조에 대한 비트 오류 성능을 보여준다. 데이터 심볼에 회전 위상을 곱하지 않은 것(그림에서 no phased로 표시되어 있다.)과 회전 위상을 곱한 것(그림에서 phased로 표시되어 있다.)의 비트 오류 성능의 차이가 없음을 보여 준다. 이는 다시 말해서 OFDM의 IFFT 이전의 데이터의 위상을 변경하여 PAPR을 줄이는 여러 기법들에 대하여 변경된 위상은 결국 채널 주파수 응답의 부반송파 각각에 대한 위상 성분으로 흡수됨을 말해 준다. 따라서 수신측에 이러한 회전 위상 정보를 파일럿 심볼에 대하여 채널 추정으로서 데이터 심볼에 대한 회전 위상도 동시에 추정되는 것이 된다. 즉 송신측에서 회전 위상에 대한 정보를 수신측에 알리지 않아도 되는 것이다. 채널 추정의 정확성이 개선됨과 동시에 BER 성능도 개선되는 것은 송신측의 데이터 심볼에 곱해진 위상과는 무관하다.

그림 7은 COST-207 WSSUS의 교외 NOS-1, rural NLOS-2와 전형적인 도시 지역에서의 BPSK에 대한 BER 성능을 보여준다.

파일럿 심볼의 배치를 위한 색인 정보는 다음과 같이 정해진다^[24].

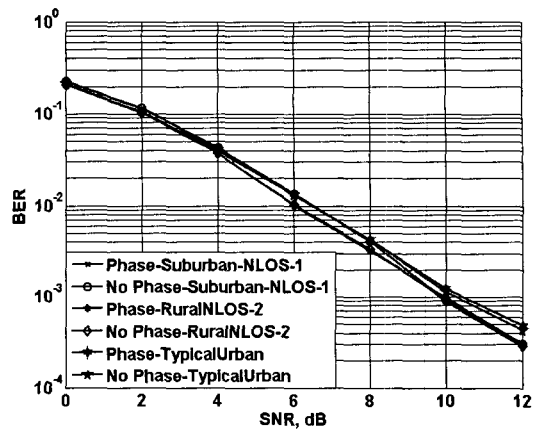


그림 7. 여러 페이딩 환경에서 BPSK에 대한 BER
Fig. 7. BER for BPSK under various fading channel environment.



그림 8. $N=256, J=16$ 의 OFDM 파일럿 심볼에 대한 파일럿 패턴(빛금 친 부분이 파일럿 심볼이 배치된 부반송파이다.)
Fig. 8. Pilot pattern for block length $N=256$ and $J=16$ OFDM pilot symbols. The shaded parts are the subcarrier position of pilot symbols.

$$P = \left\{ i \frac{N}{J} + \frac{N}{2J} \mid i \in \{0, \dots, J-1\} \right\} \quad (12)$$

여기서 M 은 데이터 심볼에 대한 부반송파 개수이고, J 는 파일럿 심볼에 대한 부반송파 개수이다. PTS를 적용할 경우, 그림에서 각각의 파일럿 심볼 p_k 와 인접 데이터 심볼 d_k 에 회전 위상이 곱해진다.

$$d_k = b_k^{(i)} p_k + b_k^{(i)} d_k, \quad i \frac{N}{J} + \frac{N}{2J} \leq k \leq (i+1) \frac{N}{J} + \frac{N}{2J} \quad (13)$$

VI. 결 론

OFDM의 PAPR을 줄이기 위해서는 어떤 형태로 이든지 OFDM 심볼 주기 내에서 시간 영역의 신호를 변형시켜야 한다. 이는 원래의 신호에서 가지고 있는 정보를 가능한 한 훼손시키지 않아야 하고, 계산 시간이 길지 않아야 한다. 또한 멀티미디어 통신을

위해서는 부반송파를 별도로 사용하지 않는 방법이 좋고 사용하더라도 가능한 한 적게 사용하여 PAPR을 줄이는 여분의 정보를 수신측에 보내지 않는 방법이 더욱 좋다.

원래의 신호를 변형시키는 방법 중에서 데이터의 위상만을 바꾸는 방법인 SLM, PTS에서는 PTS 기법이 IFFT의 개수와 위상 회전 벡터의 수를 적게 사용하면서 SLM보다 PAPR을 더 줄일 수 있으므로 PTS 기법이 SLM 기법보다 더 좋은 방법이다^[25].

본 논문에서는 PTS 기법을 사용하면서 이에 대한 정보를 수신측에 보내지 않는 기법을 제안하였으며 전력 효율과 주파수 사용 효율을 모두 향상시키면서 계산이 복잡하지 않고 또한 더 많은 회전 벡터를 사용하면서도 이에 대한 정보를 수신측에 보내지 않아도 되는 기법을 제안하였다. 이 기법은 채널 추정에 의해서 송신측에서 회전된 위상이 채널의 전달함수의 위상에 포함되어 수신측의 채널 추정에 의존하는 방식이므로 채널 추정이 완벽하면 비트 오류 성능은 이 기법을 도입함에 따라 나빠지지 않는다. 즉 채널 추정에 전적으로 의존하지만 PAPR을 줄이기 위하여 송신측에서 사용된 회전 위상을 수신측에 보내어 수신된 데이터를 복원하는 것은 수신된 회전 위상에 대하여 오류가 없다고 하더라도 이 회전 위상의 오류와 채널 추정에 의한 비트 오류 성능과는 무관하므로 다시 말해서 등화에 따른 잡음 증가는 없기 때문에 채널 추정에 의존함에 의한 비트 오류 성능의 열화는 없다고 하겠다. 또한 수신기에서 송신기의 PAPR을 줄이기 위한 위상 회전 벡터에 대한 탐색 알고리즘이 필요 없기 때문에 별도의 탐색 시간이 소요되지 않는다.

참 고 문 헌

- [1] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [2] R. W. Chang, R. A. Gibby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 16, no. 4, pp. 529-540, Aug. 1968.
- [3] B. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 805-811, Dec. 1967.
- [4] S. Weinstein, P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [5] A. Peled, A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", in *Proc. IEEE ICASSP-80, Denver, Co.*, pp. 964-967, Oct. 1980.
- [6] S. H. Müller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [7] S. H. Müller, J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM", *The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97*, vol. 3, pp. 1090-1094, Sep. 1997.
- [8] R. Bäuml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping", *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, 1996.
- [9] S. H. Müller, J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM", *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '97.*, vol. 1, pp. 1-5, Nov. 1997.
- [10] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction for an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, 2000.
- [11] S. H. Han, J. H. Lee, "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 887-890, Nov. 2004.
- [12] A. D. S. Jayalath, C. R. N. Athaudage, "Adaptive PTS approach for reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signal", *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 14, pp. 1226-1228, Jul. 2000.
- [13] A. D. S. Jayalath, C. R. N. Athaudage, "On the

- PAR reduction of OFDM signals using multiple signal representation", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 8, no. 7, pp. 425-427, Jul. 2004.
- [14] 한태영, 유영대, 권영수, 최정훈, 김남, "부분 전송감소열에 의한 칩두대평균전력비 저감 기법", 한국전자과학회논문지, 17(6), pp. 562-573, 2006년 6월.
- [15] J. Tellado, J. Cioffi, "Par reduction in multicarrier transmission systems", pp. 1-14, Dec. 1997. <http://citeseer.ist.psu.edu/article/tellado98par.html>
- [16] M. F. -G. Garcia, O. Edfors, and J. Paez-Borrillo, "Joint channel estimation and peak-to-average power reduction in coherent OFDM: a novel approach", *Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, vol. 2, no. 1, pp. 815-819, May 2001.
- [17] M. F. -G. Garcia, O. Edfors, and J. Paez-Borrillo, "Peak power reduction for OFDM systems with orthogonal pilot sequences", *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 1, pp. 47-51, Jan. 2006.
- [18] M. F. -G. Garcia, J. Paez-Borrillo, and O. Edfors, "Orthogonal pilot sequences for peak-to-average power reduction in OFDM", *Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, vol. 2, pp. 650-654, Oct. 2001.
- [19] N. Chen, G. Zhou, "Peak-to-average power ratio reduction in OFDM with blind selected pilot tone modulation", *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 8, pp. 2210-2216, Aug. 2006.
- [20] S. Hosokawa, S. Ohno, K. Teo, and T. Hinamoto, "Pilot tone design for peak-to-average power ratio reduction in OFDM", *Circuits and Systems, ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, vol. 6, pp. 6014-6017, May 2005.
- [21] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmission?", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 50, no. 12, Dec. 2002.
- [22] N. Ohkubo, T. Ohtsuki, "A peak to average power ratio reduction of multicarrier CDMA using selected mapping", *Vehicular Technology Conference, Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, vol. 4, pp. 2086-2090, Sep. 2002.
- [23] 한국정보통신기술협회, 2.3 GHz 휴대 인터넷 표준 - 물리 계층, 2004년 12월.
- [24] J. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 4, pp. 686-693, 1991.
- [25] N. Trang, T. Y. Han, and N. Kim, "Power efficiency improvement by PAPR reduction and pre-distorter in MIMO-OFDM system", *ICACT2005, IEEE(MIC)*, May 2005.

한 태 영



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 9월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1985년 3월~1992년 2월: 엘지정보통신(주)
1992년 3월~1998년 2월: 에스케이

텔레콤

1999년 2월~2001년 2월: 주성대학
2005년: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정 수료
[주 관심분야] UWB, OFDM 등 이동통신

김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1992년~1993년: 미국 Stanford University 방문교수

2001년~2001년: 미국 California Technology Institute(Caltech) 방문교수

1999년~2000: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소장
1989년~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수
1992년~현재: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소
[주 관심분야] 디지털 이동통신, 무선시스템, 전자파해석, EMI/EMC, Diffractive Optics, WDM Optical Filter & DEMUX Optical Memory, Holography Application

최 정 훈



2000년 2월: 대전대학교 정보시스템공학과 (공학사)
2004년: 충북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
2005년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정
[주 관심분야] UWB, OFDM, MI-MO, Wibro

MO, Wibro