

직교 주파수분할다중화 시스템을 위한 충격성 잡음 완화 알고리즘에 대한 비교 연구

Shuang Ma · 강석근*

A Comparative Study on the Impulsive Noise Mitigation Algorithms for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems

Shuang Ma · Seog Geun Kang*

Department of Semiconductor Engineering, Gyeongsang National University, Gyeongnam 660-701, Korea

요 약

본 논문에서는 충격성 잡음 환경에서 직교 주파수분할다중화 시스템의 성능에 대하여 분석한다. 여기서는 충격성 잡음 완화 알고리즘 가운데 윈도우 비선형성 방법이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템의 오류 성능이 과표본화율과 윈도우 크기에 의존적임을 모의실험을 통하여 확인한다. 그리고 과표본화율과 윈도우 크기의 변화에 따라 표본화된 신호의 진폭을 제어하는 문턱치의 적절한 영역을 제시한다. 그 결과, 이전의 연구에서 보고된 인자 조합보다 직교 주파수분할다중화 시스템의 심볼 오류 성능 면에서 더욱 우수한 성능을 가지는 인자 조합을 제시한다.

ABSTRACT

In this paper, performance of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system in an impulsive noise environment is analyzed. Here, it is verified that performance of the OFDM system with window nonlinearity, which is one of the impulsive noise mitigation algorithms, is dependent on the over-sampling rate and the size of window. With respect to the variation of those parameters, we also provide an appropriate region of threshold values that control amplitudes of the sampled waveform of received signals. As a result, a new combination of parameters which improves error performance of OFDM system in an impulsive noise environment as compared to the previously reported parameters is presented.

키워드 : 충격성 잡음, 직교 주파수분할다중화, 디지털 통신시스템, 디지털신호처리

Key word : Impulsive noise, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), digital communication system, digital signal processing (DSP)

접수일자 : 2014. 01. 29 심사완료일자 : 2014. 02. 18 게재확정일자 : 2014. 03. 03

* **Corresponding Author** Seog Geun Kang(E-mail:sgkang@gnu.ac.kr, Tel:+82-55-772-1737)

Department of Semiconductor Engineering, Gyeongsang National University, Gyeongnam 660-701, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2014.18.5.1051>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

최근 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)는 고속 유무선 통신시스템을 위한 전송방식으로 가장 선호되고 있다. 예를 들어, 무선 근거리통신망을 위한 표준들인 IEEE 802.11x, 디지털 방송 등과 같은 무선 통신시스템과 전력선 통신을 위한 표준인 IEEE 1901 등에서 물리계층 신호전송 기술로 직교 주파수분할다중화가 이용되고 있다[1-3]. 이는 직교 주파수분할다중화가 높은 스펙트럼 효율과 다중경로 페이딩에 대하여 강한 특성을 나타내기 때문이다. 또한 고속 푸리에변환 쌍을 이용하여 다수 부반송파 신호를 동시에 변복조할 수 있으므로 시스템의 구현 효율성 측면에서도 유리하다.

한편, 충격성 잡음(impulsive noise)은 낙뢰 등과 같은 자연 현상뿐만 아니라 전력선, 스위치, 가전기기 등의 정상적인 사용에서도 수시로 발생될 수 있다[4, 5]. 이는 매우 짧은 시간 동안 상당히 큰 침투전력을 가지는 경향이 있으므로 통신시스템의 성능을 크게 열화시키는 원인이다. 이와 같은 충격성 잡음은 지속되는 길이와 발생 시간이 예측 불가능한 하나 이상의 펄스들로 구성된 랜덤 프로세스로 모델링된다. 대표적인 충격성 잡음 환경의 구현 모델로는 α -안정 분포 모델[6], Bernoulli-Gaussian (B-G) 모델[7, 8] 등이 있다. B-G 모델은 충격성 펄스의 발생 확률에 따라 백색 가우시안 잡음 채널과 충격성 잡음 채널을 동시에 나타낼 수 있는 특징으로 인하여 빈번하게 사용되어 왔다.

직교 주파수분할다중화 시스템의 전송신호는 중앙극한정리(central limit theorem)에 의하여 복소가우시안 분포를 가지는 것으로 알려져 있다. 따라서 B-G 모델에 기반한 충격성 잡음 환경에서 수신신호는 직교 주파수분할다중화 신호와 가산성 백색 가우시안 잡음, 충격성 잡음 등 3개의 가우시안 랜덤 프로세스로 구성된다. 충격성 잡음의 진폭은 전송신호와 백색 가우시안 잡음에 비하여 매우 큰 경향이 있으므로 직교 주파수분할다중화 시스템이 충격성 잡음에 강한 특성을 가짐에도 불구하고 시스템의 성능에 큰 영향을 미칠 수 있다.

따라서 충격성 잡음 환경에서 직교 주파수분할다중화 시스템의 성능 향상을 위해서는 효과적으로 충격성 잡음을 완화시키는 방법이 필요하다. 이를 위하여 충격성 펄스로 의심되는 신호를 소거(blanking)시키는 방법

[8, 9]과 크기를 제한(clipping)시키는 방법[10, 11], 그리고 이들을 혼용한 방법[11] 등이 제안된 바 있다. 최근에는 충격성 잡음의 검출 신뢰성 향상을 위하여 과표본화(over-sampling)와 슬라이딩 윈도우를 이용하는 윈도우 비선형(window nonlinearity) 방법이 소개된 바 있다[12]. 본 논문에서는 모의실험을 통하여 윈도우 비선형 기법에 대하여 자세히 분석한다. 그리고 과표본화율과 윈도우 크기의 변화에 따라 윈도우 비선형 기법에서 충격성 펄스 검출을 위한 적절한 문턱치를 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 직교 주파수분할다중화와 충격성 잡음 모델에 대하여 소개한다. III장에서는 충격성 잡음 완화를 위한 기존의 방법과 최근에 소개된 윈도우 비선형성 기법에 대하여 자세히 서술한다. IV장에서는 윈도우 비선형성 기법을 중심으로 잡음 완화 알고리즘이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템에 대한 모의실험 결과를 제시하고 분석한다. 끝으로 결론과 향후 추가 연구분야를 V장에 제시한다.

II. 충격성 잡음 환경에서 직교 주파수분할다중화 신호

2.1. 직교 주파수분할다중화

직교 주파수분할다중화는 가용 주파수 대역을 다수의 부대역으로 나누고 각각의 부대역에 서로 직교하는 신호를 할당하여 전송한다. 이는 단일 반송파변조에 비하여 스펙트럼 효율이 높고 고속 푸리에변환 쌍을 변복조에 이용할 수 있으므로 시스템 구현이 용이한 장점이 있다. 이로 인하여 직교 주파수분할다중화는 무선 근거리통신망, 디지털 방송, 전력선 통신 등을 위한 물리계층 기술 표준으로 채택된 바 있다.

정보원에서 발생된 고속 이진 신호열은 직렬변환기에 의하여 다수의 저속 이진 신호열로 분리되고, 이들은 신호사상기(signal mapper)에 의하여 복소신호로 변환되어 각 부대역에 할당된다. 신호사상기로는 평균 전력이 1이 되도록 정규화된 2차원 신호성상도가 주로 사용된다. 주파수 영역에서 부대역의 수가 N 인 직교 주파수분할다중화 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{X} = [X_0 \ X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_{N-1}]^T, \quad (1)$$

여기서 X_k 는 k 번째 부대역에 할당된 복소신호이고 첨자 T 는 전치행렬을 나타낸다. 신호열 \mathbf{X} 는 이산 푸리에 역변환에 의하여 전송 신호열로 다음과 같이 변조된다.

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), 0 \leq n \leq N-1. \quad (2)$$

이와 같은 직교 주파수분할다중화 신호에서 2 가지 특징에 주목할 필요가 있다. 첫 번째는 중앙극한정리에 의하여 변조된 신호의 진폭은 복소가우시안 분포를 가지는 점이다. 이는 다수 신호의 진폭이 평균에 가깝지만 가우시안 분포의 꼬리에 해당되는 매우 큰 첨두전력을 가지는 신호들도 발생 가능함을 의미한다. 두 번째는 전송되는 신호열에 깊은 페이딩이나 충격성 잡음과 같이 순간적으로 매우 큰 왜곡을 초래하는 요소가 극소수 포함되더라도 복조과정에서 전체 부대역으로 분산되어 그 영향이 미미해진다. 따라서 직교 주파수분할다중화는 이러한 왜곡 요소들에 비교적 강인한 특성을 가진다.

2.2. 충격성 잡음 모델

이상적인 전송 환경은 가산성 백색 가우시안 잡음이 배경잡음으로 이용되는 채널로 모델링된다. 하지만 실제적인 통신시스템에서는 다양한 원인에 의하여 충격성 잡음이 상시적으로 발생될 수 있다. 이는 상당히 짧은 시간동안 지속되지만 배경잡음이나 전송 신호에 비하여 매우 큰 전력을 가지므로 시스템의 성능을 심각하게 저하시키는 원인이 된다. 이러한 충격성 잡음 채널의 구현을 위한 대표적인 모델로는 α -안정 분포 모델과 B-G 모델 등이 있다.

2.2.1. α -안정 분포 모델

α -안정 분포 모델은 $\alpha, \beta, \gamma, \lambda$ 등 4 개의 인자를 이용하여 다양한 충격성 잡음 프로세스를 발생시킨다. 이는 특히 꼬리확률분포를 제어할 수 있는 장점이 있다. 하지만 이 모델은 일반화된 닫힌형(closed-form) 확률밀도함수(probability density function, PDF)가 존재하지 않으므로 다음과 같은 특성함수(characteristic function)로 표현된다.

$$\phi(t) = \exp\{j\lambda t - \gamma|t|^\alpha [1 + j\beta \operatorname{sgn}(t)w(t, \alpha)]\}, \quad (3)$$

$$w(t, \alpha) = \begin{cases} \tan\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right), & \alpha \neq 1 \\ \frac{2}{\pi} \log|t|, & \alpha = 1 \end{cases}, \operatorname{sgn}(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t = 0 \\ -1, & t < 0 \end{cases}$$

α 는 특성지수인자로서 꼬리확률분포의 두께를 결정하며 주로 $0 < \alpha \leq 2$ 의 값을 가진다. α 를 감소시키면 꼬리분포의 두께가 증가되므로 충격성 잡음이 더 많이 발생된다. β 는 확률분포의 대칭성을 나타내는 인자로서 $\beta = 0$ 이면 평균을 중심으로 좌우 대칭인 분포가 된다. 이를 대칭 α -안정 분포라고 한다. λ 는 잡음 프로세스 평균의 위치를 결정하는 인자로서 $-\infty < \lambda < \infty$ 의 범위를 가지며, γ 는 분산인자로서 평균에 대한 편차를 나타내는 척도로 $0 < \gamma$ 의 값을 갖는다. 따라서 α -안정 분포 모델을 이용하는 경우 특성함수를 푸리에변환하여 충격성 잡음의 확률밀도함수를 구한다[6].

2.2.2. Bernoulli-Gaussian 모델

B-G 모델은 배경잡음과 충격성 잡음이 비동기적으로 나타나는 잡음 환경을 표현하는데 유용하다[7]. 이 모델에서 발생하는 랜덤 변수를 $i_k = b_k w_k$ 로 나타낸다. 여기서 b_k 는 Bernoulli 랜덤 변수이고 w_k 는 평균이 0이고 분산이 σ_I^2 인 복소 백색 가우시안 잡음이다. s_k 와 g_k 를 전송되는 신호와 평균이 0이고 분산이 σ_G^2 인 백색 가우시안 잡음이라고 하면 수신신호 표본은

$$r_k = s_k + g_k + i_k \quad (4)$$

이 된다. 따라서 전체 잡음은 두 가우시안 랜덤 변수의 합으로 $z_k = g_k + i_k$ 가 되며, 이의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(n_k) = (1-p) G(n_k, 0, \sigma_G^2) + pG(n_k, 0, \sigma_G^2 + \sigma_I^2), \quad (5)$$

여기서 p 는 충격성 잡음의 발생 확률이고 $G(\cdot)$ 는 평균이 m , 분산이 σ_n^2 인 가우시안 확률밀도함수이다. p 의 변화에 따라 B-G 모델에 의하여 발생된 충격성 잡음의 표본화된 파형을 그림 1에 나타내었다. 여기서 표본 수는 10000개이고 충격성 잡음과 백색 가우시안 잡음의 분산은 각각 $\sigma_I^2 = 15$ 와 $\sigma_G^2 = 1$ 로 하였다.

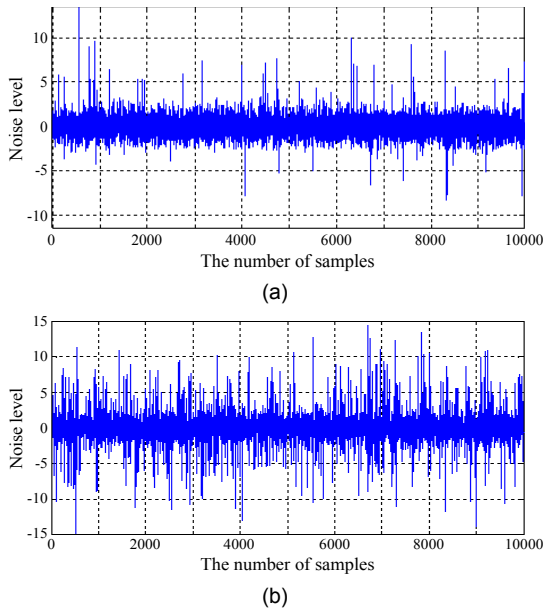


그림 1. B-G 모델에서 발생 확률 p 에 따른 충격성 잡음 프로세스 (a) $p = 0.01$ (b) $p = 0.1$
Fig. 1 According to p , impulsive noise processes in the B-G model (a) $p = 0.01$ (b) $p = 0.1$

$p = 0.01$ 인 경우에도 충격성 잡음 펄스가 상당히 자주 발생되며 진폭도 배경잡음에 비하여 매우 큰 것을 알 수 있다. $p = 0.1$ 로 증가되면 시스템의 정상 동작이 어려울 정도로 충격성 잡음의 발생 빈도가 높아지는 것을 확인할 수 있다. 따라서 극소수 충격성 잡음이 발생되면 이들의 영향이 다수의 부대역에 분산되므로 직교 주파수분할다중화 시스템이 충격성 잡음에 비교적 강인한 특성을 가지지만 그림 1에 나타난 것처럼 $p = 0.01$ 정도만 되어도 시스템의 성능은 심각하게 저하될 수 있다.

III. 비선형 충격성 잡음 완화 기법

3.1. 무기억 비선형 완화 기법

충격성 잡음의 영향을 완화시키기 위하여 직교 주파수분할다중화 수신기 전단에 무기억 비선형 완화 알고리즘을 적용한 시스템을 그림 2에 나타내었다. 이는 수신기의 전처리 장치로 동작하여 수신신호에 포함된 충격성 잡음을 검출한다. 이러한 무기억 비선형 완화 알고

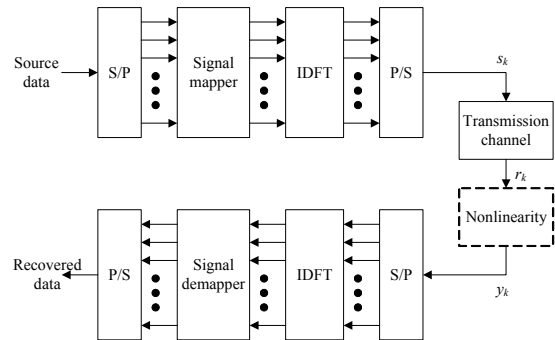


그림 2. 무기억 비선형 완화 알고리즘이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템의 블록도
Fig. 2 A block diagram of an OFDM system with the memoryless nonlinearity

리즘에는 충격성 잡음이 포함된 것으로 추정되는 신호를 소거시키는 방법, 신호 진폭을 절단시키는 방법, 그리고 이들 두 가지 방법을 혼용하는 방법이 있다.

충격성 잡음 소거 알고리즘에서는 수신신호 표본이 미리 정해진 문턱치보다 큰 경우 충격성 잡음에 오염된 것으로 판단하고 그렇지 않은 경우 정상적인 신호로 판단한다. 그리고 잡음에 오염된 신호 표본은 0으로 대체시켜 해당 신호를 소거한다. 따라서 소거 알고리즘이 적용된 후 변형된 직교 주파수분할다중화 신호는

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_1 \\ 0, & |r_k| > T_1 \end{cases}, k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (6)$$

와 같다. 여기서 r_k 는 수신신호 표본이고 T_1 은 소거 문턱치를 나타낸다.

진폭 절단 알고리즘에서 충격성 잡음의 검출은 소거 알고리즘과 동일한 방법으로 이루어진다. 하지만 여기서는 잡음의 영향이 있는 것으로 판단되는 신호 표본의 진폭을 다음과 같이 절단하여 제한시킨다.

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_2 \\ T_2 e^{j\theta_k}, & |r_k| > T_2 \end{cases}, k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (7)$$

여기서 T_2 는 절단 문턱치를 나타내고 θ_k 는 신호 표본의 위상이다. 따라서 전처리 장치에 의하여 변형된 수신신호의 최대 진폭은 문턱치와 같다.

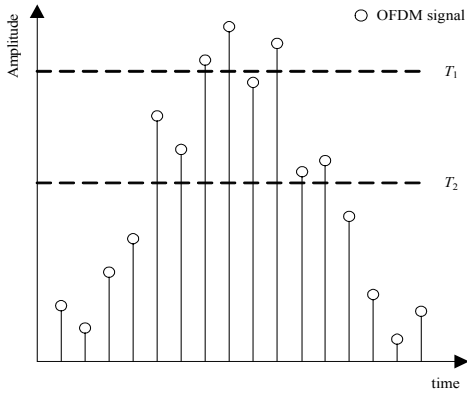


그림 3. 혼합 알고리즘에서 표본화된 수신 신호와 문턱치
Fig. 3 An example of applying both thresholds to the sampled waveform in the combined blanking and clipping nonlinearity algorithm

소거와 절단을 혼용하는 알고리즘에서는 그림 3에 나타난 것처럼 서로 다른 두 개의 문턱치가 사용된다. T_1 과 T_2 를 각각 소거와 절단을 위한 문턱치로 정의하면 혼용 알고리즘에 의하여 변형된 직교 주파수분할다중화의 표본화된 신호 파형은 다음과 같다.

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_2 \\ T_2 e^{j\theta_k}, & T_2 < |r_k| \leq T_1, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \\ 0, & |r_k| > T_1 \end{cases} \quad (8)$$

여기서 일반적으로 $T_2 \leq T_1$ 이 되도록 문턱치들이 정해진다. 따라서 신호 표본이 소거 문턱치 T_1 보다 크면 비선형 전처리 장치는 이 표본이 충격성 잡음의 영향을 받은 것으로 판단하고 소거시킨다. 신호 표본의 크기가 T_1 보다는 작고 T_2 보다는 큰 경우 충격성 잡음의 영향인지 직교 주파수분할다중화 신호 가운데 침투전력이 큰 신호인지 명확하지 않다. 이 경우 신호 표본의 크기는 절단 문턱치의 값으로 대체된다. 그리고 표본의 크기가 T_2 보다 작은 경우에는 충격성 잡음의 영향이 전혀 없는 것으로 간주되어 원래의 신호가 유지된다.

변조된 직교 주파수분할다중화에서는 매우 큰 침투전력을 가지는 신호가 발생할 수 있으므로 수신신호 표본의 진폭만을 이용하여 충격성 잡음을 검출하는 방법에서는 부정확한 판단이 초래될 수 있다. 예를 들어, 문

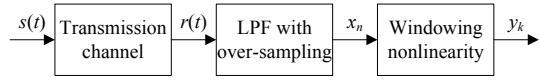


그림 4. 윈도우 비선형 충격성 잡음 완화 알고리즘
Fig. 4 The window nonlinearity algorithm for impulsive noise mitigation

턱치를 지나치게 작게 정하면 수신신호 파형에서 충격성 잡음뿐만 아니라 정상적으로 발생되었지만 침투전력이 큰 신호들도 소거되거나 절단된다. 반대로 문턱치가 너무 크면 충격성 잡음 신호마저도 검출되지 않으므로 전처리 장치의 잡음 완화 성능을 기대할 수 없다. 따라서 적절한 문턱치를 결정하는 것은 충격성 잡음 완화 알고리즘에서 매우 중요하다.

3.2. 윈도우 비선형 완화 기법

무기억 비선형 완화 알고리즘들에서는 표본마다 문턱치와 비교하여 충격성 잡음에 의한 오염 여부가 결정되고, 영향이 있는 것으로 판정된 표본은 소거되거나 절단된다. 따라서 이러한 알고리즘의 성능은 정해진 문턱치에 크게 의존하는 경향이 있으나 적절한 문턱치 선정을 위한 이론적인 방법은 현재까지는 알려진 바 없다.

윈도우 비선형 완화 알고리즘은 충격성 잡음 검출의 융통성 향상을 위하여 가장 최근에 소개되었다[12]. 여기서는 잡음의 영향을 받은 신호를 검출하기 위하여 수신기 전단에서 저역통과필터(low-pass filter, LPF)된 수신신호를 과표본화하고 슬라이딩 윈도우를 적용한다. 이러한 윈도우 비선형 전처리 장치의 구조를 그림 4에 간단히 나타내었다.

충격성 잡음 환경에서 수신신호 $r(t)$ 는

$$r(t) = s(t) + i(t) + w(t) \quad (9)$$

와 같다. 여기서 $s(t)$ 는 전송 신호를 나타내고 $i(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_i^2 인 충격성 잡음 프로세스이다. 그리고 $w(t)$ 는 배경잡음으로 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 백색 가우시안 잡음을 나타낸다.

이상적인 저역통과필터에 의하여 여파된 수신신호는

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (10)$$

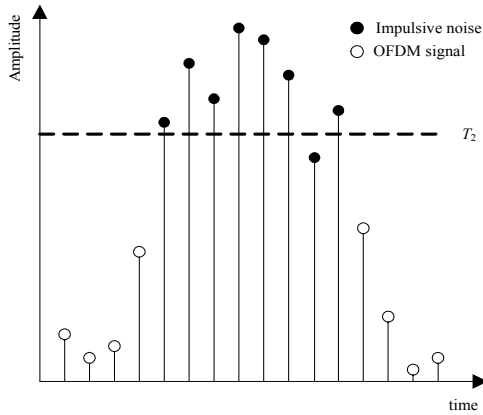


그림 5. 과표본화된 직교 주파수분할다중화 신호의 일부분
Fig. 5 A part of the over-sampled OFDM signals

으로 표현된다. 여기서 $h(t)$ 는 다음과 같은 저역통과필터의 임펄스 응답이고

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s}, \quad (11)$$

T_s 는 직교 주파수분할다중화의 심볼 길이이다. 과표본화율 R 로 표본화된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_n = \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) h(nT_s/R - \tau) d\tau, \quad 0 \leq n \leq RN-1. \quad (12)$$

그림 5와 같이 충격성 잡음이 포함된 직교 주파수분할다중화 신호에 길이가 K 인 슬라이딩 윈도우를 적용한다. 여기서 일반적으로 윈도우 길이는 과표본화율에 따라 $K = 2R - 1$ 표본이 되도록 정한다. 만일 윈도우 내에서 미리 정해진 문턱치 T_w 보다 큰 진폭을 가지는 신호 표본 수가 그렇지 않은 표본의 수보다 크면 그 신호는 충격성 잡음의 영향을 받은 것으로 판정한다. 과표본화율이 증가되면 이웃하는 표본들 간 간섭도 증가되는 경향이 있다. 이와 같은 간단한 규칙을 적용하기 위해서 $K = L_1 + L_2$ 이고 $L_1 > L_2$ 를 만족하는 인자 L_1 과 L_2 를 도입한다. 여기서 L_1 은 윈도우 길이 내에 포함된 표본들 가운데 충격성 잡음의 위치를 나타낸다.

윈도우 비선형 충격성 잡음 완화 알고리즘에 대한 기존 연구는[12] $R = 4$ 일 때 $L_1 = 6, L_2 = 1$ 인 경우에 대한

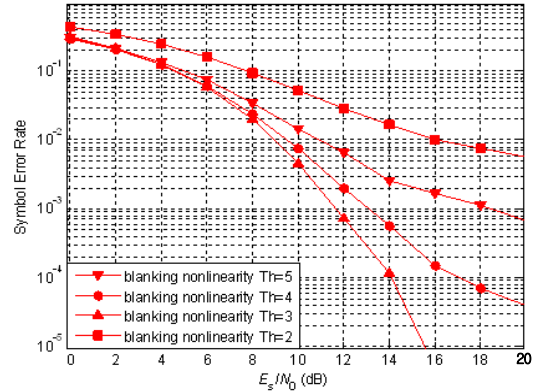


그림 6. 문턱치에 따른 소거 알고리즘이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템의 심볼오율

Fig. 6 According to the thresholds, SERs of the OFDM system with blanking nonlinearity

분석만 제시하였다. 하지만 본 논문에서는 무기억 비선형 완화 알고리즘과의 비교뿐만 아니라 각 인자들의 변화에 따른 성능과 적절한 문턱치 선정을 위하여 과표본화율이 $R = 1, 2, 4$ 인 경우에 대하여 윈도우 비선형 완화 알고리즘의 성능을 비교 분석한다. $R = 1$ 인 경우, 실제적으로는 과표본화가 이루어지지 않으므로 이 알고리즘은 기존 충격성 잡음 소거 알고리즘과 동일하다. $R = 2$ 이면 충격성 잡음은 인접한 두 표본에 영향을 미치고, 이때 인자들은 $K = 3, L_1 = 2, L_2 = 1$ 의 값을 갖는다. $R = 4$ 인 경우, 윈도우 길이는 $K = 7$ 이 되며, L_1 과 L_2 의 가능한 조합은 $(L_1, L_2) = (6, 1), (5, 2), (4, 3)$ 이 된다.

IV. 성능 분석

제시된 비선형 충격성 잡음 완화 알고리즘들의 성능을 비교/분석하기 위하여 다양한 모의실험을 수행하였다. 특히, 여기서는 적용 가능한 인자들의 변화에 따른 윈도우 비선형 알고리즘의 충격성 잡음 완화 특성에 초점을 둔다. 모의실험을 위한 충격성 잡음 환경은 B-G 모델을 이용하여 생성한다.

4.1. 무기억 비선형 완화기법

문턱치의 변화에 따라 충격성 잡음 환경에서 소거 알고리즘이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템의 심

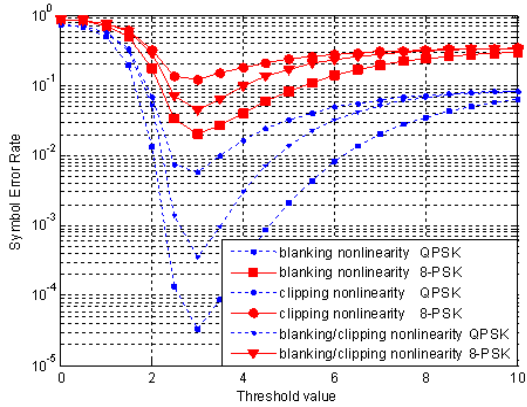


그림 7. 문턱치의 변화에 따른 기존의 충격성 잡음 완화 알고리즘의 심볼오류 성능

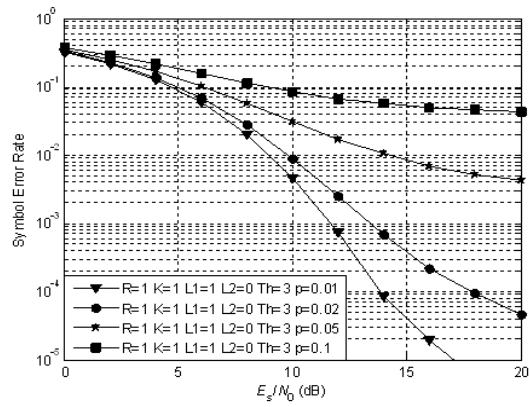
Fig. 7 SERs of the conventional impulsive noise mitigation algorithms with respect to the variation of threshold values

볼오율(symbol error rate, SER)을 그림 6에 나타내었다. 여기서 E_s 는 평균 심볼에너지를 나타내고 N_0 는 대역 제한된 평균 잡음에너지이다. 신호사상기로는 4진 위상편이키잉 신호성상도를 이용하였다. 그 결과, 문턱치가 3 일 때 직교 주파수분할다중화 시스템은 가장 우수한 성능을 나타내는 것으로 나타났다.

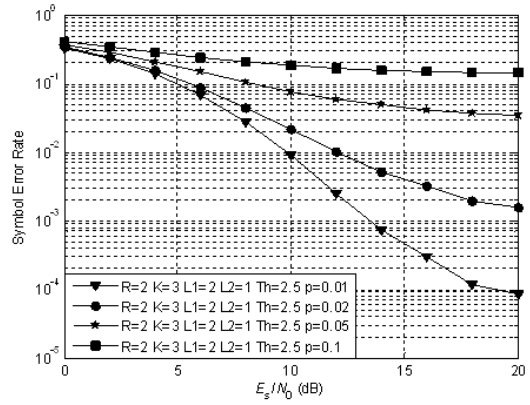
문턱치의 변화에 따른 무기억 비선형 알고리즘들의 오류 성능을 그림 7에 비교하여 나타내었다. 여기서 신호 대 간섭전력의 비(signal-to-interference power ratio, SINR)는 기존 연구와 같이 $\sigma_s^2/\sigma_I^2 = 15$ dB로 고정하였다[11, 12]. 그리고 신호사상기로는 4진과 8진 위상편이키잉을 이용하였다. 예상되는 바와 같이 4진 위상편이키잉 신호사상기를 이용한 시스템이 8진 위상편이키잉을 적용한 시스템보다 우수한 오류 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 충격성 잡음 소거 알고리즘이 다른 방법들에 비하여 상대적으로 우수한 잡음 완화 성능을 가지는 것으로 나타났다. 또한, 모든 알고리즘에서 시스템의 심볼오율이 가장 작아지는 문턱치는 거의 3에 가까운 값을 가지는 것으로 나타났다.

4.2. 윈도우 비선형 완화 기법

B-G 모델에 기반한 충격성 잡음 환경은 잡음의 발생 확률 p 에 크게 의존적이다. p 의 변화에 따라 윈도우 비선형 알고리즘이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템의 성능을 그림 8에 나타내었다. 본 절에서는 4진 위



(a)



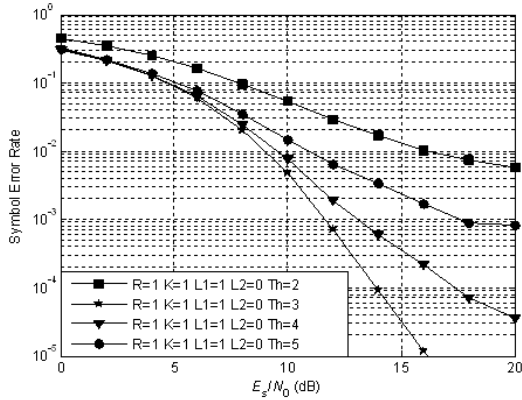
(b)

그림 8. 충격성 잡음 발생 확률에 따른 직교 주파수분할다중화 시스템의 심볼오율 (a) $R = 1$ (b) $R = 2$

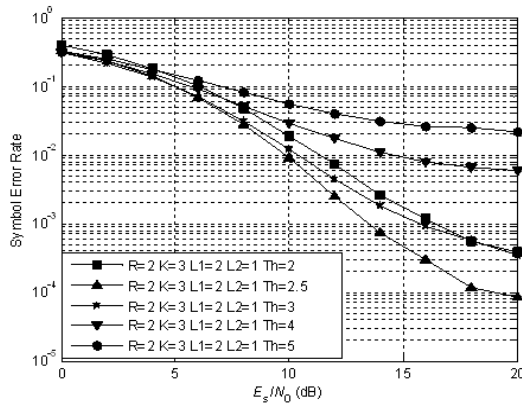
Fig. 8 SER of the OFDM according to the probabilities of impulsive noise (a) $R = 1$ (b) $R = 2$

상편이키잉을 신호사상기로 사용하였다. 충격성 잡음 발생 확률이 커지면 시스템의 성능은 심각하게 저하되는 것을 확인할 수 있다. 특히, $p \geq 0.05$ 의 영역에서는 데이터 전송시스템으로서의 기능이 거의 없는 성능을 보이는 것으로 판단된다. 따라서 특별한 언급이 없는 한 비교적 우수한 성능을 보이는 것으로 확인된 $p = 0.01$ 을 향후 모의실험의 기준으로 사용하기로 한다.

충격성 잡음 완화 알고리즘의 성능 분석을 위하여 문턱치의 변화에 따라 윈도우 비선형 알고리즘이 적용된 시스템의 심볼오율을 그림 9에 나타내었다. 과표분화율이 $R = 1$ 인 경우 $T_h = 3$ 일 때 시스템의 성능이 가장 우수한 것으로 나타났다. $R = 1$ 인 경우는 윈도우 길이도 $K =$



(a)



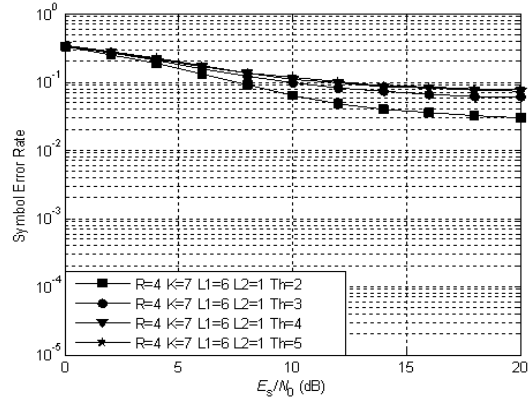
(b)

그림 9. 문턱치의 변화에 대한 직교 주파수분할다중화 시스템의 심볼오율 (a) $R = 1$ (b) $R = 2$

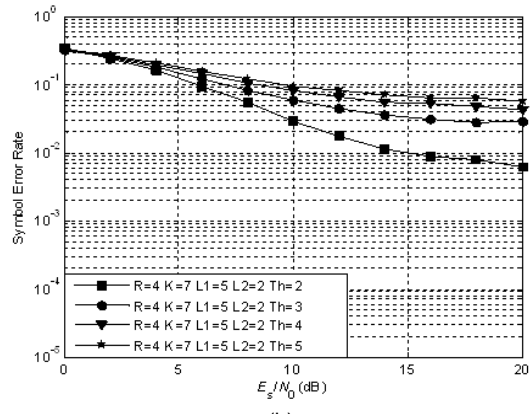
Fig. 9 SER of the OFDM in accordance with the threshold values (a) $R = 1$ (b) $R = 2$

1이 되므로 실제적으로는 과표본화하지 않는 것이 되므로 윈도우 비선형 알고리즘은 충격성 잡음 소거 알고리즘과 거의 동일한 동작을 한다. 이에 비하여 $R = 2$ 인 경우 $K = 3$ 이므로 임의의 신호 표본과 양쪽에 인접한 표본들이 서로 간섭을 일으킨다. 이 경우 $T_h = 2.5$ 일 때 시스템이 가장 우수한 성능을 가지는 것으로 나타났다.

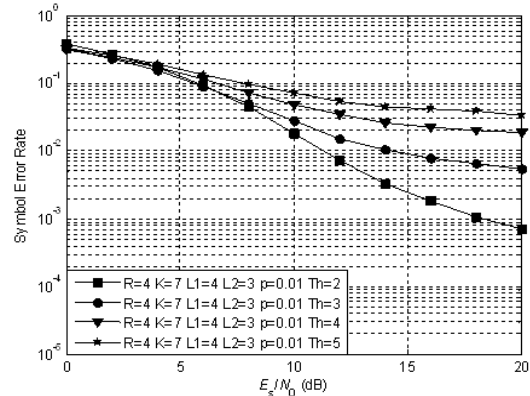
과표본화율이 4일 때 윈도우 길이는 $K = 7$ 이 되므로 $L_1 > L_2$ 과 $K = L_1 + L_2$ 의 조건을 만족시키는 (L_1, L_2) 의 조합은 (6, 1), (5, 2), (4, 3) 등 3가지가 있다. 이러한 인자 조합을 적용한 직교 주파수분할다중화 시스템에 대한 모의실험 결과를 그림 10에 나타내었다. 기존의 연구에서[12] 제시된 유일한 인자 조합인 $(L_1, L_2) = (6, 1)$ 은 가



(a)



(b)



(c)

그림 10. (L_1, L_2) 조합에 따른 윈도우 비선형 알고리즘이 적용된 시스템의 심볼오율 (a) $(L_1, L_2) = (6, 1)$ (b) $(L_1, L_2) = (5, 2)$ (c) $(L_1, L_2) = (4, 3)$

Fig. 10 According to the possible combinations of (L_1, L_2) , SER of the OFDM system (a) $(L_1, L_2) = (6, 1)$ (b) $(L_1, L_2) = (5, 2)$ (c) $(L_1, L_2) = (4, 3)$

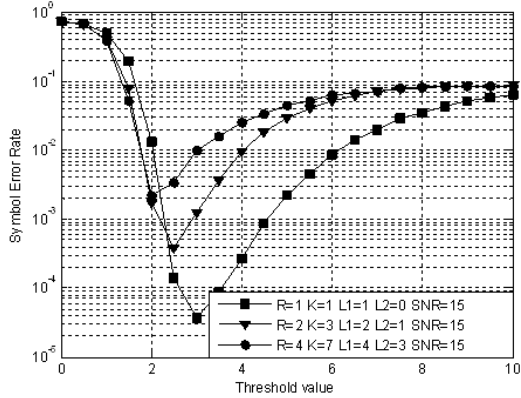


그림 11. 과표본화율에 따른 윈도우 비선형 알고리즘의 최적 문턱치 영역

Fig. 11 According to the over-sampling rate, region of the optimum thresholds in the window nonlinearity

능한 3 가지 조합 가운데 가장 열악한 성능을 나타내는 것으로 확인되었다. 오히려 $(L_1, L_2) = (4, 3)$ 을 적용한 경우 윈도우 비선형 알고리즘은 가장 우수한 성능을 보이는 것으로 나타났다. 또한, 충격성 잡음 판정을 위한 문턱치도 기존의 연구에서 제시된 3보다 $T_h = 2$ 에서 시스템의 성능이 월등히 우수함을 알 수 있다.

비선형 잡음 완화 알고리즘에서 이론적으로 최적인 문턱치를 정하는 방법은 현재까지 알려져 있지 않다. 따라서 본 연구에서는 문턱치를 변화시키면서 윈도우 비선형 완화 알고리즘이 적용된 시스템의 성능을 구함으로써 최적 문턱치가 포함된 영역을 구하고자 한다. 과표본화율이 1, 2, 4인 경우의 실험 결과를 그림 11에 나타내었다. 여기서 신호 대 잡음비는 15 dB로 고정하였다.

과표본화율이 증가됨에 따라 가장 우수한 성능을 나타낼 것으로 예상되는 문턱치는 감소하는 것으로 나타났다. $R = 1$ 인 경우 충격성 잡음 소거 알고리즘에서도 예상된 바와 같이 최적 문턱치는 $T_h = 3$ 에 가까운 값을 가지는 것으로 나타났다. 이에 비하여 $R = 2$ 와 4인 경우 최적 문턱치는 각각 2.5와 2에 가까운 값을 가질 것으로 예상할 수 있다. 또한, 이와 같은 문턱치를 적용할 경우 과표본화율이 증가됨에 따라 시스템의 오류 성능이 저하되는 것으로 예상되며, 그림 12에 나타낸 모의실험 결과를 통해서 이를 확인할 수 있다.

윈도우 비선형 알고리즘이 적용된 시스템의 성능은 과표본화율에 의존적인 것으로 나타났다. 특이한 점은

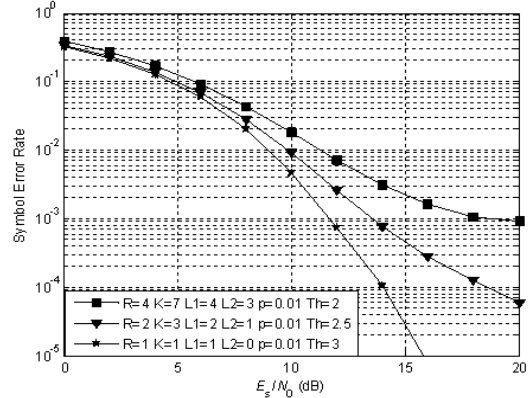


그림 12. 최적 문턱치에 가까운 값을 이용할 때 윈도우 비선형 알고리즘이 적용된 시스템의 성능

Fig. 12 Performance of the OFDM with the window nonlinearity when a near optimum threshold value is exploited.

과표본화율이 증가됨에 따라 시스템의 성능이 저하되는 것이다. 이는 기존의 연구에서는 실험조차 이루어지지 않은 것이다. 이의 주된 원인이 문턱치의 감소에 의한 소거 표본 수의 증가인지 표본 간 간섭 범위의 확장 때문인지는 명확하지 않다.

V. 결론

충격성 잡음 환경에서 직교 주파수분할다중화 시스템의 성능 향상을 위한 다양한 비선형 잡음 완화 알고리즘이 연구되어 왔다. 본 논문에서는 비교적 최근에 소개된 윈도우 비선형 완화 알고리즘을 중심으로 이러한 알고리즘들의 성능을 비교/분석하였다. 특히, 여기서는 과표본화율에 따라 충격성 잡음 신호의 판정을 위한 최적 문턱치가 존재하는 영역을 실험적인 방법으로 구하여 제시하였다. 그 결과, 과표본화율이 커지면 가장 우수한 성능을 보이는 문턱치가 감소되는 것으로 나타났다. 또한, 움직이는 윈도우의 길이에 따른 인자들의 조합을 이용한 실험 결과, 과표본화율이 $R = 4$ 일 때 이전의 연구에서 유일하게 제시된 $(L_1, L_2) = (6, 1)$ 가 가장 열악한 오류 성능을 초래하고 $(4, 3)$ 일 때 직교 주파수분할다중화 시스템의 성능이 가장 우수함을 밝혔다.

한편, 윈도우 비선형 충격성 잡음 완화 알고리즘에서

과표분화율이 증가되면 검출 신뢰성은 향상되지만 시스템의 성능은 저하되는 것으로 나타났다. 따라서 이러한 성능 저하의 직접적인 원인 규명과 대책에 대한 추가적인 연구가 필요한 것으로 사료된다.

감사의 글

본 연구의 일부는 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2011-0009443)과 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2013-013013)의 결과임. 또한 일부는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원의 지역특화산업육성사업의 지원으로 수행된 결과임(No. R0002667).

REFERENCES

- [1] IEEE Std. 802.11, *IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Further Higher Data Rate Extensions in the 2.4 GHz Band*, IEEE, Piscataway, N.J., 2003.
- [2] EBU Std. EN300421, *Digital Video Broadcasting: Framing Structure, Channel Coding, and Modulation for digital terrestrial television*, ETSI, Geneva, Switzerland, 1997.
- [3] IEEE Std. 1901, *IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications*, IEEE, Piscataway, N.J., 2010.
- [4] P. Mertz, "Model of impulsive noise for data transmission," *IRE Trans. Commun.*, vol. 9, no. 2, pp. 130-137, June 1961.
- [5] J. Lago-Fernandez and J. Salter, *Modeling Impulsive Interference in DVB-T: Statistical Analysis, Test Waveform & Receiver Performance*, BBC R&D White Paper, 2006.
- [6] G. Samorodnitsky and M. S. Taquq, *Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance*, Boca Raton, F.L.: CRC Press, 1994.
- [7] F. M. Machell, C. S. Penrod, and C. E. Ellis, "Model of impulsive noise for data transmission," in *Topics in Non-Gaussian Signal Processing*, E. G. Wegman et al. (eds.), pp. 29-57, 1989.
- [8] C.-H. Yih, "Iterative interference cancellation for OFDM signals with blanking nonlinearity in impulsive noise channels," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 19, no. 3, pp. 147-150, Mar. 2012.
- [9] S. V. Zhidkov, "Performance analysis and optimization of OFDM receiver with blanking nonlinearity in impulsive noise environment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 1, pp. 234-242, Jan. 2006.
- [10] S. V. Zhidkov, "Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 1, pp. 5-9, Jan. 2008.
- [11] T. C. Giles, "On the design of HF radio modems," Ph. D. dissertation, Univ. of Adelaide, Adelaide, Australia, 1995.
- [12] X. Zhang, Y. P. Zhao, and L. Zou, "An efficient impulsive noise mitigation scheme for over-sampled OFDM systems," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 360- 365, May 2009.



마 상(Shuang Ma)

2011년 7월 중국 요녕과학기술대학교 전자계측공학과 학사
 2013년 8월 경상대학교 대학원 반도체공학과 석사
 2013년 9월 현재 중국 공무원
 ※관심분야 : 디지털통신, 통신신호처리, OFDM



강석근(Seog Geun Kang)

1999년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 공학박사
 2003년 4월 ~ 현재 경상대학교 반도체공학과 교수
 2003년 4월 ~ 현재 경상대학교 공학연구원 책임연구원
 ※관심분야 : 통신시스템 설계, 디지털통신, 무선통신, OFDM, 통계적 신호처리