

다중반송파 PAPR 감소를 위한 임계치 적용 적응 부최적 PTS 기법 연구

정회원 권 오 주*, 하 영 호**

Multi-carriers PAPR Reduction Method using Adaptive Sub-optimal PTS with Threshold

Oh-Ju Kwon*, Yeong-Ho Ha** *Regular Members*

요 약

본 논문은 다중반송파로 인한 높은 최대 전력 대 평균 전력 비 감소를 위한 PTS 방식에서 시스템의 복잡도를 줄이기 위해 임계값을 활용하여 부 블록 계수를 최적화시키는 적응 부 최적 PTS 알고리즘을 제안한다.

제안 방법의 성능은 부 블록수가 4인 경우, 10^{-3} 에서 PAPR은 Cimini방법보다 0.4dB 향상된 8.1dB로 PTS성능과 거의 동일하였고, 평균 계산은 임계값 8dB를 적용할 경우, PTS방법에 비해 대략 22%로 감소하였으며, Cimini 방법에 비해서는 44%정도로 감소하였다.

부 블록수가 8인 경우, 10^{-3} 에서 제안방법의 PAPR은 PTS방법에 비해 0.7dB성능이 열화 되었으나, Cimini방법에 비해서는 0.4dB 성능이 향상되었다. 평균 계산은 임계값 7.5dB를 적용할 경우, PTS방법에 비해 대략 2.4%로 감소하였으며, Cimini방법에 비해서는 39%정도로 감소하였다.

ABSTRACT

This paper proposes the adaptive suboptimal iterative algorithm using threshold to reduce system complexity in the PTS's. Performance of the proposed adaptive suboptimal iteration algorithm is represented in terms of iteration number and CDF.

In the case of the number of sub-block is 4, the 10^{-3} PAPR of the proposed method and PTS improved this by 0.4dB compared to Cimini's. And the complexity of the proposed method was reduced to nearly 22% for the PTS's and 44% for the Cimini's for 8dB threshold. For the 8 sub-blocks, the 10^{-3} PAPR of the proposed method reduced by 0.7dB compared to PTS's, but improved by 0.4dB compared to Cimini's. And the complexity of the proposed method was reduced to nearly 2.4% for the PTS's and 39% for the Cimini's.

1. 서 론

직교 주파수 분할 다중화 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식은 다중경로 페이딩 채널환경에서 성능이 우수하고 주파수 이용 효율이 높으며 고속의 데이터 전송이 가능하므로 유럽의 DAB (Digital Audio Broadcasting)와 DTTB (Digital Terrestrial Television Broadcasting)

의 표준방식으로 채택되었고, 최근에는 OFDM 방식의 IEEE 802.11a 고속무선 LAN의 표준초안으로 확정되었다. 그리고, 고속의 데이터를 적으로부터 보호하며 전송하기 위해 광대역 확산이 요구되는 군 통신의 경우에도 단일 반송파 대신 다중반송파 전송방식의 연구가 활발히 진행되고 있다.^[1,2]

다중 반송파를 이용하는 OFDM 시스템은 단일 반송파 시스템과는 달리 역 푸리에 변환 (IFFT :

* 국방과학연구소 위성통신 연구실(koj@add.re.kr),
논문번호 : K01134-0518, 접수일자 : 2001년 5월 18일

** 경북대학교 전자전기공학부

Inverse Fast Fourier Transform)을 통과한 출력신호의 크기가 동일위상인 경우 높은 최대 전력 대 평균 전력 비 (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio)를 유발하므로 고풍출력증폭기 (HPA : High Power Amplifier)를 통과 할 경우 증폭기의 비 선형 특성으로 인하여 채널간 간섭, 혼 변조 등과 같은 심각한 비 선형 왜곡을 발생시킨다. 비 선형 증폭기의 동작 점을 선형영역으로 백 오프 시키는 방법을 사용하여 비 선형 왜곡을 감소시킬 수 있으나, 이러한 방법은 송신신호의 출력 감소를 발생시킴으로 시스템 성능저하, 채널 페이딩 마진 감소 등의 원인이 된다.^[3]

OFDM시스템에서 이러한 비 선형 왜곡을 감소시키는 방법으로 신호 왜곡방법과 코딩방법이 있다. 신호왜곡방법은 사전 왜곡기를 사용하는 방법, 클리핑 방법, 및 윈도우잉 방법 등으로 분류되며, 코딩 방법은 블록코딩, 선택매칭 (SLM : SeLective Mapping) 방식, 및 부분전송 열 (PTS : Partial Transmit Sequences)방식 등이 있다.^[1]

비 선형을 유발하는 신호를 증폭하기 전에 임계값을 적용하여 임계값을 초과하는 신호를 제거하는 클리핑 방법은 자기간섭이 발생하여 BER가 증가하며, 비 선형 왜곡으로 인하여 대역 외 발산 (out-of-band radiation)이 발생하는 단점이 있다. 클리핑으로 인하여 발생하는 단점을 감소시키기 위해 순회부호, M열, 블록코드 등을 이용하여 낮은 최대 전력을 가지는 부호만을 선택하여 전송하는 방법들이 제안되었으나, 이러한 방법들은 부대역 수가 증가함에 따라 부호 율이 떨어지고, 신호사상기의 정상도가 4진위상편이키잉으로 제한되는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해 Huber 등은 낮은 PAPR값을 유지하면서 높은 부호 율을 얻기 위해 통계적인 측면에서 성능을 개선하는 SLM방식과 PTS방식을 제안하였다.^[4-6]

SLM은 임의의 프레임에 대해 동일 정보를 가지는 L개의 통계적으로 독립적인 프레임들을 만들어 최적의 변형된 프레임을 찾는 방식이며, PTS는 전체 부 대역을 다수의 부 블록으로 나누어 PAPR값이 최소가 되도록 각 부 블록의 역 푸리에 변환된 신호의 위상을 조절하는 방식으로 SLM보다 성능이 우수하다.

PTS방식은 PAPR을 감소시키는 유용한 방법이나 부 블록의 수가 증가함에 따라 시스템의 구조가 복잡해지고, 연산 량이 2^{L-1} (L=부 블록 수)로 증가하는 단점이 있다. 부 블록 개수의 증가로 인한 계산

량을 감소시키기 위해 Cimini는 부 블록 개수의 연산 량만으로 낮은 PAPR값을 구하는 부 최적 반복 계산 알고리즘 (suboptimal iteration flipping algorithm)^[7]을 제안하였고, Jayalath는 대부분의 부 블록은 낮은 PAPR을 가진다는 점을 이용하여 적절한 임계값을 적용하여 PAPR이 미리 정한 임계값 이하가 되면 반복계산을 멈추는 적응 PTS알고리즘^[8]을 제안하였다.

Cimini 방법은 서브블록수의 계산만으로 적절한 성능을 달성할 수 있으나, 최적의 해를 구하는 방법은 제시하지 못했다. Jayalath의 방법은 적절한 임계값을 도입함으로 최적의 해에 근접할 수 있으나, 부 블록 수를 증가시키거나 임계값을 최적의 해에 근접하게 설정할 경우 계산이 많아지는 단점이 있다.

본 논문에서는 PAPR의 성능이 최적의 해를 제공하는 PTS방법에 근접하는 적응 부 최적 반복 알고리즘 (Adaptive suboptimal iteration algorithm)을 제안한다. 제안한 알고리즘의 성능은 PTS 방식에 근접한 반면에 Cimini방법보다는 개선되었다. 그리고, 임계값을 적용하므로 성능이 감소하지 않는 범위 내에서 Cimini방법보다 계산 량을 감소시킬 수 있다.

본 논문의 구성은 2장에서 OFDM신호특성과 기존의 PAPR 감소방법인 PTS, Cimini 방법에 대해 살펴보고, 3장에서는 제안한 방법에 대해 살펴보고, 4장에서는 제안알고리즘의 실험결과에 대해서 논하며, 5장에서는 결론을 맺는다.

II. OFDM 신호특성

OFDM신호방식의 PAPR을 최소화하기 위해 OFDM 신호의 특성을 파악한다. N개의 부 반송파로 구성된 기저대역 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \cos w_{nt} + j b_n \sin w_{nt}) \quad (1)$$

여기서 a_n, b_n 은 n번째 프레임의 I성분의 크기, Q성분의 크기를 나타내고 $\mathbf{X}=[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ 는 부 대역 복소 신호 벡터를 나타내고 $\mathbf{x}=[x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 는 역 푸리에 변환에 의해 변조된 전송 신호이다. 중심극한정리로부터 단일프레임내의 부 반송파 개수 N이 충분히 크면 변조신호 $x(t)$ 의 실수, 허수신호의 크기를 가우시안 분포로 표현된다.

가우시안 분포인 2개의 랜덤 변수(변조신호의 실

수 부, 허수 부)를 각각 제공하고 더한 후, 루터 (root)를 취한 값은 레일레이 분포를 형성하므로 OFDM신호의 크기 분포는 레일레이 분포가 된다. 레일레이 분포인 크기신호를 제공하여 구한 신호전력 분포는 평균이 0이고, 자유도가 2인 central Chi-square 분포를 형성하고 누적분포함수 (CDF : Cumulative Distribution Function) $F_Y(y)$ 는 식(2)와 같이 표현된다.^[1]

$$F_Y(y) = \int_0^y f_Y(u) du = \frac{1}{2\sigma^2} \int_0^y e^{-u/2\sigma^2} du \quad (2)$$

여기서 $f_Y(y)$ 는 확률분포함수 (PDF : Probability Distribution Function)이다. 특성함수와 자유도가 2인 조건을 식(2)에 적용하고, 랜덤변수 Y 를 PAPR로 정하여 OFDM 프레임의 PAPR이 임의의 임계값 y_0 보다 클 확률을 식 (3)과 같이 구한다.

$$\text{Prob}\{\text{PAPR} > y_0\} = 1 - \left(1 - e^{-y_0}\right)^N \quad (3)$$

여기서 N 은 OFDM 프레임내의 부 반송파수이고, PAPR은 다음 식과 같이 최대전력과 평균전력으로 표현된다.

$$\text{PAPR(dB)} = 10 \log_{10} \frac{\max\{|x_n|^2\}}{\{E|x_n|^2\}} \quad (4)$$

III. PAPR 감소기법

부 대역 복소수신호들을 시간영역으로 변조하기 위해 고속 역 푸리에 변환을 사용하면 변조된 신호들은 가우시안 분포를 이루므로 결과적으로 높은 PAPR 값을 가진다. SLM은 PAPR을 감소하기 위해 동일 블록으로부터 L 개의 통계적으로 독립적인 블록들을 발생한 후, 가장 낮은 PAPR값을 가지는 블록을 선택하여 전송하는 방식으로 임의의 한 블록을 선택했을 때 선택된 블록의 PAPR_{low} 가 임계값 PAPR_o 를 초과할 확률인 부누적분포함수 (CCDF : Complementary CDF)는 다음과 같다.^[5]

$$\text{Prob}\{\text{PAPR}_{low} > \text{PAPR}_o\} = (\text{Prob}\{\text{PAPR} > \text{PAPR}_o\})^L = \left(1 - \left(1 - e^{-\text{PAPR}_o}\right)^N\right)^L \quad (5)$$

SLM의 개선된 기법으로 PTS방법이 있고, PTS

의 계산 량을 감소시키는 Cimini방식이 있다.

1. 부분전송 열^[6]

PTS방식은 부 반송파의 위상을 변화시키면서 블록의 PAPR을 최소화시키는 SLM방식과는 달리 그림 1과 같이 부 대역신호 X 를 서로 중복되지 않는 다수의 부 블록으로 분할하고, 부 블록별로 IFFT를 수행한 후, 크기가 1이고 위상 차가 180도인 가중치요소(weighting factor) $b_i, i=0,1, \dots, L-1$ 를 각 부 블록에 곱하여 부 블록들을 합한 신호의 PAPR이 최소가 되도록 가중치요소를 조정하는 방법이다.

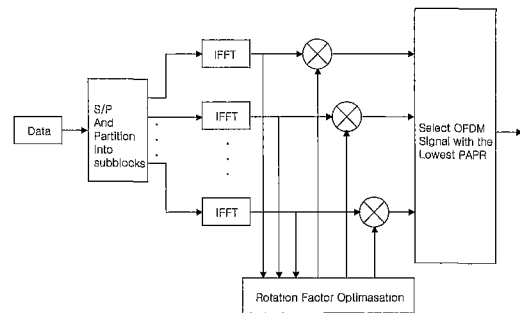


그림 1. 부분전송 열 방식

가중치요소를 포함한 주파수영역의 전송신호는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\hat{X} = \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot X_i, \quad b_i = e^{j\phi_i} \quad (6)$$

여기서 X_i 는 i 번째 부 블록에 할당된 신호벡터이고, ϕ_i 는 가중치요소의 위상이다. \hat{X} 를 역 푸리에 변환한 신호 \hat{x} 은 다음과 같다.

$$\hat{x} = \text{IFFT} \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot X_i \right\} = \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot \text{IFFT}\{X_i\} \quad (7)$$

식(7)에서 부 블록 수와 가중치요소를 적절히 조합하므로 변조신호의 PAPR을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. PAPR을 최소화하는 가중치요소를 찾는 방법은 복잡한 수치해석문제가므로 PTS방식은 부 블록개수의 조합으로 발생하는 모든 경우의 수를 고려하여 최소 PAPR이 되는 가중치요소를 구한다. PAPR을 감소시킬 수 있는 다른 요인으로 부 블록 분할 방법이 있다. 부 블록분할법은 전체 블록을 중첩되지 않는 부 블록으로 나누는 방법으로 보간 부 블록 분할, 인접 부 블록분할, 의사랜덤 부

블록분할방법으로 구분된다.

보간 부 블록 분할은 부 블록 수만큼 떨어져있는 부 대역이 동일 부 블록에 할당되는 방법이고, 인접 부 블록분할은 전체 블록길이를 부 블록의 수로 나누어 그 길이에 해당되는 만큼의 인접된 부 대역들을 동일 부 블록으로 할당하는 방법이며, 의사랜덤 부 블록분할은 전체 부 대역을 각 부 블록에 랜덤하게 할당하는 방법으로 부 블록 분할방법 중에서 성능이 가장 우수한 방법이다.

2. Cimini의 방법⁽⁷⁾

여러 개의 부 블록으로 구성된 PTS 방식은 최적의 가중치요소를 구하기 위해 계산 량이 2^{L-1} 로 증가하는 단점이 있으므로 Cimini는 PTS와 성능이 유사하고, 계산 량은 부 블록개수로 줄어드는 알고리즘을 제안하였다.

Cimini의 가중치요소 할당방법은 다음과 같다. 가중치요소를 {1,-1}로 정하고, 프레임의 L개의 부 블록으로 분할한 후, 단계 1에서는 L개의 입력 부 블록의 가중치요소 $b=[b_0, \dots, b_i, \dots, b_{L-1}]$ 을 1로 정한다. 부블록데이터를 더하여 구한 프레임의 PAPR을 $PAPR_0$ 로 저장한다. 2단계에서 첫 번째 부 블록의 가중치요소를 -1로 바꾸고, PAPR을 계산한 후, 1단계에서 구한 PAPR과 비교하여 2단계에서 구한 PAPR이 1단계에서 구한 PAPR보다 작으면 가중치요소를 -1로 정하고, 크면 가중치요소를 1로 정한다. 위와 같은 계산을 부 블록 수 L만큼 반복하여 최종 가중치요소를 구한다.

3. 제안방법

Cimini방식은 가중치요소를 구하는 계산 량을 부 블록개수로 줄인 반면에 성능은 PTS방식보다 저하되는 단점이 발생한다. 본 장에서는 PTS의 연산 량을 감소시키고, 최적의 해에 근접하는 적응 부 최적 반복 알고리즘 (Adaptive suboptimal iteration algorithm)을 제안한다. 제안한 PAPR감소를 위한 가중치요소 할당방법은 다음과 같다(그림 2).

- (1) 1 단계를 시작한다.
- (2) 전체 대역폭을 L개의 부 블록으로 나눈 후, 1단계에서 가중치요소 $b=[b_0, \dots, b_i, \dots, b_{L-1}]$ 을 1로 설정하여 전체블록에 대한 PAPR를 구한다.
- (3) 첫 번째 부 블록의 가중치요소 비트를 -1로 설정하여 PAPR을 구한다.
- (4) 두 번째 부 블록의 가중치요소 비트만을 -1로 설정하여 PAPR을 구한다.

- (5) 부 블록의 수 L 만큼 증가시키면서 가중치요소 비트를 -1로 바꾼 후, PAPR을 계산한다.
- (6) 1단계에서 최소의 PAPR을 가지는 가중치요소 비트 M을 -1로 고정, 나머지 비트는 1로 설정한다.
- (7) 단계 2를 시작한다.
- (8) 1단계에서 -1인 비트는 -1로 항상 고정된 후에 첫 번째 가중치요소를 -1로 바꾼 후, PAPR을 계산한다. 부 블록 수 L만큼 반복한 후, 최소 PAPR인 가중치요소를 -1로 설정한다.
- (9) 단계가 부 블록 수 L이 될 때까지 반복하면서 최종 가중치요소를 구한다.

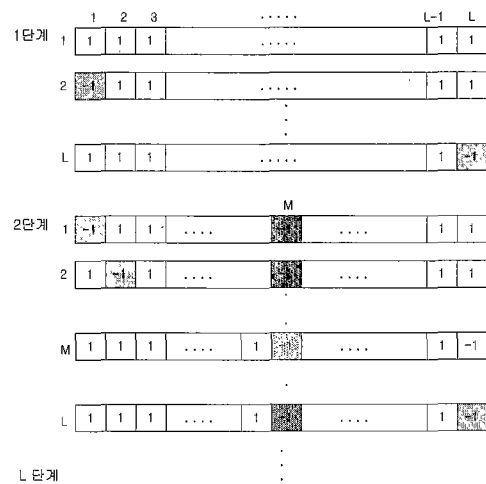


그림 2. 제안한 가중치요소 할당방법

PAPR을 구할 때마다 미리 설정된 임계값과 비교하여 PAPR값이 임계값 이하면 반복계산을 멈춘다. PAPR을 구할 때마다 반복 계산 수를 1 증가한다.

표1은 가중치요소 계산 량을 각 알고리즘별로 비교한 것이다. 부 블록개수가 4일 경우, 제안 방법의 최소 계산 량은 1이고, 최대 계산 량은 단계별로 고정비트를 제외하므로 $4+3+2+1=10$ 이 된다. 그러나, 임계값을 적용하고 동일가중치요소의 경우를 제외하면 최대 계산 량은 줄어든다.

표 1. 가중치요소 계산 량 비교

부 블록수	PTS's	Cimini's	proposed method
L	2^{L-1}	L	$1 \sim L+(L-1) + \dots + 1$
4	$2^{4-1}=8$	4	1~10
8	$2^{8-1}=128$	8	1~36
16	$2^{16-1}=32,768$	16	1~136

IV. 실험 결과 및 고찰

기존에 제안된 가중치요소 할당 방법(PTS, Cimini)에 대해 제안 방법의 상대적인 성능평가를 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 실험파라미터는 표 2와 같다. 과 표본화율이 4미만이면 PAPR을 정확히 구할 수 없는 반면에 4이상이면 PAPR을 정확히 구할 수 있으므로 과 표본화율을 4로 정하였고, 부 반송파의 수가 64개 이상이면 IFFT 변조신호특성이 가우시안 분포를 형성하므로 부 반송파수를 128로 사용하였다. 신호사상기로는 QPSK를 사용하고, 가중치요소는 ± 1 로 설정하였으며, CCDF를 구하기 위한 총 프레임 수는 시스템 메모리의 한계로 20,000개로 제한하였다.

표 2. 실험 파라미터

파라미터	값
심벌매핑	QPSK
부 반송파수	128
부 블록 분할법	Pseudo Random
총 프레임수	2×10^4
부 블록크기	4, 8
과 표본화율	4

그림 3.는 부 블록 분할방법에 대한 PTS의 성능을 나타낸 그림이다. 부 블록개수가 1인 경우는 블록 분할이 없으므로 부 블록분할방법들의 성능은 동일하였으며, 부 블록수가 여러 개일 경우는 의사 랜덤 부 블록분할, 인접 부 블록분할, 교차 부 블록 분할 순으로 성능이 우수하였다. 본 논문에서 제안한 방법의 성능을 평가할 때 성능이 가장 우수한 의사랜덤 부 블록분할을 적용한다.

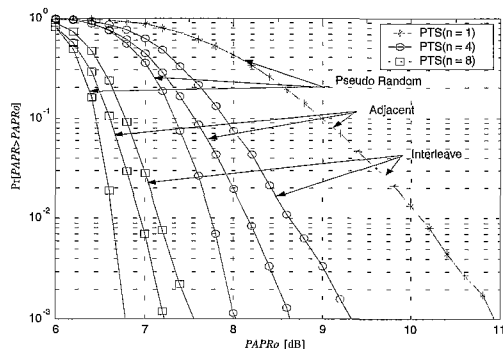


그림 3. 부 블록 분할방법 CCDF 비교

그림 4는 가중치요소가 $\{\pm 1\}$, $\{\pm 1, \pm j\}$ 일 경우 제안방법의 성능그림이다. 실선은 가중치요소가 $\{\pm 1, \pm j\}$ 를 사용한 경우이고 점선은 가중치요소를 $\{\pm 1\}$ 사용한 경우이다. 가중치요소를 $\{\pm 1, \pm j\}$ 사용할 경우, 부 블록수가 8일 때 0.45dB정도 성능이 향상하였고, 부 블록수가 4인 경우, 0.5dB정도 성능이 향상되었다.

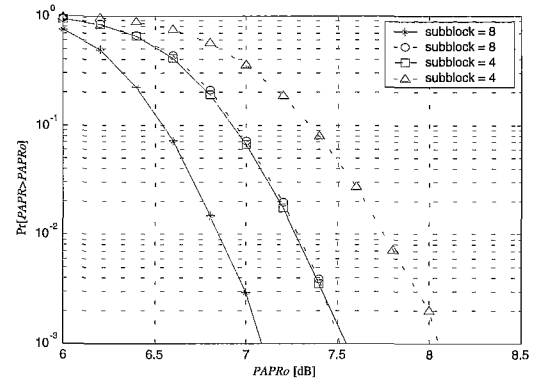


그림 4. 가중치요소에 대한 제안방법의 성능 비교

그림 5은 PTS, Cimini 방식과 제안한 방식의 성능을 비교한 그림이다. 부 블록 개수가 1인 경우, CCDF가 10^{-3} 일 때 PAPR이 대략 11dB로 상당히 큼을 알 수 있다. 이에 비해 PTS방식을 적용할 경우 10^{-3} 을 기준으로 부 블록 수 L 이 4일 때 PAPR은 8dB로 감소하고 L 이 8일 때 6.8dB로 감소하여 부 블록수가 증가함에 따라 PAPR이 최소 3dB이상 감소함을 알 수 있다. PTS방식은 부 블록 수에 대한 가중치요소의 모든 경우를 고려하여 최적의 PAPR을 구하므로 PTS방식을 성능 평가의 기준으로 삼는다.

CCDF를 10^{-3} 을 기준으로 부 블록 개수 L 이 4인 경우 제안한 방식과 PTS방식의 PAPR은 8dB로 감소하여 Cimini의 방식보다 0.4dB정도 성능이 우수하였다. 부 블록 개수가 8개인 경우 제안 방식의 PAPR은 7.5dB로 Cimini의 방식보다 대략 0.4dB정도 성능이 우수하고 PTS방식에 비해 대략 0.7dB정도 성능이 열화 됨을 알 수 있었다.

PTS 방식과 Cimini 방식은 가중치요소의 계산량을 정확히 알 수 있는 반면에 제안한 방법은 계산량을 정확히 알 수 없으므로 프레임 수 20,000개를 발생시켜 시뮬레이션을 통하여 평균 계산량 및 최대 계산량을 구하였다. 표 3.은 제안한 방법에 3가지 부 블록 분할방법을 적용하였을 때의 가중치요소 평균 계산량을 나타낸다.

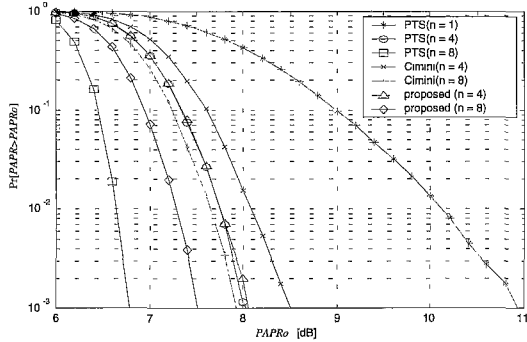


그림 5. 제안 방법, PTS 및 Cimini 방법의 CCDF

표 3. 부 블록분할방법에 대한 반복계산 수

부 블록개수 \ 블록분할법	Pseudo Random	interleave	adj.
$L=4$	7.85	7.99	7.87
$L=8$	19.47	18.75	19.31

부 블록수가 4개일 때 대략 평균계산 량은 부 블록분할방법에 따라 7번에서 8번 정도이고, 부 블록수가 8개 일 때 평균계산 량은 19번에서 20번 정도였다. 제안 방식의 가중치요소 계산 량은 L 이 4일 때 PTS방식과 거의 같았으나, L 이 8일 때는 PTS 방식에 비해 계산 량이 16%정도로 감소함을 알 수 있었다. 그러나, Cimini의 방법과 비교하면, L 이 4일 때 대략 100%정도 계산 량이 많았고, L 이 8일 때 대략 240% 정도 계산 량이 많았다(표 3). 부 블록분할방법에 따른 가중치요소 계산 량은 차이가 없었다.

따라서, 본 논문에서는 성능의 감소를 최소화하면서 계산 량을 줄이기 위해 임계값을 적용하여 부 블록수가 4, 8개 경우에 대해 CCDF 성능을 그림 7, 8과 같이 구하였다. 임계값을 7dB에서 9dB까지 0.5dB간격으로 증가하면서 CCDF를 구하였다. L 이 4일 때 임계값을 7dB적용하였을 때 성능저하는 거의 발생하지 않았으며, 임계값이 7.5dB인 경우는 7.6dB정도에서 임계값이 없을 때의 성능과 동일하였고, 임계 값이 8dB인 경우는 8dB정도에서 임계 값이 없을 때의 성능과 동일하였다. 임계값이 8dB 보다 클 경우는 성능저하가 심각함을 알 수 있었다. L 이 8일 때 임계 값을 7dB적용하였을 때 7dB정도에서 임계값이 없을 때의 성능과 동일하였고, 임계 값이 7.5dB인 경우는 7.5dB정도에서 임계값이 없을 때의 성능과 동일하였고, 임계값이 7.5dB보다 클 경우는 성능저하가 심각함을 알 수 있었다.

임계 값을 적용한 제안 방법과 PTS 방법 및 Cimini방법의 평균 반복 계산 수 및 최대 반복 계산 수 비교를 부 블록수가 4와 8개일 때 시뮬레이션을 통하여 구하였다(표 4).

부 블록수가 4개 일 때, 임계값 8.5dB이면 평균 계산 수는 1.29번으로 PTS방식에 비해 16.2%정도로 계산량이 감소되었고, Cimini 방식보다는 47.5%로 계산량이 감소하였다. 그리고, 최대 계산 수는 9번으로 PTS에 비해 112%로 증가하였고, Cimini에 비해 225%로 계산 량이 증가하였다(그림 6).

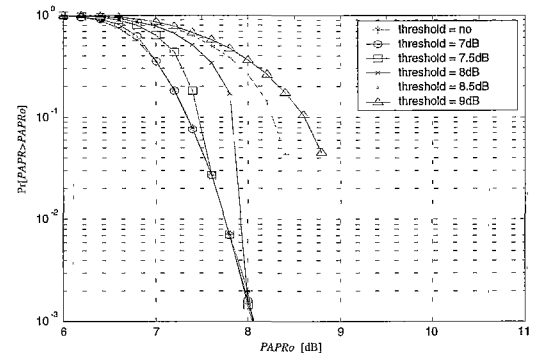


그림 6. 임계 값에 대한 CCDF비교(부 블록 $L=4$)

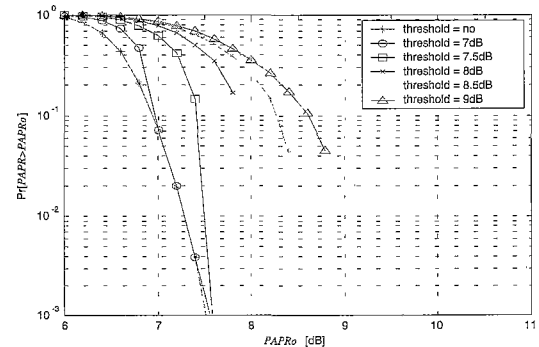


그림 7. 임계 값에 대한 CCDF비교(부 블록 $L=8$)

표 4. 제안 방법에서 임계값에 대한 반복 계산 수

	부블록 개수	PTS	Cimini	제안방법		
				8dB	7.5dB	7dB
최대	4	8	4	9	9	9
계산량	8	128	8	15	28	33
평균	4	8	4	1.74	2.92	5.23
계산량	8	128	8	1.76	3.12	7.33

부 블록수가 8개 일 때, 임계값이 8dB이면 계산 수는 평균 1.76번으로 PTS방식에 비해 1.4%정도로

