

특집논문-03-08-3-03

## PAPR 저감기법을 적용한 DMB 시스템의 성능분석

정영호\*, 함영권\*, 김환우\*\*

### Performance Analysis on DMB System with PAPR Reduction Techniques

Young-Ho Jeong\*, Young-Kwon Hahm\* and Whan-Woo Kim\*\*

#### 요 약

국내 지상파 디지털멀티미디어방송(DMB)의 전송규격으로 OFDM 기반의 Eureka 147 DAB 시스템이 채택되었다. OFDM은 단일 반송파 변조에 비해 많은 장점을 가지고 있으나, 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)로 인해 A/D 및 D/A 변환기의 복잡도의 증가 및 고출력 증폭기의 효율 감소의 원인이 된다. 이와 같은 OFDM의 높은 PAPR을 감소시키기 위해 clipping, peak windowing, companding, SLM(Selected Mapping), PTS(Partial Transmit Sequences) 등과 같은 다양한 기법들이 제안되었다. 본 논문에서는 SLM과 PTS의 효율적인 구현방법을 제안하고, 이를 적용한 DMB 시스템의 PAPR 감소 성능에 대한 평가를 수행하였다. 모의실험 결과, 제안된 MSLM(Modified SLM)은 SLM과 동일한 성능을 유지하면서  $P^{(U)}$  벡터수의 감소로 인해 계산량 및 하드웨어 복잡도가 경감되는 이점이 있는 것으로 나타났으며, MPTS(Modified PTS) 또한 동일한 조건 하에서 PTS보다 우수한 PAPR 감소 성능을 보였다.

#### Abstract

Eureka 147 DAB system based on the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) was adopted as the transmission scheme for terrestrial digital multimedia broadcasting (DMB) system in Korea. The OFDM has several advantages comparing to the single carrier modulation. However, its high peak-to-average power ratio (PAPR) increases the complexity of the D/A and A/D converters and reduces the efficiency of the high power amplifier. To reduce the high PAPR of OFDM, various techniques such as clipping, peak windowing, companding, selected mapping (SLM), partial transmit sequences (PTS), etc. have been proposed. In this paper, we propose modified configurations of SLM and PTS for effective implementation and evaluate the performance on the PAPR reduction of DMB system. The simulation results show that the modified SLM (MSLM) has merits in reducing the amount of computation and hardware complexity due to the reduction of the number of vector  $P^{(U)}$ , while satisfying the same performance and maintaining the same required bits (RB) for side information. With the same amount of computation and the same RB, the modified PTS (MPTS) is also shown to be better than PTS in the performance of PAPR reduction.

#### I. 서론

\* 한국전자통신연구원 방송시스템연구부  
Broadcasting System Research Dept., Electronics and  
Telecommunications Research Institutee  
\*\* 충남대학교 전자공학과  
Dept. of Electronics Engineering, Chungnam National University

OFDM 신호는 독립적으로 변조된 다수의 부반송파로 구성되어 있으며, 이들이 동일한 위상을 가지는 경우 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 갖게 된다. 이와

같은 높은 PAPR로 인해 양자화 bit resolution의 증가가 요구되므로 A/D 및 D/A 변환기의 구현 복잡도가 높아진다. 또한 피크 신호의 포화(saturation) 영역에서의 비선형 증폭에 의한 시스템 성능저하 및 대역외(out-of-band) PSD(power Spectral Density) 레벨 증가를 방지하기 위해 HPA(High Power Amplifier)의 동작점을 낮추게 됨으로써(back-off) 전력효율을 감소시키게 된다. 따라서 OFDM을 적용한 시스템에서의 PAPR 저감기법에 대한 연구는 시스템 성능 및 전력효율 개선을 위해 필연적이라 할 수 있다.

OFDM 전송 시스템의 PAPR 개선을 위해 제안된 알고리즘들은 신호 왜곡 기법(SDT : Signal Distortion Technique), 코딩 기법, 그리고 심벌 스크램블링 기법(SST : Symbol Scrambling Technique)의 크게 세가지 범주로 분류할 수 있다. SDT는 peak 신호 주변의 OFDM 신호를 비선형적으로 왜곡시킴으로써 간단히 peak 전력을 감소시키는 방법으로 clipping, peak windowing, companding 기법 등이 있다<sup>[1]-[4]</sup>. 코딩 기술은 높은 PAPR을 갖지 않는 OFDM 심벌이 생성되도록 하는 특별한 형태의 FEC(Forward Error Correcting) 코딩을 의미하며, Golay complementary sequences, Reed-Muller code 등이 이에 해당된다<sup>[5][6]</sup>. SST는 가장 작은 PAPR을 갖는 OFDM 심벌을 구성할 수 있도록 데이터 시퀀스의 위상을 변환하거나, 스크램블링 하는 방법으로 SLM(Selected Mapping), PTS(Partial Transmit sequences) 기법 등이 있다<sup>[7][8]</sup>.

SDT는 송신 단에서의 간단한 신호처리만으로 구현 가능하므로 전송규격의 변경 없이도 적용될 수 있으며, 또한 기존 수신기의 구조변경이 필요하지 않다. 그러나 이 기법은 원 신호를 강제적으로 왜곡시킴으로써 in-band 및 out-of-band에 원하지 않는 간섭이 발생하게 됨으로써 시스템 성능저하 및 대역외 잡음레벨이 높아지는 단점이 있다. 코딩 기법은 기존 시스템의 전송규격 변경이 반드시 필요하므로, 기존 시스템에 적용하기 보다는 시스템의 설계 초기 단계에 고려되어야 한다. SST는 위상 회전 및 스크램블링에 대한 부가정보의 전송방법 및 이를 이용한 신호처리 모듈이 수신기에 추가되어야 하므로 기존 전송시스템에 적용하기 어려울 수도 있다. 그러나 원 신호의 왜곡이 전혀 발생하지 않기 때문에 시스템 성능 저하 및 대역외 잡음이 발생하지 않는 장점이 있다.

본 논문에서는 앞서 설명한 SDT에 해당하는 clipping, peak windowing, companding 기법을 국내 DMB 전송시스템에 적용하여 이에 따른 시스템의 BER 성능 및 대역외

PSD 열화 정도를 분석하였다. 또한 SST의 대표적인 기법인 SLM과 PTS의 효율적인 구현방법을 제안하고, 모의실험을 통해 PAPR 감소 성능에 대한 기존 방식과의 성능비교를 수행하였다.

## II. DMB 전송시스템 모델

### 1. DMB 시스템 모델

모의실험을 위한 DMB 시스템의 구성도는 그림 1과 같다. 랜덤 이진 데이터는 RF 전송신호의 에너지 분산을 위해 스크램블러를 통과한 후, 길쌈 부호화된다. 16개의 논리 프레임(384ms)구간에 대해 시간 인터리빙된 데이터는 QPSK 심벌 맵핑후, 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)에 대한 영향을 최소화하기 위해 주파수 인터리빙이 적용된다. 각 OFDM 심벌에 대해 differential 변조를 수행한 후, 전송 프레임을 구성하는 각각의 OFDM 심벌들은 IFFT 및 PAPR 저감기법을 적용하여 시간영역 신호로 변환된다. ISI(Inter-Symbol Interference)를 제거하기 위해 유효 심벌구간 후미의 약 1/4에 해당하는 데이터를 유효 심벌 앞에 삽입하여 전송하며, 이를 보호구간(guard interval)이라 부른다. 전송신호는 이동채널을 통과한 후, 잡음이 더해진다.

수신단에서는 먼저 보호구간을 제거하고, FFT 혹은 inverse SST를 적용하여 신호를 주파수 영역으로 변환시킨다. Differential 복조를 통해 얻어진 데이터는 주파수 디인터리버, QPSK 심벌 디맵퍼, 시간 디인터리버를 거쳐 비터비 복호기에 입력된다. 이 때 길쌈 부호기의 입력과 비터비 복호기의 출력단 데이터를 이용하여 BER을 측정한다. DMB 시스템은 고음질의 오디오 및 멀티미디어 데이터 서비스 제공을 위해 비터비 복호기의 BER 성능이  $10^{-4}$ 을 만족하도록 요구하며, 이 기준은 DMB 시스템과 관련된 모든 성능분석에 적용된다<sup>[9]</sup>.

그림 1의 DMB 시스템 모델에서 Reed-Solomon 코드를 포함한 동영상 처리모듈은 PAPR 성능분석에 영향을 미치지 않으므로 생략하였다. 또한 동영상 멀티미디어 데이터 전송에 필요한 BER= $10^{-8}$  성능은 상기 비터비 복호기의 BER 성능 기준이 만족되는 경우, Reed-Solomon 디코더 출력단에서 얻을 수 있다.

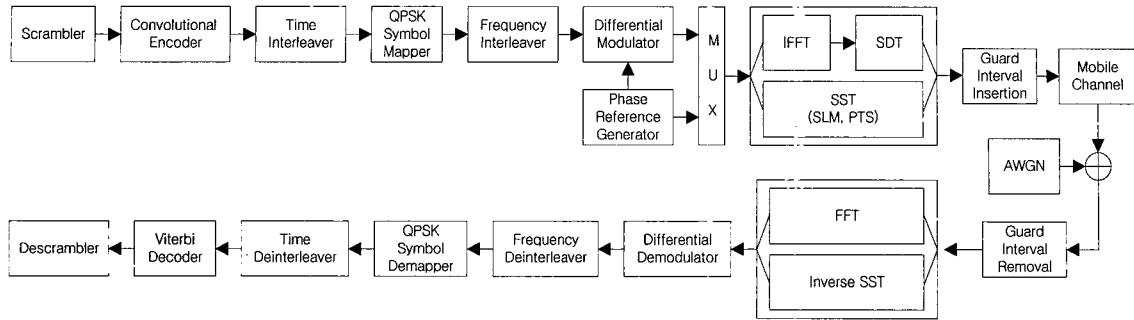


그림 1. DMB 시스템 구성도  
Fig. 1. Block diagram of DMB system

2. 이동채널 모델

이동채널 모델은 COST(European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research)의 project 207를 통해 제안된 모델을 적용하였으며, 그림 2와 같은 구조를 갖는다<sup>[10]</sup>.

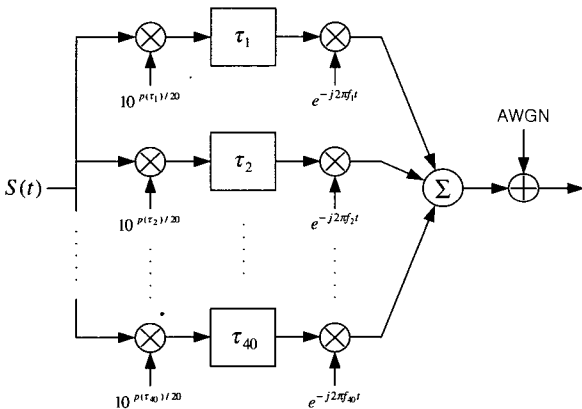


그림 2. 이동채널 모델  
Fig. 2. Mobile channel model

적용된 이동채널 모델은 다중 경로수 40, 각 경로마다 각기 다른 지연값  $\tau_i$ , 도플러 편이  $f_i$  그리고 감쇄값을 갖는다. 각 경로의 지연값은 식 (1)의 확률 밀도 함수로부터 얻어진다.

$$p(\tau) = Ke^{-\tau/\sigma} \quad 0 < \tau < \tau_{max} \quad (1)$$

$$= 0 \quad \text{elsewhere}$$

이 값은 다중경로 전력지연 프로파일(power delay profile)에 해당한다. 식 (1)에서  $\sigma$ 는 지연값들의 표준편차인 지연 확산(delay spread)을 의미하며,  $\tau_{max}$ 는 최대 지연값을 나타낸다. K는 상수값이며, TU(Typical Urban) 지역의 전력지연 프로파일이 적용되었다<sup>[9]</sup>.

도플러 편이(Doppler shift)는 식 (2)에 의해 각 경로에 따라 서로 다른 값을 갖는다

$$f_i = f_{max} \cos(\theta_i) \quad (2)$$

여기서,  $f_{max}$ 는 최대 도플러 편이를 나타내며,  $\theta_i$ 는  $0 \sim 2\pi$  사이의 균일분포(uniform distribution)를 가지는 랜덤 변수이다

Ⅲ. 신호 왜곡 기법(SDT)

1. Clipping 기법

Clipping은 OFDM 신호 envelope  $m_E(t)$ 의 값이 식 (3)으로 표현되는 clipping level  $C_{th}$ 값 이상인 경우, 해당 값을 강제적으로  $C_{th}$ 값으로 출력하는 가장 간단한 PAPR 저감기법이다.

$$C_{th} = m_{Eff} \cdot 10^{\frac{PAPR}{20}} \quad (3)$$

여기서,  $m_{Eff}$ 는  $m_E(t)$ 의 RMS값을 의미한다.

그러나 이와 같은 신호왜곡은 간섭을 야기시켜, 결국 시스템의 BER 성능을 저하시키거나 혹은 OFDM 신호의 비선형 왜곡으로 인해 대역의 PSD 레벨이 증가되어 인접채널 간섭의 원인이 된다.

### 2. Peak windowing 기법

Peak windowing은 식 (4)와 같이  $m_E(t)$ 와 가중함수  $b(t)$ 를 곱함으로써 이루어지며, 이 때 peak windowing된 새로운 신호 envelope  $\tilde{m}_E(t)$ 를 구할 수 있다.

$$\tilde{m}_E(t) = m_E(t) \cdot b(t) \tag{4}$$

가중함수  $b(t)$ 는 식 (5)와 같이 window 함수  $w(t)$ 에 의해 결정된다.

$$b(t) = 1 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot w(t - t_n) \tag{5}$$

여기서,  $t_n$ 은 임의의 window level ( $W_{th}$ )을 초과하는  $m_E(t)$ 의 local maximum값에 대한 시간축상의 위치를 의미한다. 또한 계수  $a_n$ 은 새로운  $\tilde{m}_E(t)$ 가 임의의  $W_{th}$ 를 초과하지 않도록 식 (6)에 의해 결정된다.

$$a_n = 1 - \frac{W_{th}}{m_E(t_n)} \tag{6}$$

$W_{th}$ 는 원하는 PAPR이 주어졌을 경우, 식 (7)에 의해 결정된다.

$$W_{th} = m_{E_{eff}} \cdot 10^{\frac{PAPR}{20}} \tag{7}$$

본 논문에서는  $w(t)$  함수로 Gaussian shaped window와 Hamming window, 그리고 Hanning window를 적용하여 성능을 분석하였다.

### 3. Companding 기법

Companding 기법은 로그함수를 이용하여 OFDM 신호

dynamic range를 줄임으로써, PAPR을 감소시키는 방법이다. 이는 대표적인 오디오 신호 companding 방법인  $\mu-law$  혹은  $A-law$ 를 이용함으로써 쉽게 구현할 수 있으며, 본 논문에서는 식 (8)로 표현되는  $\mu-law$ 를 적용하였다.

$$s(t) = y_{max} \frac{\log_e [1 + \mu (|m_E(t)| / x_{max})]}{\log_e (1 + \mu)} \text{sgn}(m_E(t)) \tag{8}$$

여기서,  $x_{max}$ 와  $y_{max}$ 는 각각 입력 및 출력에 대한 정규화 값을 의미하며, 본 논문에서는 두 값을 동일하다고 가정하였다.

Companding 방법을 통한 PAPR 감소 성능은 우수하나, 이로 인한 OFDM 신호의 비선형 왜곡은 결국 시스템의 BER 성능을 저하시키거나 대역의 PSD 레벨을 증가시켜 인접채널 간섭의 원인이 될 수 있다.

## IV. 심벌 스크램블링 기법(SST)

SLM과 PTS 기법은 SDT와는 달리 신호의 왜곡을 유발하지 않으므로 시스템의 BER 및 대역의 PSD의 열화 없이 PAPR을 감소시킬 수 있다. 그러나 전송규격의 변경에 따른 기존 수신기 모듈의 수정 및 디맵핑 혹은 역변환에 필요한 부가정보 전송에 따른 유효데이터 전송율의 저하는 피할 수 없으며, 맵핑 혹은 변환 가지수에 의해 PAPR의 개선정도가 결정되는 특성을 지닌다.

### 1. SLM(Selected Mapping) 기법

SLM 기법은 동일한 정보를 나타내는 U개의 심벌 중 가장 낮은 PAPR을 가지는 특정 심벌을 선택하는 방법으로, 그림 3과 같은 형태로 구현될 수 있다.

그림에서 보는 바와 같이 입력 OFDM 심벌  $A_\mu$ 에 각기 다른 U개의 벡터  $P^{(u)}$ 을 곱한 후, IFFT를 행한다. 새로 생성된 U개의 독립적인 OFDM 심벌  $a_\mu^{(u)}$ 는 동일한 정보를 나타내고 있으며, 이 중 가장 낮은 PAPR을 가지는 심벌

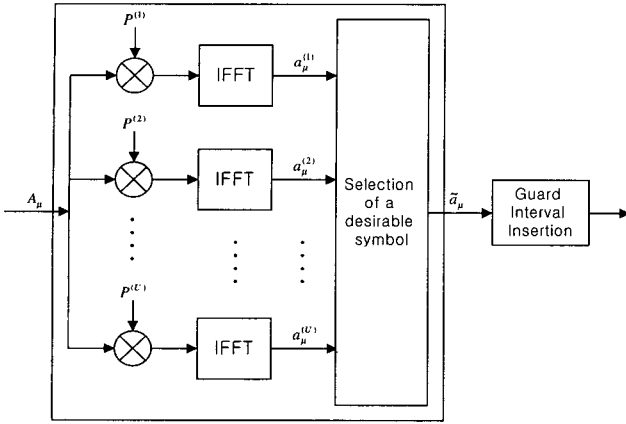


그림 3. SLM 기법의 구성도  
Fig. 3. Block diagram of SLM technique

$\tilde{a}_\mu$ 를 선택하여 전송한다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\tilde{u}_\mu = \arg \min_{1 \leq u \leq U} \left( \max_{0 \leq \rho < N} |a_{\mu, \rho}^{(u)}| \right) \quad (9)$$

여기서,  $\tilde{u}_\mu$ 는  $a_\mu^{(u)}$  중 가장 낮은 PAPR을 가지는 심벌의 index,  $\mu$ 는 OFDM 심벌의 time index, N은 부반송파의 개수를 나타낸다. 따라서 선택되어 전송되는 심벌  $\tilde{a}_\mu$ 는  $a_{\mu}^{(\tilde{u}_\mu)}$ 와 같다.

U개의 상이한 벡터  $P^{(u)}$ 는 식 (10)과 같은 서로 다른 U개의 고정 벡터로 정의될 수 있다.

$$P^{(u)} = [P_1^{(u)}, \dots, P_N^{(u)}], \text{ with } P_v^{(u)} = e^{j\varphi_v^{(u)}} \quad (10)$$

$$, \varphi_v^{(u)} \in [0, 2\pi), 0 \leq v < N, 1 \leq u \leq U$$

수신 데이터의 정확한 복조를 위해 수신기에서는 송신기에서 적용된 정확한  $p^{(\tilde{u}_\mu)}$  정보를 알아야 하며, 이를 위해 송신기는 심벌  $\tilde{a}_\mu$ 을 생성한 벡터  $p^{(u)}$ 의 위치 index인  $\tilde{u}_\mu$  정보를 전송해야 한다.

U값이 N인 경우, N 개의  $p^{(u)}$  벡터를 입력 OFDM 심벌과 곱한 후 최소 PAPR 값을 갖는 새로운 심벌  $\tilde{a}_\mu$ 를 찾

게 되는데, 이 때 얻어진 최소 PAPR 값이 입력 OFDM 심벌의 PAPR 값보다 큰 값을 갖는 경우가 발생되곤 한다. 이를 방지하기 위해 (N-1)개의  $P^{(u)}$  벡터를 적용하고 얻은 최소 PAPR 값이 입력 심벌의 PAPR 값보다 큰 경우, 입력 심벌을 그대로 전송하며, 이 때 전송되는  $P^{(u)}$  벡터의 위치 index인  $\tilde{u}_\mu$ 는 최대값(U=4인 경우, '11')으로 정한다. 본 논문에서는 이 방법을 MSLM(Modified SLM) 기법이라 명명하였다

### 2. PTS(Partial Transmit Sequences) 기법

PTS 기법의 주요 개념은 하나의 OFDM 심벌을 여러 개의 서브 블록으로 나누어 처리하는 것으로, 그림 4와 같은 형태로 구현될 수 있다.

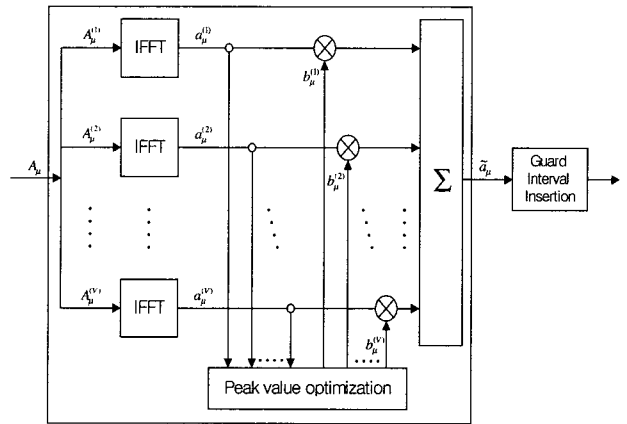


그림 4. PTS 기법의 구성도  
Fig. 4. Block diagram of PTS technique

그림에서 보는 바와 같이 입력 OFDM 심벌  $A_\mu$ 를 V개의 서브 블록  $A_\mu^{(v)}(v=1, \dots, V)$ 로 나누며, 이 때 각각의 서브 블록은 동일한 크기로 정의하는 것이 적절한 것으로 알려져 있다. 다른 서브 블록에서 이미 정의된 위치의  $A_\mu^{(v)}$ 를 구성하는 서브 캐리어들은 모두 0으로 함으로써 식 (11)과 같이 모든 서브 블록을 합하면 원래의 OFDM 심벌이 되도록 구성한다.

$$A_\mu = \sum_{v=1}^V A_\mu^{(v)} \quad (11)$$

복소값으로 구성된 위상 회전 인자인  $b_{\mu}^{(v)}$ 를 식 (12)와 같이  $A_{\mu}^{(v)}$ 와 곱함으로써  $A_{\mu}$ 와 동일한 정보를 전송하는 새로운 형태의 OFDM 심벌  $\tilde{A}_{\mu}$ 를 구한다. 여기서,  $|b_{\mu}^{(v)}| = 1$  즉,  $b_{\mu}^{(v)} = e^{j\phi_{\mu}^{(v)}}$ 이다.

$$\tilde{A}_{\mu} = \sum_{v=1}^V b_{\mu}^{(v)} A_{\mu}^{(v)} \quad (12)$$

식 (12)와 같이 각 서브 블록들은 동일한 위상값  $\phi_{\mu}^{(v)} = \arg(b_{\mu}^{(v)})$  만큼 회전함으로써 PTS를 구성한다. 시간영역 신호  $\tilde{a}_{\mu} = IDFT\{\tilde{A}_{\mu}\}$ 를 계산하기 위해 각 서브 블록은 식 (13)에서 유도한 바와 같이 V개의 IDFT를 병렬로 처리함으로써 변환될 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{\mu} &= IDFT\left\{\sum_{v=1}^V b_{\mu}^{(v)} A_{\mu}^{(v)}\right\} \\ &= \sum_{v=1}^V b_{\mu}^{(v)} \cdot IDFT\{A_{\mu}^{(v)}\} \\ &= \sum_{v=1}^V b_{\mu}^{(v)} \cdot a_{\mu}^{(v)} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 V개의  $a_{\mu}^{(v)} = IDFT\{A_{\mu}^{(v)}\}$ 값을 PTS라 명하며, PTS는 실제 전송되어야 할 시간영역의 신호  $\tilde{a}_{\mu}$ 를 계산하기 위한 중간 결과로 해석될 수 있다. PTS들은 상호 직교성을 가진다. 이와 같은 PTS를 기반으로 위상 회전 인자인  $b_{\mu}^{(v)}$ 를 적절히 선정함으로써 신호의 peak값을 최적화시킬 수 있다. 최적화된 위상회전 인자집합은 식 (14)와 같이 결정된다.

$$[\tilde{b}_{\mu}^{(1)}, \dots, \tilde{b}_{\mu}^{(V)}] = \arg \min_{[b_{\mu}^{(1)}, \dots, b_{\mu}^{(V)}]} \left( \max_{0 \leq \rho < D} \left| \sum_{v=1}^V b_{\mu}^{(v)} \cdot a_{\mu, \rho}^{(v)} \right| \right) \quad (14)$$

상기 최적화된 위상 회전값과 PTS를 조합하여 가장 작은 PAPR를 갖는 신호를 전송한다. PTS에 곱해지는 V개의 상이한 위상 회전인자  $b_{\mu}^{(v)}$ 는 식 (15)와 같이 정의할 수 있다.

$$b_{\mu}^{(v)} = e^{j\phi_{\mu}^{(v)}}, \phi_{\mu}^{(v)} \in [0, 2\pi), 0 \leq v < V \quad (15)$$

SLM과 마찬가지로 수신 데이터의 정확한 복조를 위해 수신기에서는 송신기에서 적용된 정확한  $b_{\mu}^{(v)}$  정보를 알아야 하며, 이를 위해 송신기는  $b_{\mu}^{(v)}$ 의 조합 가능한 집합으로부터  $b_{\mu}^{(v)}$ 의 위치정보를 전송해야 한다.

V개의  $b_{\mu}^{(v)}$ 를 PTS  $a_{\mu}^{(v)}$ 와 곱한 후 더하여 최소 PAPR 값을 갖는 새로운 심벌  $\tilde{a}_{\mu}$ 를 찾게 되는데, 이 때 얻어진 최소 PAPR 값이 입력 OFDM 심벌의 PAPR 값보다 큰 값을 갖는 경우가 발생되곤 한다. 이를 방지하기 위해 PTS 기법을 적용하여 얻은 최소 PAPR 값이 입력 심벌의 PAPR 값보다 큰 경우, 입력 OFDM 심벌을 그대로 전송하도록 한다. 본 논문에서는 이 방법을 MPTS(Modified PTS) 기법이라 명명하였다

### V. 실험결과 및 분석

PAPR 기법을 적용한 DMB 시스템의 성능분석은 PAPR 개선정도, 시스템 요구  $E_s/N_0$ 의 열화 및 대역의 PSD 열화 정도를 종합적으로 비교 평가함으로써 이루어진다.

송수신 동기 및 필터링은 완벽하다고 가정하였으며, AGC (Automatic Gain Control), 수신기 LO(Local Oscillator)의 위상 잡음, 송신 또한 수신 장비의 비선형 특성에 대한 영향은 고려하지 않았다. 모의실험을 위해 적용된 시스템 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. DMB 시스템 파라미터  
Table 1. DMB system parameter

System Parameter	Selected Value
Frequency	240 MHz
Mobile Velocity	100 km/h
Channel Model	TU channel model
Transmission Mode	Mode 1
EEP Profile	3-A (R=1/2)
Data Bit Rate	256kbps

1. SDT를 적용한 시스템 성능분석

1.1 PAPR 가변에 따른 BER 성능

전송모드 I의 DMB 신호는 SDT를 적용하지 않은 경우, 약 12.5dB 정도의 PAPR을 갖는 것으로 조사되었다. Clipping의 경우, PAPR을 12.5dB에서 3dB로 낮추는 동안 약 0.5dB의 성능열화만이, 2dB로 낮추었을 경우 1dB의 성능열화가 발생되었다. 그림 5는 window length 7인 Gaussian shaped window 적용 시, PAPR 가변에 따른 BER 성능을 나타내며, 앞서 설명한 clipping과 유사한 결과를 얻었다.

표 2는 SDT가 적용된 DMB 시스템에서  $10^{-4}$  BER을 만족

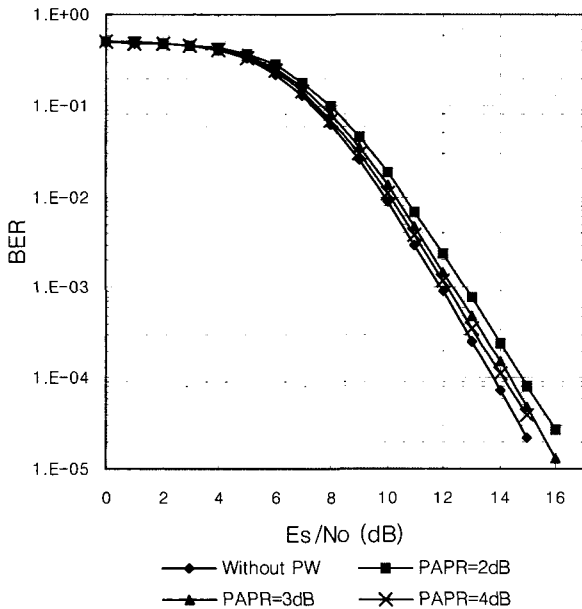


그림 5. PAPR 가변에 따른 BER 성능  
Fig. 5. BER performance for PAPR variation

표 2. PAPR 가변에 따른 요구  $E_s/N_0$   
Table 2. The required  $E_s/N_0$  for PAPR variation

	Original	PAPR		
		4dB	3dB	2dB
GSW	13.75	14.1	14.4	14.8
N_W		14.1	14.6	15.0
M_W		14.1	14.5	14.8
Clipping		14.1	14.2	14.7

하기 위해 필요한  $E_s/N_0$  값을 보여준다. Hamming window 적용 시, 원 신호에 비해 PAPR을 약 10dB 정도 낮추어도 (PAPR=2dB) 대략 1dB 정도의 성능열화만이 발생된다. 또한 clipping과 비교하면 0 ~ 0.3dB 정도의 성능열화가 발생하지만, Gaussian shaped window에 비해서는 0 ~ 0.1dB, Hanning window에 비해서는 0 ~ 0.2 dB 정도 우수하다.

여기서, GSW는 Gaussian shaped window, N\_W는 Hanning, M\_W는 Hamming window를 의미하며, 윈도우 길이는 7을 기준으로 하였다.

1.2 윈도우 길이 가변에 따른 BER 성능

그림 6은 GSW의 윈도우 길이 가변에 따른 BER 성능분석 결과를 나타낸다. 윈도우 길이가 작아질수록 미약하지만 성능이 개선됨을 알 수 있는데, 이는 윈도우가 적용되는 시간 영역에서의 OFDM 신호 샘플수가 줄어들기 때문에 in-band 내의 신호왜곡 영향이 감소되어 나타나는 결과이다. 다만 PAPR 적용 값이 2dB인 관계로 이미 너무 많은 신호 샘플에 왜곡이 생긴 탓에 성능개선 정도는 미미함을 알 수 있다. 윈도우 길이를 3으로 했을 경우, peak windowing을 적용하지 않은 경우보다 약 0.8dB 정도의 성능저하가 발생한다.

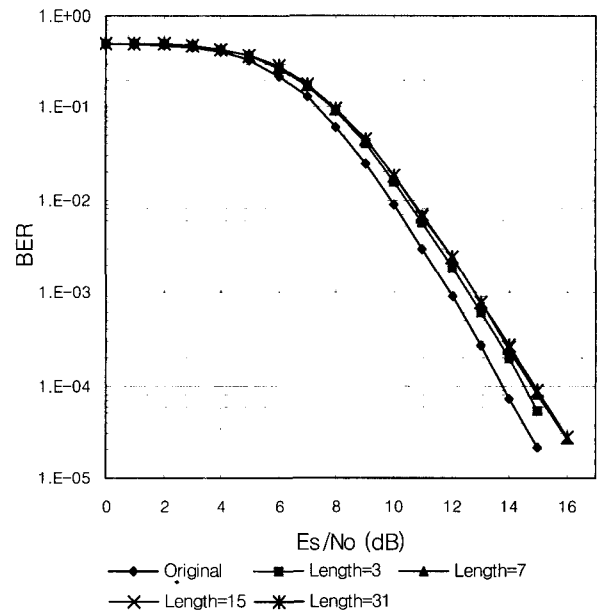


그림 6. 윈도우 길이 가변에 따른 BER 성능  
Fig. 6. BER performance for the variation of window length

1.3  $\mu$  값 가변에 따른 BER 성능

그림 7은  $\mu$ -law companding 기법의  $\mu$  값 가변에 따른 BER 성능분석 결과를 보여준다. 이 그림으로부터 DMB의 시스템 요구BER 성능을 만족시키기 위한 각 조건에서의  $E_s/N_0$  값을 얻을 수 있다.

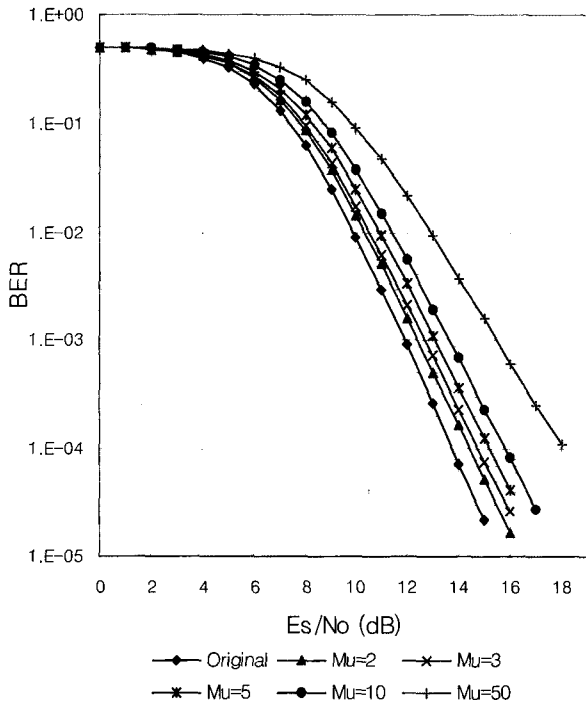


그림 7.  $\mu$  값 가변에 따른 BER 성능  
Fig. 7. BER performance for the variation of  $\mu$  value

표 3은  $\mu$  값 가변에 따른 PAPR 성능개선 및 시스템 요구  $E_s/N_0$  성능저하를 보여준다.  $\mu$  값이 2인 경우, PAPR을 10.6dB 정도 개선시켰음에도 불구하고 0.6dB 정도의  $E_s/N_0$  성능저하만이 발생됨을 알 수 있다

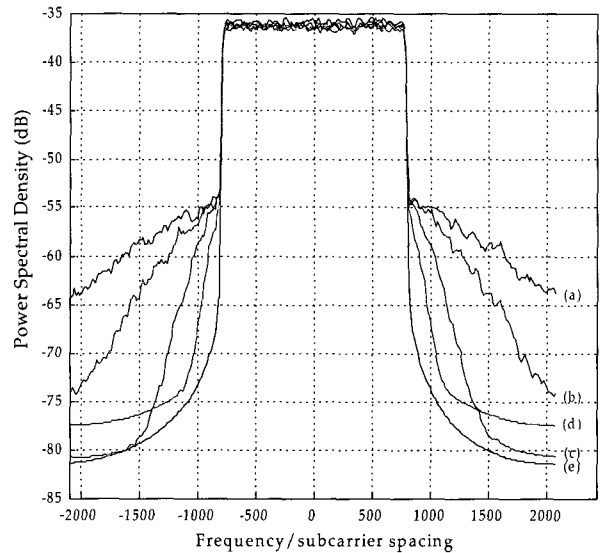
표 3.  $\mu$  값 가변에 따른 PAPR과 요구  $E_s/N_0$   
Table 3. PAPR and the required  $E_s/N_0$  for the variation of  $\mu$  value

	Original	$\mu$ 값				
		2	3	5	10	50
PAPR (dB)	12.5	1.9	1.8	1.7	1.5	1.1
$E_s/N_0$ (dB)	13.8	14.4	14.8	15.2	15.8	18.2

1.4 윈도우 길이 가변에 따른 PSD 성능

PSD 열화정도를 분석하기 위한 주파수 축상에서의 기준점을 정하기 위해 6MHz TV 대역에서 1.536MHz 대역폭을 갖는 DMB 채널 및 보호대역의 배치에 대해 다음과 같이 가정하였다. 6MHz 대역폭에 할당될 수 있는 최대 DMB 채널의 수는 3개이며, 이 때 DMB 채널간 보호대역폭이 동일하다고 가정할 경우 464 kHz의 guard band 폭이 계산된다. 따라서 PSD 분석 결과의 기준점을 DMB 채널의 중심 주파수로부터 첫번째 인접채널이 나타나는 1.232 MHz 떨어진 지점으로 설정하였다.

PAPR을 2dB로 고정하고, GSW의 윈도우 길이를 가변했을 때의 PSD 분석결과는 그림 8과 같으며, 앞서 설명한 기준점을 토대로 대역의 PSD 열화 및 시스템 요구  $E_s/N_0$ 의 열화 결과를 표 4에 나타내었다.



(a) WL=3, (b) WL=7, (c) WL=15, (d) WL=31, (e) Original  
그림 8. Window length 가변에 따른 PSD 성능

Fig. 8. PSD performance for the variation of window length

표 4. 윈도우 길이 가변에 따른 대역외 PSD 및 요구  $E_s/N_0$  열화  
Table 4. Out-of-band PSD and the required  $E_s/N_0$  degradation for the variation of window length

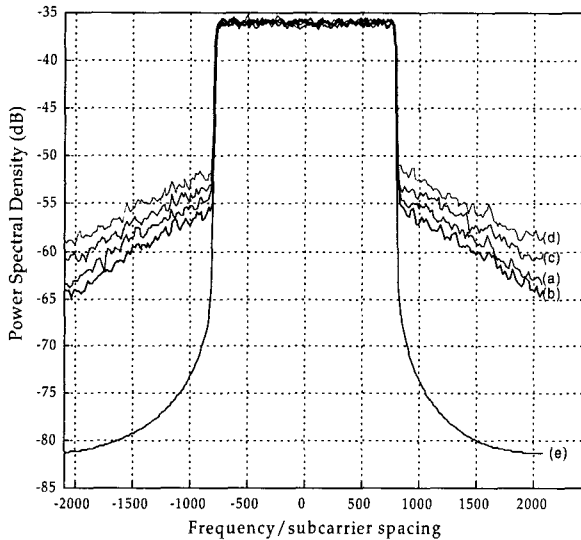
	window length			
	31	15	7	3
PSD 열화(dB)	2	8	17	20
$E_s/N_0$ 열화(dB)	1.2	1.2	1.1	0.8



상기 표의 결과로부터 알 수 있듯이, 윈도우 길이가 31인 경우, 1.2dB의  $E_s/N_0$  열화와 2dB의 대역의 PSD 열화만으로 PAPR을 10dB 이상 줄일 수 있다. 이는 상당한 HPA의 효율 증가를 의미하지만, 시간영역에서의 OFDM 신호 샘플의 19% 정도에 대해 윈도우 길이 만큼의 곱셈연산이 필요하다. 따라서 peak windowing의 윈도우 길이는 시스템의 처리속도와 얻고자 하는 PAPR 개선 성능간의 trade-off를 고려하여 결정되어야 한다.

1.5  $\mu$  값 가변에 따른 PSD 성능

정규화 값을 2dB PAPR을 얻기 위한 값으로 고정했을 경우,  $\mu$  값 가변에 따른 PSD 분석결과는 그림 9와 같다. 앞서 설명한 기준점을 토대로 대역의 PSD 열화 및 시스템 요구  $E_s/N_0$ , 그리고 PAPR 개선 결과를 표 5에 나타내었다.



(a) Clipping, (b)  $\mu=2$ , (c)  $\mu=5$ , (d)  $\mu=10$ , (e) Original

그림 9.  $\mu$  값 가변에 따른 PSD 성능

Fig. 9. PSD performance for the variation of  $\mu$  value

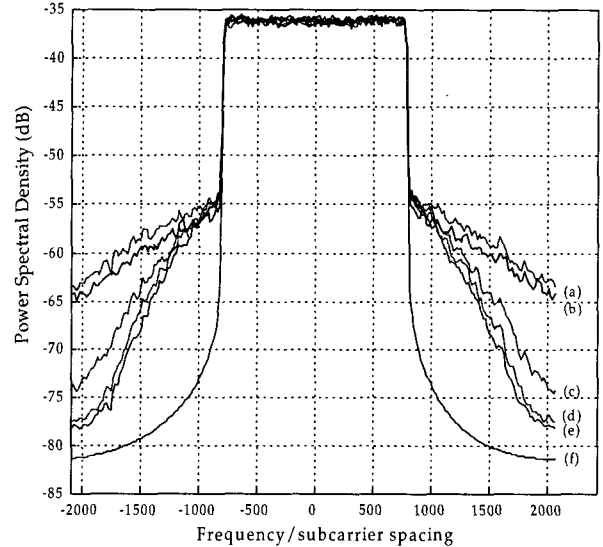
표 5.  $\mu$  값 가변에 따른 PAPR, 요구  $E_s/N_0$ , 대역의 PSD 열화  
Table 5. PAPR, the required  $E_s/N_0$ , out-of-band PSD degradation for the variation of  $\mu$  value

	Clipping	$\mu$ 값		
		2	5	10
PAPR (dB)	3.1	1.9	1.7	1.5
$E_s/N_0$ (dB)	14.8	14.4	15.2	15.8
PSD 열화(dB)	20	18	22	23

상기 표의 결과로부터 알 수 있듯이,  $\mu$  값이 2인 경우, companding 기법이 clipping 기법에 비해 PAPR,  $E_s/N_0$ , 대역의 PSD 성능 모두 우수하다. 그러나  $\mu$  값이 5 이상인 경우,  $E_s/N_0$ , PSD 성능이 clipping 기법에 비해 상대적으로 저하되지만, PAPR 개선효과는 우수하다. 따라서 companding의  $\mu$  값은 가능한 적은 값으로 선정되어야 한다.

1.6 SDT 적용에 따른 대역의 PSD 및  $E_s/N_0$  성능

그림 10은 PAPR=2dB인 경우, clipping 및 윈도우 길이가 7인 peak windowing,  $\mu$  값이 2인 companding 기법을 적용하여 얻은 PSD 분석 결과이며, 다음과 같은 순서로 대역의 PSD 성능열화 정도가 심함을 알 수 있다.



(a) Clipping, (b) Companding, (c) Gaussian shaped windowing, (d) Hanning windowing, (e) Hamming windowing, (f) Original

그림 10. PAPR=2dB에서의 peak windowing의 PSD 성능

Fig. 10. PSD performance of peak windowing at PAPR=2dB

Clipping > Companding > Gaussian shaped windowing > Hanning windowing > Hamming windowing

표 6은 peak windowing 기법 중에서 상대적으로 성능이 낮은 GSW를 제외한 나머지 SDT 방법에 대한 대역의 PSD 열화 및 시스템 요구  $E_s/N_0$ 의 열화 결과를 보여준다.

표에 정리된 결과에 의하면, Hamming windowing을 적용한 경우, 대역외 PSD 및 시스템 요구  $E_s/N_0$ 의 열화가 비교적 적은 것으로 나타났다. PAPR이 4dB인 경우, 요구  $E_s/N_0$ 는 비슷한 열화정도가 나타났으나, clipping에 비해 대역외 PSD가 5dB정도 개선되는 효과가 있음을 알 수 있다. 그러나 windowing 적용에 따른 계산량은 clipping에 비해 window length의 배수만큼 증가됨을 고려해야 한다.

표 6. SDT 적용에 따른 대역외 PSD 및 요구  $E_s/N_0$  열화  
Table 6. Out-of-band PSD and the required  $E_s/N_0$  for SDT

		PAPR (dB)		
		4	3	2
Hanning windowing	PSD 열화(dB)	11	14	17
	$E_s/N_0$ 열화(dB)	0.4	0.9	1.3
Hamming windowing	PSD 열화(dB)	10	13	16
	$E_s/N_0$ 열화(dB)	0.4	0.7	1.1
Clipping	PSD 열화(dB)	15	18	20
	$E_s/N_0$ 열화(dB)	0.3	0.5	1.0

결과적으로 clipping은 임의의 임계값을 넘는 OFDM 신호에 대해 rectangular window를 적용하는 형태로 볼 수 있으며, 반면 peak windowing 기법은 rectangular window 대신 spectral leakage 특성이 좋은 다른 window 함수들을 적용함으로써 낮은 BER 성능 열화 및 대역외 PSD가 개선되는 장점이 있음을 알 수 있다.

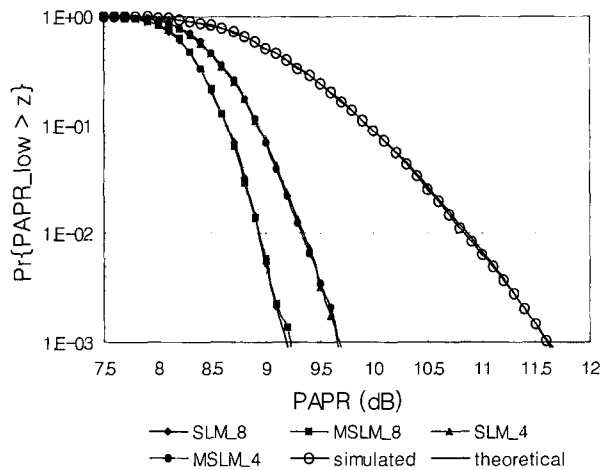


그림 11. SLM 기법의  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  분석결과  
Fig. 11. Analysis result of  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  for SLM technique

## 2. SST를 적용한 시스템 성능분석

그림 11은 SLM 기법 적용 시, 모의실험을 통해 얻은  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$ 의 분석결과를 나타낸다. 여기서, SLM\_4는 4개의 새로운 OFDM 심벌 조합을 구성할 수 있는 SLM 기법을 의미하며, MSLM\_4(Modified SLM)는 3개의 심벌 조합을 구성할 수 있는 SLM을 적용하여 입력 심벌보다 낮은 PAPR을 갖는 새로운 심벌이 존재하지 않는 경우 기존 심벌을 그대로 전송하는 기법을 의미한다. 결과로부터 알 수 있듯이 SLM\_N와 MSLM\_N는 유사한 PAPR 개선효과를 나타내지만, MSLM의 경우 SLM에 비해 1/N 만큼의 계산량을 줄일 수 있는 장점이 있다. Theoretical과 simulated 결과는 DMB 시스템의 전송모드 I에서 SLM 기법을 적용하지 않은 PAPR 분포를 나타내며, 이론치와 실험치 결과가 거의 동일하게 나타났다.

그림 12의 결과로부터 알 수 있듯이  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$ 이  $10^{-3}$ 인 지점에서, 변환 정보를 전송하기 위해 요구되는 비트수와 처리 계산량이 동일함에도 불구하고, MPTS\_6은 PTS\_6에 비해 우수한 PAPR 개선 효과를 나타냈다. PTS\_72는 PTS\_6에 비해 우수한 PAPR 개선 효과가 있으나, 변환정보 전송에 필요한 비트수(약 2배)와 곱셈 연산량(약 12배)은 PAPR 개선효과에 비해 너무 많은 것으로 판단된다. MPTS\_72의 경우, PTS\_72와 비슷한 결과를 보이며, 이는 적용 가능한 변환 조합수가 많아지면서 입력 OFDM 심벌의 PAPR보다 큰 값이 나올 확률이 상대적으로

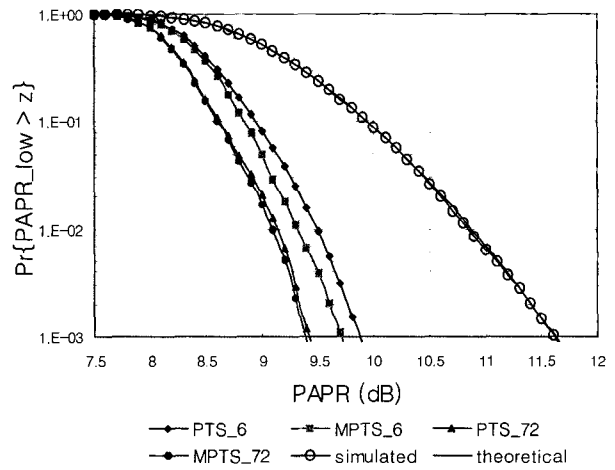


그림 12. PTS 기법의  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  분석결과  
Fig. 12. Analysis result of  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  for PTS technique

로 줄어들기 때문에 나타난 결과임을 알 수 있다.

그림 13은 PTS와 SLM 기법의  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  분석결과를 비교한 것이다. SLM 기법의 경우, MSLM과 SLM간의 PAPR은 그림 11에 나타난 바와 같이 유사한 결과를 보이기 때문에 SLM의 결과만을 도시하였다. 그림에서 보는 바와 같이 SLM\_8 > SLM\_4 > MPTS\_6 > PTS\_6의 순서로 PAPR의 성능개선 효과가 크음을 알 수 있다. PTS(유효 부 반송파를 동일한 수의 네 그룹으로 나누고( $V=4$ ),  $\tilde{b}_\mu^{(1)}$ 의 값을 1로 정함)와 SLM 기법을 DMB 시스템에 적용하여 얻은 성능을 비교한 결과, SLM 기법이 비교적 적은 계산량으로 우수한 PAPR 개선 성능을 보임을 알 수 있었다.

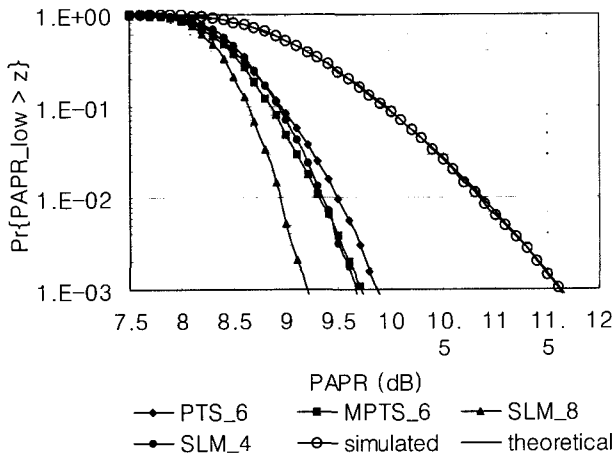


그림 13. PTS와 SLM 기법의  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  분석결과  
 Fig. 13. Analysis result of  $Pr\{PAPR_{low} > Z\}$  for PTS and SLM techniques

### VI. 결론

본 논문에서는 PAPR 개선을 위해 전송시스템의 규격 및 수신기의 변경이 필요하지 않는 SDT의 clipping, peak windowing, companding 기법을 국내 DMB 전송시스템에 적용하여 이에 따른 시스템의 BER 성능 및 대역의 PSD 열화 정도를 분석하였다. 또한 SST의 대표적인 기법인 SLM과 PTS의 효율적인 구현방법을 제안하고, 모의실험을 통해 PAPR 감소 성능에 대한 기존 방식과의 성능비교를 수행하였다.

SDT의 경우, peak windowing 기법이 clipping 및 companding 기법에 비해 우수한 성능을 나타내었다. 특히 Hamming windowing은 PAPR 4dB에서 clipping에 비해 요구  $E_s/N_0$ 는 비슷한 열화정도가 나타났으나, 대역의 PSD는 5dB정도 개선되는 성능을 보였다.  $\mu$ 값이 2인 companding 기법은 PAPR 감소량, 요구  $E_s/N_0$ , 대역의 PSD 특성 모두에서 clipping 기법에 비해 우수한 성능을 나타냈다.

SST의 경우, 제안된 MSLM은 SLM과 성능 및 부가정보 전송을 위해 요구되는 비트수를 동일하게 유지하면서도  $p^{(u)}$  벡터수의 감소로 인해 계산량 및 하드웨어 복잡도가 경감되는 이점이 있다. MPTS는 PTS보다 우수한 PAPR 감소 성능을 보이지만,  $\tilde{b}_\mu(v)$ 의 수가 증가할수록 PTS와 거의 동일한 성능을 갖는다. 이는  $\tilde{a}_\mu$ 의 PAPR 확률이 원 신호보다 크게 될 확률이 점차 줄어들기 때문이다. IFFT 모듈의 수를 고정시키면, SLM이 계산량과 부가정보 전송을 위해 필요한 비트수 측면에서 PTS에 비해 우수하다.

향후에는 SST의 위상회전과 관련한 부가정보를 DMB 전송시스템을 통해 효과적으로 은닉하여 전송하는 방법에 대한 연구가 진행되어야 할 것으로 판단된다.

### 참고 문헌

- [1] Xiaodong Li and Leonard J. Cimini, Jr., Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM, Proceedings of IEEE VTC'97, vol.3, pp.1634-1638, 1997.
- [2] Richard van Nee and Arnout de Wild, Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of OFDM, Proceedings of IEEE VTC'98, pp.2072-2076, 1998.
- [3] Pauli, M. and H. P. Kuchenbecker, On the Reduction of the Out-of-Band Radiation of OFDM-Signals, Proceeding of ICC, Atlanta, 1998.
- [4] Pauli, M. and H. P. Kuchenbecker, Minimization of the Intermodulation Distortion of a Nonlinearly Amplified OFDM Signal, Wireless Personal Communications, vol.4, pp.93-101, Jan. 1997.
- [5] James A. Davis and Jonathan Jedwab, Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences, and Reed-Muller Codes, IEEE Transaction on Information Theory, vol.45, no.7, pp.2397-2417, Nov. 1999.
- [6] Robert Bauml, Robert Fischer, and Johannes Huber, Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping, Electronics Letters, vol.32, pp.2056-2057, 1996.
- [7] Stefan H. Muller, Robert W. Bauml, Robert F.H. Fischer, and

Johannes B. Huber, OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation, Annals of Telecommunications, vol.52, no.1-2, pp.58-67, Feb, 1997.

[8] Stefan H. Muller and Johannes B. Huber, OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences, Electronics Letters, vol.33, no.5, pp.368-369, Feb, 1997.

[9] EBU BPN 011, Collated Performance Evaluations of the Eureka 147 DAB System, EBU, Sep. 1997.

[10] Louis Thibault and Minh Thien Le, "Performance Evaluation of COFDM for Digital Audio Broadcasting Part I: Parametric Study," IEEE Transactions on Broadcasting, vol.43, no.1, pp.64-75, March 1997.

[11] ETSI EN 300 401 v1.3.2, Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, ETSI, Sep. 2000.

— 저 자 소 개 —



정 영 호

- 1992년 2월 : 전북대학교 전자공학과 학사
- 1994년 2월 : 전북대학교 전자공학과 석사
- 2001년 9월 ~ 현재 : 충남대학교 전자공학과 박사과정
- 1994년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구부 선임연구원
- 주관심분야 : 디지털 방송, 디지털 통신, 디지털 신호처리



함 영 권

- 1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과 학사
- 1996년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사
- 1984년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 이동멀티미디어방송연구팀장
- 주관심분야 : 디지털 이동통신, 디지털 방송



김 환 우

- 1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과 학사
- 1979년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
- 1988년 6월 : University of Utah 전자공학과 박사
- 1980년 6월 ~ 현재 : 충남대학교 정보통신공학부 교수
- 주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 신호처리