



Received: 2023/01/21  
Revised: 2023/02/02  
Accepted: 2023/02/28  
Published: 2023/03/31

**\*Corresponding Author:**

**Sunghoon Yang**

Department of Electronic Engineering,  
Gyeongsang National University, Jinju-si,  
Jinjudae-ro 501 Gyeongsangnam-do, 52828,  
Korea

Tel: +82-55-772-1726

E-mail: jikoh@gnu.ac.kr

# OFDM/OQAM이 적용된 저궤도 위성통신체계의 PAPR 저감을 위한 저복잡도 적응형 SLM 기법

## Low Complexity Adaptive SLM Method to Reduce PAPR of OFDM/OQAM Signals for LEO SatComm System

양성훈<sup>1\*</sup>, 최경억<sup>2</sup>

<sup>1</sup>해군소령/해군본부 기획관리참모부 지휘통제전력사업담당

<sup>2</sup>해군대령/해군본부 기획관리참모부 공통전력과장

Sunghoon Yang<sup>1\*</sup>, Gyung Uk Choi<sup>2</sup>

<sup>1</sup>LCDR/C4I Force Program Manager, Office of DCNO for Planning and Management, ROK Navy HQ

<sup>2</sup>CAPT/Chief of Common Force Branch, Office of DCNO for Planning and Management, ROK Navy HQ

**Abstract**

본 논문에서는 OFDM/OQAM 신호의 PAPR 저감을 위해, 신호의 각 인터벌마다 중첩된 심볼에 의한 PAPR을 사전에 정의된 임계치와 비교하고, 그 결과에 따라 연산과정을 적응적으로 사용하는 SLM 기법을 개발하였다. 제안된 기법은 OFDM/OQAM에서 SLM 기법을 이용하여 얻을 수 있는 최적 성능에 근접한 성능을 보이면서도 부가적인 복잡도 증가는 제한할 수 있음을 전산모의실험으로 확인하였다.

In this paper, we propose adaptive SLM Method which demonstrates PAPR reduction performance approaching to SLM optimal performance and prevents exponential incline of complexity when applying SLM for OFDM/OQAM. Even if the signal has high PAPR, high peak does not happen often in whole signal. Proposed method is based on this idea. Basically, it carries out the Basic Search of low complexity during searching the phase rotation vector to reduce PAPR for each symbol. And it carries out the Extended Search of high complexity for only the symbol that has high peak.

**Keywords**

OFDM/OQAM,  
첨두대평균전력비(Peak-to-Average Power Ratio),  
PAPR 저감(PAPR reduction),  
선택사상기법(Selective Mapping),  
중첩구조(Overlapped Structure),  
적응형(Adaptive)

### 1. 서론

통신의 역사는 소통에 대한 욕구와 함께 했다. 상호 간에 거리와 시간에 제약 없이 소통을 하고 싶다는 인간의 욕구는 자연환경에 존재하는 제약들을 극복해가며 발전해 왔다. 봉화, 북 등의 원시적인 형태에서부터 유선통신, 무선통신, 광통신까지, 통신기술 발전의 역사는 그야말로 제약에 대한 도전과 그 승리의 역사였다. 이러한 통신기술의 최신, 그 중에서도 디지털 무선통신의 근간을 이루고 있는 기술은 단연 OFDM/QAM이라고 할 수 있다. 이는 대표적인 주파수 및 전력효율적인 다중 반송파 변조 방식인데, 발전된 반도체 및 신호처리 기술에 힘입은 IFFT/FFT 블록을 이용한 손쉬운 신호의 생성과 분리, 간편한 채널등화, CP (cyclic prefix)를 이용한 다중경로 페이딩의 극복 등이 특히 그 장점으로 꼽히며, T-DMB[1], 3GPP LTE[2], IEEE 802.11 Wireless LAN[3] 등 이동통신과 지상파방송을 위한 다양한 표준 및 제품에 응용되고 있다.

한편, 원거리 무선통신의 한계를 극복하는 도전 중 하나로 저궤도 위성통신의 효용이 부각되고 있다. 이는 차폐물과 지구곡률에 의한 지형적 한계를 극복한다는 기존 위성통신의 장점을 가지면서도 전파의 원거리 왕복에 따른 지연시간이라는 위성통신의 약점을 최대한 보완할

수 있기 때문이다. 저궤도위성통신은 차세대 장거리 통신 기술의 최선봉에 있다고 볼 수 있으며, 예상치 못한 한계 상황에 마주하곤 하는 국방분야, 특히 원해에서의 연합작전을 포함한 원정작전을 수행해야 할 해군에게 있어 저궤도위성통신의 이러한 가능성은 높은 효용성을 기대하게 하고 있다.

저궤도위성통신에 대한 관심의 증대와 기술적 요구들은 위성통신을 포함한 무선통신의 주파수 및 전력효율을 또다시 혁신할 것이라 예상되며, 그를 위해서는 디지털통신의 도약을 필요로 하고 있다. 현재까지 디지털통신의 높은 가용성을 떠받쳐온 대표적인 기술로 OFDM/QAM 기술을 꼽는다면, OFDM/QAM의 뒤를 이을 차세대 전송기술 중 하나로는 OFDM/OQAM을 특별히 언급할 필요가 있다. 이러한 기대는 OFDM/QAM과 구별되는 몇 가지 특징으로 인한 것이다. 대표적으로 CP가 없이도 간섭 없는 전송이 가능하다는 점과 송신 전력 스펙트럼의 sidelobe가 OFDM에 비해 현저히 낮다는 점, 그리고 다중 접속자 상황에서도 각 접속자 간에 높은 수준의 동기화가 요구되지 않는다는 점이 그 장점에 해당한다[4]. 반면, 추가적인 필터링으로 인해 기존 방식에 비해 높아진 복잡도는 대표적인 약점으로 꼽히며, OFDM과 마찬가지로 신호의 첨두대평균전력비(peak-to-average power ratio, PAPR)가 높아, OFDM/OQAM을 실용화하기 위해서는 PAPR을 저감하는 기법에 대한 연구가 반드시 선행되어야 한다는 점은 특별히 유의해야 한다.

현존하는 증폭기는 그 비선형적 특성으로 인해 일정 수준 이상의 입력신호에 대해 왜곡을 발생시키게 된다. 전체 신호에 있어서 신호의 전체적인 입력수준, 즉 평균 전력에 비해 특별히 높은 첨두전력을 갖는 신호는 고출력 증폭기를 통과할 때 대역 내 신호왜곡과 대역 외 스펙트럼 방사를 발생시키게 된다. 이를 피하기 위해서 입력 신호세기를 낮추는 back-off를 설정하게 되는데 이는 곧 증폭기의 증폭 능력을 최대한 사용하지 못하는 것과 동일하고, 결국 신호의 높은 PAPR은 수신 신호의 비트 오류 성능을 저하시키며, 전력 효율 또한 저해한다[5].

OFDM 시스템의 PAPR 저감을 위해서 많은 기법들이 개발되었는데, 대표적으로, clipping, companding, 그리고 ACE(active constellation extension), PTS(partial transmit sequence), SLM(selective mapping) 등이 있다[6-7]. Clipping이나 companding, ACE 등의 기법은 전송신호를 PAPR이 낮은 상태로 사전 왜곡시켜서 전송하고 수신기에서 이 왜곡을 다시 보정하는 기법으로, 송

신기에서의 복잡도 증가가 작다는 장점이 있으나 수신기에서의 비트오율이 증가하며, 주파수 스펙트럼 특성이 일부 변한다는 단점이 있다[8-10]. PTS나 SLM 등의 방법은 수신기에서의 비트오율증가가 없으며 송신신호의 주파수 스펙트럼 특성에 미치는 영향이 없다는 점, 그리고 부가적인 수신기 구조가 단순하다는 장점이 있는 반면, 송신기에서의 복잡도가 증가한다는 단점을 가지고 있다[11-12].

본 연구는 SLM을 기반으로 신호의 PAPR 저감 방법을 설계하였다. SLM 기법은 주파수 스펙트럼 특성에 변화를 주지 않음으로써 OFDM/OQAM의 주요한 장점들을 그대로 살릴 수 있기 때문이다.

OFDM/QAM을 위해 연구되었던 PAPR 저감 기법을 OFDM/OQAM 시스템에 그대로 적용하면 효과적인 PAPR 저감이 곤란하다. 이는 OFDM/OQAM의 구조로부터 기인하는 것으로, 기존의 OFDM/QAM과는 다르게 OFDM/OQAM 신호는 인접심볼들 간의 중첩구조를 갖기 때문이다(중첩구조에 대해서는 2장에서 다룬다).

Fig. 1은 OFDM/QAM을 위한 기존의 SLM 기법을 OFDM/OQAM에 적용한 후 PAPR 저감 성능을 CCDF (complementary cumulative density function)으로 나타낸 것이다. 그림에서 OFDM/OQAM 시스템에 기존의 SLM을 적용했을 때에는 OFDM/QAM 시스템에서 보여주는 것과 같은 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻을 수 없다는 것을 확인할 수 있다.

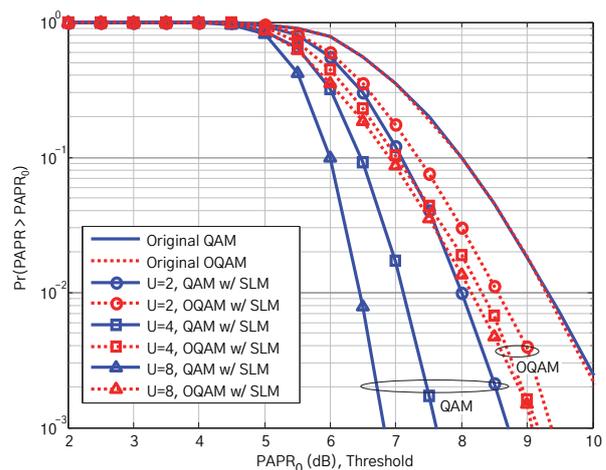


Fig. 1. PAPR reduction performance for OFDM/QAM and OFDM/OQAM via conventional SLM method

OFDM/OQAM에서 SLM을 적용하여 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻기 위해서는 심볼들에 대한 위상회전벡터를 찾는 과정에서 인접 심볼들까지 조합적으로 고려

해야 한다. Zhou et al.[13]은 SLM 기법을 기반으로, 세 가지의 AS(alternative signaling) 기법을 제안하고 independent, sequence, joint AS(AS-I, AS-S, AS-J) 등으로 명명하였다. 각 기법은 위상회전벡터를 탐색할 때 인접심볼을 고려하는 범위에 따라 달라지는데, 결국 AS-J는 OFDM/OQAM 신호에 대한 최적 SLM 성능과 가장 높은 복잡도를 보이고, AS-S, AS-I 순으로 성능은 감소하며, 복잡도는 낮아진다(세부적인 내용은 3장에서 다룬다).

한편, PAPR 저감 기법 연구 중에는 PAPR 저감 과정에 부가되는 복잡도의 상승을 줄이기 위한 방법들도 연구되었다. Kwon and Ha[14]는 PAPR 저감 기법을 적응적으로 구현했다. 즉, 다중 반송파 시스템에서 높은 침투전력을 갖는 신호의 비는 높지 않다는 점에서 착안해서 PAPR을 저감하는 최적의 위상회전인자를 탐색할 때, 적은 비율로 존재하는 높은 침투전력을 갖는 심볼에 대해서는 더 많은 가짓수의 후보 신호를 생성하여 PAPR을 효과적으로 저감시키는 높은 복잡도의 연산을, 나머지에 대해서는 PAPR 저감성과 복잡도가 비교적 낮은 연산을 사용하도록 적응적으로 구현하였다.

본 논문에서는 OFDM/OQAM 신호의 PAPR 저감을 위한 SLM 연산과정에서, 탐색하는 심볼의 범위를 적응적으로 변화시키는 방법을 제안한다. 제안기법의 부가적인 복잡도 증가는 작으면서, 이 기법의 PAPR 저감 성능과 최적의 SLM 성능 사이엔 매우 근소한 차이만 존재한다.

본 논문은 다음의 구성을 따른다. 2장에서는 OFDM/OQAM 시스템 모델에 대해 간단히 살펴보고, 3장에서는 SLM 기법을 설명한다. 그리고 4장에서는 제안하는 기법을 설명하고, 5장에서 전산모의실험결과를 논하며, 6장에서는 결론을 맺는다.

## 2. 시스템 모델

### 2.1 OFDM/OQAM 송신기

$N$ 개의 부반송파로 이루어진 OFDM/OQAM 송신기의 구조는 Fig. 2와 같이 나타낼 수 있다. 전송하려는 데이터  $X$ 가  $M$ 개의 블록으로 이루어졌다고 할 때, 이 중  $m$ 번째 블록  $\bar{X}^m$ 은  $N$ 개의 부반송파에 대응하고, 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} X &= [\bar{X}^0, \bar{X}^1, \dots, \bar{X}^{M-1}], \\ \bar{X}^m &= [X_0^m, X_1^m, \dots, X_{N-1}^m]^T \end{aligned} \quad (1)$$

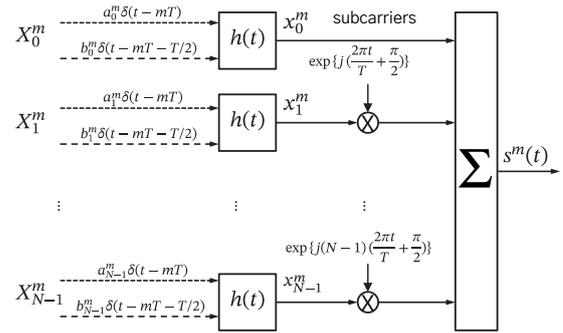


Fig. 2. Structure of OFDM/OQAM transmitter

이때,  $k$ 번째 부반송파에 대응하는  $X_k^m = a_k^m + jb_k^m$ 로 나타낼 수 있고, 여기서  $a$ 와  $b$ 는 각각 데이터의 실수부와 허수부에 해당하며,  $j = \sqrt{-1}$ 을 의미한다.  $X_k^m$ 의 실수부와 허수부는  $T/2$  만큼 서로 엇갈린 형태로 prototype 필터를 통과하는데, 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다[15].

$$\begin{aligned} x_k^m(t) &= a_k^m h(t - mT) \\ &\quad + jb_k^m h(t - T/2 - mT) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $h(t)$ 는 prototype 필터의 응답이다.

결국  $N$ 개의 부반송파는  $x_k^m(t)$ 에 의해 변조되고, 서로 합쳐져  $m$ 번째 OFDM/OQAM 심볼  $s^m(t)$ 이 되고, 식(3)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s^m(t) &= \sum_{k=0}^{n-1} x_k^m(t) \exp\left\{jk\left(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}\right)\right\}, \\ mT &\leq t \leq (m + K + 1/2)T \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $K$ 는 변조를 위해 사용되는 필터의 과도 표본화 계수이다. 이 값이 커질수록 심볼의 지속시간 또한 길어지고, 수신 성능은 향상되는 경향이 있으며, 반면에 연산량은 증가한다는 단점이 있다. 이러한 경향은  $K \leq 4$ 에서 비교적 확연하게 나타나므로, 본 연구에서는 다수 연구와 마찬가지로  $K = 4$ 로 설정하여 논의를 진행한다[15]-[17].

식 (2) - 식 (3)에서 하나의 심볼은  $(K + 1/2)T$  동안의 지속시간을 갖고, 각 심볼은  $T$  간격으로 시작되는 것을 알 수 있다. 이는, 심볼 하나의 지속시간과 각 심볼 시작 간격이 모두  $T$ 로 동일한 OFDM/QAM의 경우와 명백한 차이를 보인다.

식 (3)을  $m = 0, 1, \dots, M-1$ 에 대해 모두 구해 더하면 OFDM/OQAM 신호  $s(t)$ 가 된다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} s^m(t), \\ 0 &\leq t \leq (M + K - 1/2)T \end{aligned} \quad (4)$$

OFDM/OQAM 시스템에서 각 심볼은 주기보다 긴 지속시간을 가지므로 인접심볼과 서로 중첩되며, 이러한 구조를 중첩구조라 한다. 이를 Fig. 3와 같이 나타낼 수 있다.

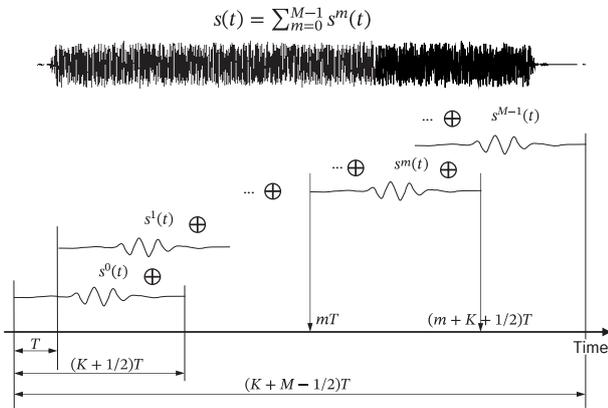


Fig. 3. Overlapped structure of OFDM/OQAM signals

2.2 OFDM/OQAM 신호의 PAPR 특성

다중 반송파 시스템에서는 각 부반송파를 변조하는 다양한 위상을 가진 심볼이 서로 합쳐져 하나의 신호를 구성한다. 따라서 각 심볼의 위상이 서로 독립적이고 부반송파의 개수가 충분히 클 때, QAM과 OQAM 신호가 갖는 위상과 진폭의 변화는 통계적으로 동일하다. 즉, 다중 반송파 시스템에서 PAPR을 결정짓는 요소는 부반송파의 개수라고 할 수 있으며, 이러한 관계는 실험을 통해서 쉽게 확인할 수 있다. Fig. 4는 OFDM/QAM과 OFDM/OQAM 신호가 갖는 PAPR 특성을 측정된 결과를 나타낸다.

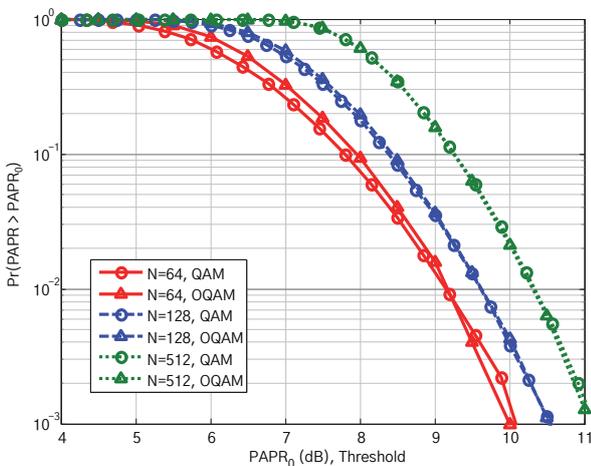


Fig. 4. Character of PAPR of OFDM/QAM signals and OFDM/OQAM signals

OFDM/QAM에서 신호의  $p$ 번째 인터벌에서 PAPR을 구하는 것은  $p$ 번째 심볼이 형성하는 PAPR을 구하는 것과 같다[6]. OFDM/QAM의 각 심볼들은 서로 중첩되어 있지 않기 때문이다. 반면, OFDM/OQAM 신호의  $p$ 번째 인터벌에서의 PAPR은  $p$ 번째 심볼의 PAPR과 같지 않은데, 이것은 특정한 인터벌  $p$ 에서의 신호는 중첩구조로 인해 인접 심볼들이 합쳐진 결과물이기 때문이다. OFDM/OQAM 신호의  $p$ 번째 구간에서 첨두전력과 PAPR은 다음과 같이 구해진다.

$$PEAK_p = \max_{pT \leq t \leq (p+1)T} |s(t)|^2, \quad p = 0, 1, \dots, M + K - 1 \tag{5}$$

$$PAPR_p = \frac{\max_{pT \leq t \leq (p+1)T} |s(t)|^2}{P_{avr}}, \quad p = 0, 1, \dots, M + K - 1 \tag{6}$$

여기서,  $P_{avr}$ 은 신호  $s(t)$ 의 평균전력을 의미한다.

OFDM/OQAM 신호의 PAPR 저감을 위한 cost function을 결정할 때에는 중첩된 모든 심볼이 합쳐진 신호의  $p$ 번째 인터벌에 해당하는 첨두전력과 PAPR을 구하는 것이 필요하다.

3. Selective mapping(SLM)

3.1 OFDM/QAM 시스템을 위한 SLM 기법

OFDM/QAM 시스템을 위한 PAPR 저감 기법은 다양하게 연구되어 왔고, 대표적인 기법들은 서론에서 열거한 바 있다. 이 중 SLM 기법은 수신기에서 비트 오류의 증가가 없고 부가적인 수신기 구조가 단순하다는 장점 때문에 많은 연구가 이루어졌다.

SLM 기법은 다중반송파 시스템의 각 부반송파를 변조하는 각 심볼의 위상분포에 따라 신호의 PAPR이 변한다는 것을 이용하는데, 이 기법의 적용은 다음과 같이 이루어진다[12].

먼저, 각 심볼에 곱해져 PAPR을 변화시킬  $U$ 개의 위상 회전 벡터를 원소로 하는 집합  $B = \{\bar{b}^1, \bar{b}^2, \dots, \bar{b}^U\}$ 를 생성한다. 이 때, 위상회전벡터는 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} \bar{b}^u &= [b_0^u, b_1^u, \dots, b_{N-1}^u]^T, \\ b_k^u &= e^{j(2\pi w/W)}, \\ w &= 0, 1, \dots, W - 1 \end{aligned} \tag{7}$$

여기서,  $W$ 는 위상회전벡터를 구성하는 위상회전인자의 수를 말한다.

각 데이터 블록은  $U$ 개로 복사되고, 복사된 각 블록에는 각각의 위상회전벡터가 곱해져 후보심볼들이 생성된다.  $m$ 번째 데이터 블록을  $\bar{X}^m = [\bar{X}_0^m, \bar{X}_1^m, \dots, \bar{X}_{N-1}^m]^T$ 라고 하면, 생성된 후보심볼은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{X}^{m,(u)} &= \bar{X}^m \cdot \bar{b}^u \\ &= [X_0^m b_0^u, X_1^m b_1^u, \dots, X_{N-1}^m b_{N-1}^u]^T, \end{aligned} \quad (8)$$

$1 \leq u \leq U$

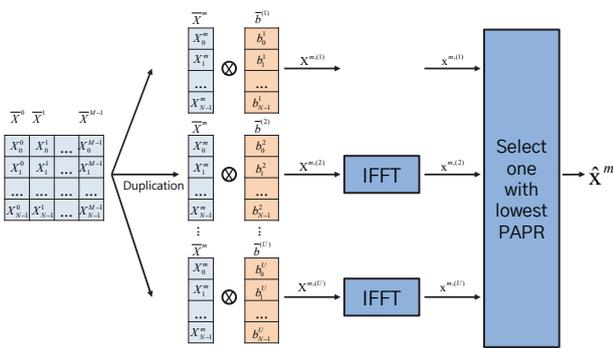
후보심볼들을 각각 IFFT하여 PAPR을 측정하면, 서로 다른 결과값을 보이는데, 여기서 가장 낮은 PAPR을 갖게 하는 위상회전벡터를 선택한다. 위상회전벡터와 곱해져서 IFFT 연산을 거친 신호를  $x^{m,(u)}(t) = \text{IFFT}(\bar{X}^m \cdot \bar{b}^u)$ 라 할 때, 위 과정에서 선택된 위상회전벡터  $\bar{b}^{m,\hat{u}}$ 와 구해진 신호  $\hat{x}^m(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{b}^{m,\hat{u}} = \arg \min_{\bar{b}^u} \frac{\max_{pT \leq t \leq (p+1)T} |x^{m,(u)}(t)|^2}{E\{|x^{m,(u)}(t)|^2\}}, \quad (9)$$

$mT \leq t \leq (m+1)T$

$$\begin{aligned} \hat{x}^m(t) &= \text{IFFT}\{\bar{X}^m \cdot \bar{b}^{m,\hat{u}}\}, \\ mT &\leq t \leq (m+1)T \end{aligned} \quad (10)$$

이상과 같이 OFDM/QAM을 위한 SLM 기법은 최적 위상회전벡터를 찾는 탐색과정에서 다른 심볼은 고려하지 않고 매 심볼에 대해 독립적으로 진행된다. Fig. 5는 SLM의 개념을 나타내고 있다.



**Fig. 5.** Concept of SLM method for OFDM/QAM

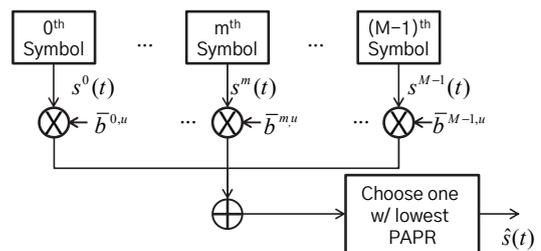
### 3.2 OFDM/OQAM 시스템을 위한 SLM 기법

OFDM/QAM에서 연구된 SLM 기법을 OFDM/OQAM

시스템에 바로 적용하면 효과적인 PAPR 저감성능을 얻을 수 없다. SLM 기법은 임의의 심볼이 갖는 PAPR을 저감시키기 위하여 심볼의 위상을 회전시킨다. OFDM/OQAM 시스템에서 위상이 회전된 하나의 심볼은 인접한 다른 심볼들과  $(K-1/2)T$ 만큼 중첩되므로, 한 심볼의 PAPR을 감소시키기 위한 위상의 회전에 의하여 신호의 PAPR은 다시 확장될 수 있다. 따라서, OFDM/OQAM 시스템에 PAPR 저감기법을 적용할 때 중첩구조와 이로 인해 발생하는 인접심볼 간의 관계는 필수적으로 고려되어야 한다.

Skrzypczak et al.[18]은 PAPR을 저감하기 위해 매 심볼의 최적 위상회전벡터를 탐색할 때, OFDM/OQAM의 중첩구조를 고려하는 overlapped SLM(OSLM)을 제안하였다. OSLM은 필터의 과도 표본화 계수가  $K$ 이고, 매 심볼의 시작 간격이  $T_0$ 인 OFDM/OQAM 시스템에서 하나의 심볼은  $(K-1/2)T_0$ 의 지속시간 동안 다른 심볼들과 중첩된다는 점에서 착안한다. 최초  $(K-1/2)T_0$  구간에는 위상회전벡터를 랜덤하게 선택하지만 이후 구간부터는 위상회전벡터를 탐색할 때는 탐색 중인 심볼과 중첩된 이전의 심볼들을 심볼의 후보 심볼들과 각각 합친 다음에 PAPR을 관찰하여 신호가 가장 낮은 PAPR을 갖게 하는 위상회전벡터를 선택하는 방식으로 PAPR을 저감하는 것이다. 즉, OSLM 기법은 위상회전벡터를 탐색 중인 심볼의 인터벌에 대해 이전의 심볼들이 미치는 영향을 고려하는 것이다(다음에 오는 심볼들이 미치는 영향은 고려하지 않는다).

Zhou et al.[13]이 제안한 AS-I, AS-S, AS-J 중 AS-J는 위상회전벡터를 찾기 위해 고려하는 인접 심볼의 범위를 프레임 전체로 둔 방식이다. 즉, 프레임 전체에 해당하는 모든 심볼들에 대해 가능한 모든 위상회전벡터 조합들을 생성하여 이들을 연속된 심볼들에 각각 곱해 후보 신호들을 생성하고, 그 중 가장 낮은 PAPR을 갖는 후보 신호를 생성하는 위상회전벡터 조합을 선택하는 것이다. 이 과정을 간단히 도시하면 Fig. 6와 같다.



**Fig. 6.** Concept of AS-J method

결국 AS-J는 모든 심볼에 대해 위상 회전을 통해 얻을 수 있는 PAPR 저감효과가 최대치인 조합을 찾게 되므로, 이 기법의 PAPR 저감 성능은 OFDM/OQAM에 SLM을 적용할 때 거둘 수 있는 최고의 PAPR 저감 성능, 즉 최적 SLM 성능을 의미한다고 할 수 있다.

하지만 이 기법은 모든 심볼에 대해 위상 회전벡터를 조합적으로 탐색함으로써 인해 구현 복잡도는 프레임의 길이에 대해 지수적으로 증가한다는 단점을 가지고 있다. 예를 들어, 부반송파의 개수가  $N = 512$ , 프레임의 길이가  $M = 20$ 인 OFDM/OQAM 시스템에 위상 회전 벡터의 개수가  $U = 4$ 인 AS-J 기법을 적용하면,  $U^M = 4^{20} \approx 1.1 \times 10^{12}$ 회의 512-point IFFT 연산이 필요하게 된다.

#### 4. 적응적 SLM 기법 제안

제안기법은 OFDM/OQAM 신호에서 높은 첨두전력의 발생률이 크지 않다는 점에서 착안하여 고안되었다. 제안기법 또한 AS 기법과 같이 OFDM/OQAM 신호의 PAPR을 저감시키는 과정에서 여러 심볼에 걸친 조합적인 위상회전벡터 탐색을 이용한다. 하지만 AS-J는 최적 SLM 성능을 갖는 위상회전벡터를 찾기 위해 항상 모든 심볼에 대해 조합적인 탐색을 실시하는데 반해, 제안기법은 미리 정한 첨두전력의 임계값보다 높은 첨두전력을 발생시키는 심볼의 인접 심볼들에 대해서만 조합적인 위상회전벡터 탐색, 즉, 확장탐색을 실시하고, 나머지 심볼에 대해서는 이전 심볼이 미치는 영향만을 고려하는 낮은 복잡도를 가진 독립적인 위상회전벡터 탐색, 즉 기본 탐색을 실시한다.

제안기법에서 위상회전벡터들을 원소로 하는 집합  $\mathbf{B}$ 와 위상회전벡터  $\bar{b}^u$ 는 다음과 같이 일반적인 SLM 기법과 동일하다.

$$\begin{aligned} B &= \{\bar{b}^1, \bar{b}^2, \dots, \bar{b}^U\}, \\ \bar{b}^u &= [b_0^u, b_1^u, \dots, b_{N-1}^u]^T, \\ b_k^u &= e^{j(2\pi w/W)}, \\ w &= 0, 1, \dots, W-1 \end{aligned} \quad (11)$$

OFDM/QAM의 경우 PAPR 저감을 위해 하나의 심볼에 여러 위상 회전 벡터를 곱해서 가장 낮은 첨두전력을 갖는 벡터를 선택할 때, 해당 심볼 주기의 PAPR만 관찰하면 되지만, OFDM/OQAM에서는 인접 심볼에의 영향도 고려해야 하므로, PAPR 관찰 범위를 다르게 적용해

야 한다. 이를 위해 penalty 함수를 정의하며, 이 함수는 첨두전력에 대한 증가함수이다. 신호  $s(t)$ 의  $p$ 번째 interval에서의 첨두전력을  $PEAK_p$ 라 할 때, peak penalty 함수는 식 (12)로 정의한다[19].

$$f_{pq}\{s(t)\} = \exp(PEAK_p) \quad (12)$$

매 주기의 penalty 함수값을 구하여 모두 더한 값, 즉 식 (13)의 값이 작을수록 전체 신호의 PAPR 저감에 유리한 신호라고 판단할 수 있다.

$$\sum_{p=0}^{M+K-1} f_{pq}\{s(t)\} \quad (13)$$

식 (13)에서 나타낸 penalty 함수값의 합은 다음의 기본탐색 및 확장탐색에서 공통적으로 사용된다.

##### 4.1 기본탐색(basic search, BS)

제안기법에서 각 심볼에 대한 위상 회전 벡터를 탐색하는 기본적인 방법은 다음과 같다. 첫 번째 심볼  $s^0(t)$ 에 대한 위상회전벡터를 탐색할 때 총  $U$ 가지의 위상회전벡터  $\bar{b}^u$ ,  $u = 1, 2, \dots, U$ 를 심볼에 각각 곱해 후보심볼들을 생성하고, penalty 함수를 이용하여 PAPR 저감에 가장 유리한 벡터를 선택한다. 후보심볼  $s^{0,u}(t)$ 와 탐색에 의해 첫 번째 심볼  $s^0(t)$ 에 곱해지도록 선택된 위상회전벡터  $\bar{b}^{0,u}$ , 선택된 후보 신호  $\hat{s}^0(t)$ 는 각각 다음과 같다.

$$s^{0,u}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k^0(t) b_k^{0,u} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \bar{b}^{0,u} &= \arg \min_{\bar{b}^{0,u}} \sum_{p=0}^{M+K-1} f_{pq}\{s_k^{0,u}(t)\}, \\ \bar{b}^{0,u} &\in \mathbf{B} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\hat{s}^0(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k^0(t) \bar{b}_k^{0,u} \quad (16)$$

첫 번째 심볼에 대한 위상회전벡터를 선택한 후  $m$ 번째 심볼에 대한 위상회전벡터를 탐색할 때는 한 가지 과정을 추가로 수행한다. 즉, 이전까지 탐색된 신호의 합  $\sum_{l=0}^{m-1} \hat{s}^l$ 을 위상이 회전된 각 후보심볼들에 더해 후보 신호들을 생성하는 것이다. 이렇게 구해진 후보 신호들의 penalty 함수값을 비교하여 그 값이 가장 작은 위상회전

벡터를 선택한다. 이는  $m$ 번째 심볼 이전에 위치한 심볼들의 중첩 영향을 고려하는 것으로, 후보심볼  $s^{m,u}(t)$ 와 선택된 벡터  $\bar{b}^{m,\hat{u}}$ , 구해진 후보신호  $\hat{s}^0(t)$ 는 각각 식 (17) - 식 (19)와 같이 나타낼 수 있고, 이 과정을 도시하면 Fig. 7과 같다.

$$s^{m,u}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k^m(t)b_k^{m,u}, \quad (17)$$

$$u = 1, 2, \dots, U$$

$$\bar{b}^{m,\hat{u}} = \arg \min_{\bar{b}^{m,u}} \sum_{p=0}^{M+K-1} f_{pq} \left\{ \sum_{l=0}^{m-1} \hat{s}^l(t) + s_k^{m,u}(t) \right\}, \quad (18)$$

$$\bar{b}^{m,u} \in \mathbf{B}$$

$$\hat{s}^m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k^m(t)b_k^{m,\hat{u}} \quad (19)$$

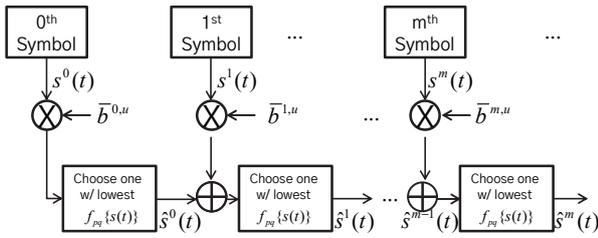


Fig. 7. Concept of basic search

기본탐색 과정에서 매 심볼별로  $U$ 번의  $N$ -point IFFT가 수행된다. 따라서  $M$ 개의 심볼로 이루어진 프레임 전체에 대해 기본탐색만 실시한 경우 IFFT 횟수는  $UM$ 회가 된다. 또한, 수신단에서 정보를 복원하기 위해 매 심볼별로 선택된 위상회전벡터의 인덱스가 부가정보로서 수신기에 전달되어야 하며  $\log_2 U$ (bits)의 정보량을 필요로 한다.

#### 4.2 확장탐색(extended search, ES)

확장탐색은 탐색범위 내 인접 심볼에 대해 가능한 모든 위상회전벡터 조합을 생성하여 이중 최적의 조합을 찾는 방식이다. 이때 각 위상회전벡터 조합이 곁쳐진 후보심볼 조합에 대해 penalty 함수값을 비교한다.  $m$ 번째 심볼의 침두전력이 임계값을 상회할 때, 후보심볼 조합  $[\hat{s}^{m_\alpha u}(t), \dots, \hat{s}^{m_\beta u}(t)]$ 와 선택된 위상회전벡터 조합  $[\bar{b}^{m_\alpha \hat{u}}, \dots, \bar{b}^{m_\beta \hat{u}}]$ , 선택된 후보신호 조합  $[\hat{s}^{m_\alpha}(t), \dots, \hat{s}^{m_\beta}(t)]$ 는 다음과 같이 표현되며, 이를 도시하면 Fig. 8과 같다.

$$[s^{m_\alpha, u}(t), \dots, s^{m_\beta, u}(t)],$$

$$s^{m_\nu, u}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k^{m_\nu}(t)b_k^{m_\nu, u}, \quad (20)$$

$$\nu = \alpha, \dots, \beta$$

$$[\bar{b}^{m_\alpha, \hat{u}}, \dots, \bar{b}^{m_\beta, \hat{u}}] =$$

$$\arg \min_{[\bar{b}^{m_\alpha, \hat{u}} \dots \bar{b}^{m_\beta, \hat{u}}]} \sum_{p=0}^{M+K-1} f_{pq} \left\{ \sum_{l=0}^{m_\alpha-1} \hat{s}^l(t) + \sum_{\nu=\alpha}^{\beta} s^{m_\nu, u}(t) \right\}, \quad (21)$$

$$\bar{b}^{\nu, u} \in \mathbf{B}$$

$$[\hat{s}^{m_\alpha}(t), \dots, \hat{s}^{m_\beta}(t)],$$

$$\hat{s}^{m_\nu}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k^{m_\nu}(t)b_k^{m_\nu, \hat{u}} \quad (22)$$

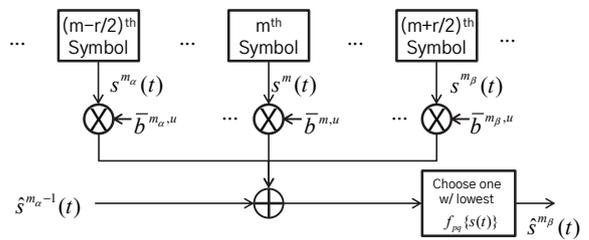


Fig. 8. Concept of extended search

여기서, 확장탐색의 범위에 해당하는 심볼의 인덱스는  $m_\alpha$ 에서  $m_\beta$ 까지이고, 심볼의 개수는 최대  $r+1$ 개가 되며, 여기서  $r$ 은 짝수인 양의 정수이다.

$$m_\alpha = \max\{m - r/2, 0\},$$

$$m_\beta = \max\{m + r/2, M - 1\} \quad (23)$$

확장탐색의 최대 범위를 결정하는  $r$ 을 적절하게 설정하기 위해서는 신호의 에너지 분포를 살펴볼 필요가 있다. Fig. 9에서 굵은 실선이 나타내는 것은  $m$ 번째 심볼이 시간 축에서 보이는 에너지 분포이고, 점선은 하나의 심볼 에너지에 대한 누적분포이다(실제 OFDM/OQAM 시스템에서는 각 심볼들이 인접 심볼과 합쳐져서 전송된다).  $m$ 번째 데이터 블록이 변조한 심볼의 전력  $|s^m(t)|$ 는  $[mT, (m+K+1/2)T]$ 에 걸쳐 분포하고,  $[(m+K/2 - 1/2)T, (m+K/2+1)T]$  구간에 99.5 % 이상의 에너지가 분포한다. 대부분의 전력이 분포하는 구간을 전력 밀집구간, 그 외의 구간을 전력 희박구간이라 칭할 때, 심볼  $s^{m-1}(t)$ 의 전력 밀집구간은 심볼  $s^m(t)$ 의 전력 밀집구간과 겹치므로  $s^{m-1}(t)$ 은  $m$ 번째 인터벌의 PAPR인  $PAPR_m$ 에 미치는 영향이 크다 할 수 있다. 또, 심볼  $s^{m-2}(t)$ 의 전력 밀집구

간은 심볼  $s^m(t)$ 의 전력 밀집구간과는 겹치지 않으나 전력 희박구간과 겹치므로  $PAPR_m$ 에 일정 수준 영향을 미칠 것을 알 수 있다. 반면,  $s^{m-3}(t)$ 은 심볼  $s^m(t)$ 과 서로 전력 희박구간만이 겹치기 때문에  $PAPR_m$ 에 거의 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 따라서, 첨두전력이 높아 확장탐색을 수행하게 된 심볼  $s^m(t)$ 의 첨두전력을 낮추기 위해 함께 살펴봐야 할 대상 심볼이 되는 확장탐색 범위는 심볼 인덱스  $m$ 을 기준으로  $m \pm 1$ 에서  $m \pm K/2$ 까지를 선택하는 것이 합리적이다.

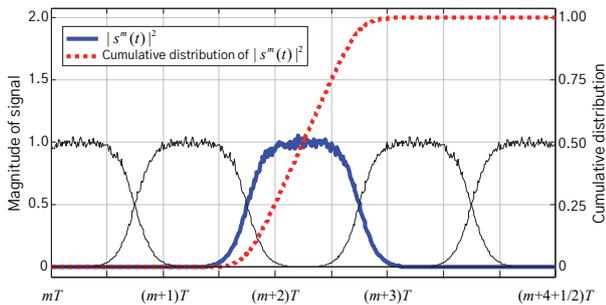


Fig. 9. Energy distribution of OFDM/OQAM signals ( $K = 4$ )

확장탐색 과정에서는  $r+1$ 개의 심볼들에 대해,  $U^{r+1}$ 번의  $N$ -point IFFT가 수행된다. 따라서, 프레임 전체에서 확장탐색을 수행한 횟수를  $n_{ext}$ 라 할 때, 확장탐색을 위해 필요한 IFFT 연산 횟수는 최대  $n_{ext} \times U^{r+1}$ 이 된다. 수신기에 전달되어야 하는 부가정보의 정보량은 기본탐색의 경우와 동일하게  $\log_2 U$ (bits)이다.

#### 4.3 제안기법의 작동순서

제안기법의 작동순서는 다음과 같다. 첫 번째 심볼부터 매 심볼에 대해 기본탐색을 통하여 최적의 위상회전 벡터를 선택하고, 이를 이용하여 만들어진 신호는 다음 심볼에서 만들어지는 후보 심볼들과 더해져, 최적 위상회전 벡터 탐색에 반영된다. 최적의 위상회전 벡터를 선택하는 과정에서는 peak penalty 함수를 이용한 신호 전체에서의 첨두전력 관찰과 함께, 해당 심볼 위치에서의 첨두전력 관찰도 수행한다. 만약,  $m$ 번째 심볼의 첨두전력이 확장탐색을 수행하기 위한 첨두전력 임계값  $PEAK_{th}$  이상이면,  $m_\alpha$ 번째 심볼부터  $m_\beta$ 번째 심볼까지에 곱해질 최적의 위상회전 벡터 조합은 확장탐색을 통해 찾는다. 일련의 동작을 간단히 하면 아래 algorithm과 같다.

#### Algorithm: Adaptive SLM Method

```

1: Inputs:
   X (data),
   U (Number of phase rotation vector),
   W (number of kinds of phase rotation factor),
   PEAKth (peak threshold to run ES),
   r (ES range)
2: Outputs:
   ŝ(t) (phase rotated signal by selected vector),
   u1, ..., uM-1 (side information)
3: procedure ASLM(X, U, W, PEAKth, r)
4:   m = 0, Generate B
5:   while m ≤ M - 1 do
6:     for u = 1, 2, ..., U do
7:       Generate sm,u(t)
8:     end for
9:     Select bm,ū, sm(t)
10:    if PEAKm > PEAKth then
11:      mα = m - r/2, mβ = m + r/2
12:      for u = 1, 2, ..., U do
13:        Generate [ŝmα,u(t) ... ŝmβ,u(t)]
14:      end for
15:      Select bmα,ū, ..., bmβ,ū, smα(t), ..., smβ(t)
16:      m = mβ + 1
17:    else
18:      m = m + 1
19:    end if
20:  end while
21:  Return ŝm(t) = ∑m=0M-1 sm(t), and u0, ..., uM-1
22: end procedure

```

#### 5. 전산모의실험 및 결과 고찰

본 장에서는, 제안기법을 OFDM/OQAM 송신기에 적용시 PAPR 저감 성능을 전산모의실험결과를 통해 확인하고, 이를 분석한다. 송신단에 적용하는 펄스 성형 필터  $h(t)$ 는 다수의 연구에서 사용되는 과도 표본화 계수  $K = 4$ 인 IOTA(isotropic orthogonal transform algorithm) 필터를 사용한다[15]-[17]. PAPR 저감 성능을 측정하기 위해 CCDF를 사용하며, 이는 신호의 PAPR이 주어진 임계치인  $PAPR_0$ 보다 더 클 확률을 보여주고, 다음과 같이 정의된다.

$$CCDF = \Pr[PAPR \geq PAPR_0], \quad (24)$$

$$p = 0, \dots, M + K - 1$$

전산모의실험에서 conventional SLM, optimal SLM, only basic search, proposed는 각각 OFDM/QAM 시스템에 사용되는 기존의 SLM을 OFDM/OQAM에 적용한 경우, 최적 SLM 성능을 보이는 AS-J를 적용한 경우, 기본탐색만 적용한 경우, 그리고 기본탐색 및 확장탐색

을 포함하는 제안기법을 적용한 경우를 나타낸다. 모의 실험에서 위상회전벡터를 구성하는 회전 인자의 가짓수는 2로 하였다( $W = 2$ ).

5.1 제안기법의 PAPR 저감 성능

Fig. 10은 OFDM/OQAM 시스템에서 각 기법들의 PAPR에 대한 CCDF 곡선을 나타낸다. 부반송파의 개수  $N = 512$ 인 경우 제안기법은 PAPR 저감기법을 적용하지 않은 원래 신호에 비해,  $CCDF = 10^{-3}$ 에서 약 2.2 dB의 PAPR 저감 성능을 보여준다. 이는 최적 SLM 성능과 약 0.1 dB의 차이만을 보인다. 또한, 부반송파의 개수가 다른 나머지 실험결과에서도 동일한 경향을 확인할 수 있다. 한편, OFDM/QAM에서의 기존 SLM 기법을 OFDM/OQAM 시스템에 적용한 경우에 PAPR 저감 성능은 약 0.5 dB 이하로 그 성능이 매우 제한적이라는 것도 알 수 있다.

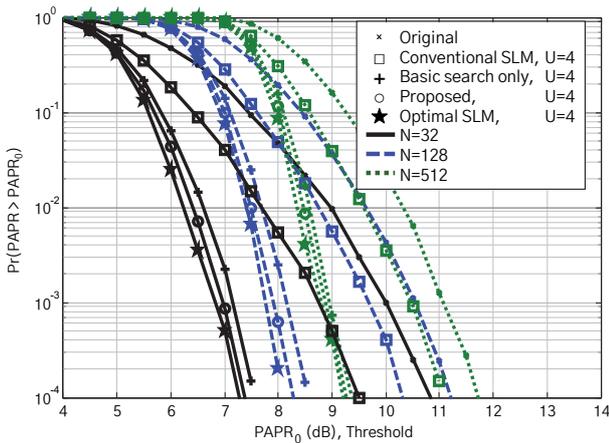


Fig. 10. PAPR reduction performance of various method ( $U = 4$ )

Table. 1. PAPR reduction performance vs. complexity (by various method)

Case	Complexity (number of IFFTs)	PAPR(dB) @ $10^{-3}$
Original signal (w/o PAPR reduction)	$M = 6$	10.10
Conventional SLM	$UM = 24$	9.25
Basic Search	$UM = 24$	7.75
Proposed method ( $PEAK_{th} = 6, r = 2$ )	59.2665	7.60
Optimal SLM	$U^M M = 24,567$	7.45

Table 1은  $N = 64, M = 6$ 인 OFDM/OQAM 시스템에서 각 기법의 PAPR 저감 성능과 복잡도를 함께 비교한 표이다. 성능은  $CCDF = 10^{-3}$ 에서의 PAPR 값으로 나타냈고, 복잡도는 IFFT 연산 횟수로 나타냈다. 제안기법은, SLM의 최적 성능과 약 0.2 dB로 매우 근접한 성능을 보이면서도, 복잡도는 약 0.24%에 불과하다.

위 실험결과를 통해 알 수 있는 제안기법의 의미는 다음과 같다. OFDM/OQAM 신호의 PAPR을 저감시킴에 있어 제안기법은 SLM의 최적 성능에 거의 근접한 PAPR 저감 성능을 거둘 뿐만 아니라, 그 복잡도는 모든 데이터 블록에 대한 최적의 위상회전벡터 전체를 조합적으로 구하는 경우에 비해 현저히 낮다는 것이다. 또한, 성능 향상에 따른 복잡도 증가가 높지 않은 것은 PAPR이 높게 나타나는 데이터 블록과 그 인접 블록에 대해서만 복잡도와 성능을 증가시키는 적응적 기법으로 인한 것이다.

5.2 확장탐색 범위( $r$ )의 영향

Fig. 11은 확장탐색의 대상이 되는 범위의 크기에 따른 PAPR 저감 성능의 변화를 보기 위해  $N = 128, M = 20, U = 2$ 인 시스템에서  $r = 2, 4, 6, 8$ 인 경우에 제안기법의 CCDF를 비교한다. 확장탐색은 최대  $r+1$ 개의 심볼에 대해 수행되며, 이 범위가 제안기법의 PAPR 저감 성능에 영향을 미치는 것이 확인된다. 이 결과에서  $r$ 을 필터뱅크의 과도샘플링 계수  $K$ 와 동일한 4로 설정할 때 가장 좋은 PAPR 저감 성능을 보인다. 한편 탐색범위에 따른 복잡도 변화는 매우 큰데,  $r = 8$ 에서 IFFT 연산이 349회 수행되었고, 이는  $r = 2$ 에서 수행된 41회의 약 8.5배에

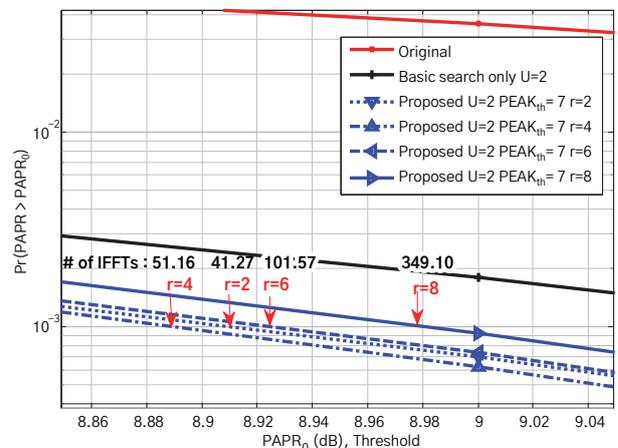


Fig. 11. Range of Extended Search vs. PAPR reduction performance of proposed Method

해당한다. 따라서, 확장탐색의 범위는 과도 샘플링 계수 이내로 한정하되, 시스템의 요구 복잡도에 따라 적절히 조절할 필요가 있다.

### 5.3 확장탐색 수행 임계값( $PEAK_m$ )의 영향

Fig. 12는 제안기법의 확장탐색 수행 임계값  $PEAK_{th}$ 에 따른 PAPR 저감성과 복잡도를 나타낸다. 이 때, 부반송파의 개수, 위상회전벡터의 수, 확장탐색 범위는  $N = 128$ ,  $U = 4$ ,  $r = 4$ 로 하였다. 여기서,  $PEAK_{th}$ 의 값이 작을수록 PAPR 저감 성능이 향상된다는 것을 알 수 있다. 이 때,  $PEAK_{th}$ 가 작게 설정된다는 것은 확장탐색의 시행 확률이 높아짐을 의미하므로 복잡도는 점점 증가한다. 즉, 제안기법의 PAPR 저감 성능과 복잡도는 서로 트레이드오프 관계가 있으며,  $PEAK_{th}$  값 조절을 통해 이를 적절히 조절할 수 있다. 모의실험에서,  $PEAK_{th} \leq 6$ 인 구간에서 PAPR 저감 성능의 뚜렷한 향상은 관찰되지 않는다. 따라서,  $PEAK_{th} = 6$ 으로 설정하는 것은 합리적인 선택 중 하나라고 할 수 있다.

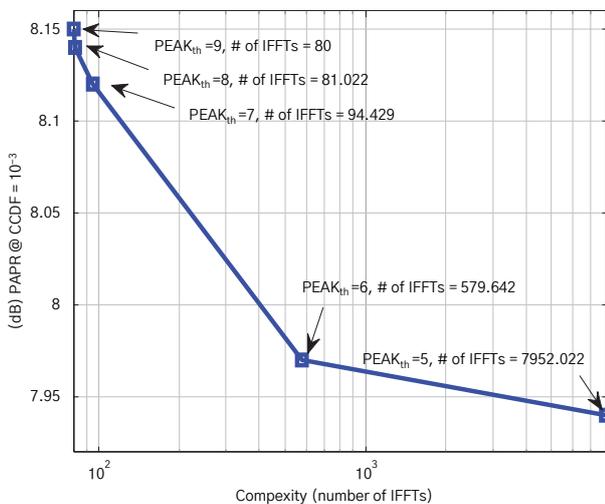


Fig. 12. PAPR reduction performance vs. complexity according to threshold for extended search( $PEAK_{th}$ )

### 5.4 HPA 비선형 특성에 따른 BER 성능

Fig. 13은 신호를 back-off 없이 비선형 특성을 가진 HPA 및 AWGN 채널을 통과시킨 후의 BER 성능을 나타낸다. 여기서 HPA 모델은 SSPA의 특성을 반영하는 Rapp's 모델을 사용하였고, 이 모델의 AM/AM 변환 특성을 수식으로 표현하면 다음과 같다[20].

$$g(A) = \frac{A}{(1 + A^{2p})^{1/2p}} \quad (25)$$

여기서,  $A$ 는 HPA 입력신호의 진폭이며  $g(A)$ 는 출력신호의 진폭을 나타낸다. 또한  $p$ 는 비선형성 파라미터이며, 본 논문에서는  $p = 2$ ,  $IBO = 3$  dB를 적용했다.

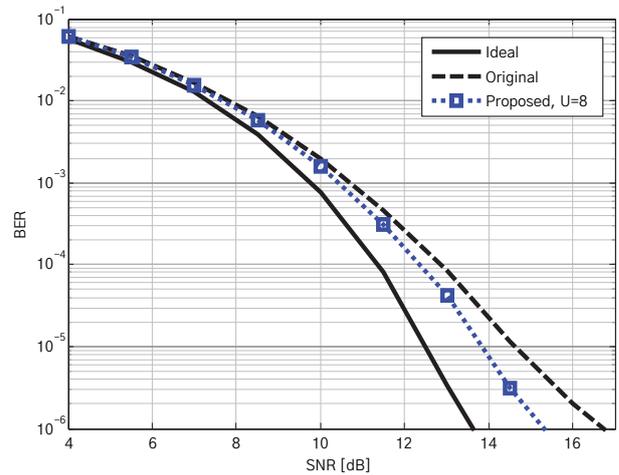


Fig. 13. BER performance after pass non-linear HPA (Rapp's model  $p = 2$ ,  $IBO = 3$  dB) and AWGN channel

실선으로 나타낸 아무런 조작하지 않은 원 신호와 점선으로 나타낸 제안기법을 통해 PAPR을 저감시킨 신호를  $BER = 10^{-5}$ 에서 비교시 제안기법은 원 신호에 비해 약 1 dB의 이득이 있음이 확인된다.

## 6. 결론

본 논문에서는, OFDM/OQAM의 PAPR 저감을 위해 저복잡도 적응적 SLM 기법을 제안하였다. 제안기법은 OFDM/QAM에서 연구되었던 기존의 SLM을 OFDM/OQAM에 그대로 적용하는 경우에 비해 월등히 향상된 PAPR 저감 성능을 보인다. 또한, 이전에 선택된 인접 심볼의 신호만을 고려하여 PAPR을 저감할 때와 비교 시, 첨두전력이 임계값을 상회할 때 동작하는 확장탐색으로 인한 추가적인 PAPR 저감 성능의 향상이 있음을 전산 모의실험으로 확인하였다. 제안기법은 높은 첨두전력을 갖는 부분의 심볼에 대해서만 고복잡도 고성능의 탐색을 실시하기 때문에 결과적으로, 최적 SLM 성능과 비교했을 때 거의 근접한 PAPR 저감 성능을 얻으면서도 매우 낮은 복잡도를 가진다. 이를 IFFT 연산 횟수로 비교하면  $N = 64$ ,  $U = 4$ 일 때, 제안기법은 최적 SLM 성능을

가지는 기존 기법인 AS-J에 비해 약 0.24 %의 연산만이 필요하다. 따라서, 제안기법은 구현이 용이한 낮은 복잡도만을 가지면서 최적 성능에 근접한 PAPR 저감 성능을 가짐이 확인되었다.

## 참고문헌

- [1] TTAS.KO-07.0024/R1, "지상파 디지털멀티미디어방송(DMB) 송수신정합 표준"
- [2] 3GPP TS 36.201 "E-UTRA – LTE Physical Layer – General Description" v. 12.2.0. Mar. 2015.
- [3] IEEE Std 802.11-2012 Local and metropolitan area networks—Specific Requirements—Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Mar. 2012.
- [4] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," *IEEE Signal Process. Mag.*, Vol. 28, No. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [5] L. Fa-Long, *Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting: Circuits and Signal Processing*, New York, USA: Cambridge Univ. Press, 2011.
- [6] S. Han, and J. Lee, "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques For Multicarrier Transmission," *IEEE Wireless. Commun.*, Vol. 12, No. 2, pp.56-65, April. 2005.
- [7] T. Jiang, and Y. Wu, "An Overview: Peak-to-average Power Ratio of OFDM Signals," *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol. 54, No. 2, pp. 257-268, June. 2008.
- [8] R. O'Neill, and L. B. Lopes, "Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '95)*, Toronto, Canada, Sept. 1995, pp. 71-75.
- [9] X. Wang, T. T. Tjhung, and C. S. Ng, "Reduction of Peak-to-average Power Ratio of OFDM System Using a Companding Technique," *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol. 45, No. 3, pp. 303-307, Sept. 1999.
- [10] B. S. Krongold, and D. L. Jones, "PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension," *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol. 49, No. 3, pp. 258-68, Sept. 2003.
- [11] S. H. Müller, and J. B. Huber, "OFDM With Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences," *Elect. Lett.*, Vol. 33, No. 5, Feb. 1997, pp. 368-369.
- [12] R. W. Bäuml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," *Elect. Lett.*, Vol. 32, No. 22, Oct. 1996, pp. 2056-2057.
- [13] Y. Zhou, T. Jiang, C. Huang, and S. Cui, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction for OFDM/OQAM Signals via Alternative-Signal Method," *IEEE Trans. Veh Technol.*, Vol. 63, No. 1, pp. 494-499, Jan. 2014.
- [14] O. Kwon, and Y. Ha, "Multi-carrier PAP Reduction Method Using Suboptimal PTS With Threshold," *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol. 49, No. 2, pp. 232-236, Jun. 2003.
- [15] P. Siohan, and C. Siclet, N. Lacaille, "Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank Theory," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 50, No. 5, pp. 1170-1183, May 2002.
- [16] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex," *Proceedings of the IEEE*, Vol.83, No.6, pp. 982-996, June 1995.
- [17] P. Siohan, and C. Roche, "Cosine-modulated Filterbanks Based on Extended Gaussian Functions," *IEEE Trans. Signal Proces.*, Vol.48, No.11, pp. 3052-3061, Nov. 2000.
- [18] A. Skrzypczak, J.-P. Javaudin, and P. Siohan, "Reduction of the Peak-to-average Power Ratio for OFDM/OQAM Modulation," in *The IEEE 63rd Veh. Technol. Conf. (VTC2006-Spring)*, Vol. 4, pp. 2018-2022, May 2006.
- [19] D. Qu, S. Lu, and T. Jiang, "Multi-Block Joint Optimization for the Peak-to-Average Power Ratio Reduction of FBMC-OQAM Signals," *IEEE Trans. Signal Proces.*, Vol. 61, No. 7, pp. 1605-1613, April. 2013.
- [20] C. Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM Signal for a Digital Sound Broadcasting System," in *Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications*, Liège, Belgium, October 22-24, 1991, pp.179-184, Oct. 1991.