

# OFDM 통신 시스템에서 더미 시퀀스를 추가하는 SLM 기반 실시간 PAPR 저감 방식

정회원 유 흥 균\*

## An SLM-Based Real-time PAPR Reduction method using Dummy Sequence Insertion in the OFDM Communication System

Heung-Gyoon Ryu\* *Regular Member*

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 통신 시스템은 고속 무선 데이터 전송에 적합한 방식으로 널리 알려져 있지만, 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)로 인하여 HPA(high power amplifier)에서 큰 비선형 왜곡을 겪는 문제점을 갖는다. 본 논문에서는 이러한 높은 PAPR을 저감하는 방법으로 더미 시퀀스(dummy sequence)를 삽입하는 새로운 SLM (selective mapping)방식을 제안하며, 이를 DSI-SLM기법이라 하기로 한다. 제안된DSI-SLM 기법은 각 브랜치(branch)에서 일정비율의 부반송파에 각기 다른 더미 시퀀스를 인가하고 IFFT(inverse Fourier transform) 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 데이터를 전송한다. 이 방식에 사용된 더미 시퀀스는 송신단에서 PAPR 저감만을 위해 사용될 뿐 수신단에서의 데이터 복원 과정에는 필요로 하지 않으므로, 기존의 SLM및 PTS에서 나타나는 부가정보 전송의 필수성과 같은 단점을 해결하면서 실시간 데이터 처리를 가능케 한다.

**Key Words** : PAPR, OFDM, dummy sequence, SLM and real time processing

### ABSTRACT

OFDM communications system is very attractive for the high data rate wireless transmission. However, it may be distorted in the nonlinear HPA since OFDM signal has high PAPR. So, a new SLM method using dummy sequence is studied for reducing the PAPR, and we call it DSI-SLM method. Unlike the conventional SLM method using the phase rotation, dummy sequences for PAPR reduction are assigned at the predefined sub-carriers. After IFFT, the OFDM data signal of the lowest PAPR is selected to transmit. So, it can cut down the computational complexity because it does not require the transmission and demodulation process of side information about the phase rotation. This proposed method can solve the time delay problem so that PAPR reduction can be made in real time processing.

### I. 서 론

OFDM 통신 시스템에서 시간 영역의 OFDM 신호

는 독립적으로 변조된 많은 부반송파들로 구성되며, 이들이 동위상으로 더해질 때 발생하는 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)로 인하여 비선형

\* 충북대학교 전기전자컴퓨터 공학부 (ecomm@cbu.ac.kr)

논문번호 : KICS2004-12-331, 접수일자 : 2004년 12월 23일

※이 논문은 2004년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(This work was supported by Chungbuk National University Grant in 2004)

형 HPA를 사용하는 통신 시스템에서 큰 성능 저하가 발생한다. 본 논문에서는 OFDM 통신 시스템의 PAPR 문제를 해결하기 위한 방법에 대해 연구하였다.

기존에 연구된 PAPR 저감 기법들을 살펴보면 clipping, block coding, PTS(partial transmit sequence) 및 SLM(selective mapping) 등으로 크게 구분할 수 있다. 우선 clipping 기법은 쉽게 구성 가능하지만 대역 밖 방사와 대역내 왜곡으로 인해 신호 품질이 저하된다[1]. Block coding 방식은 신호의 왜곡 없이 PAPR을 3dB 이내로 제한하고, 코딩효과가 있기 때문에 Magic WAND에 이용된다 [2,3]. 그러나 코드율과 대역효율이 현저히 낮아지고 부반송파의 수가 증가할수록 계산량이 지수적으로 증가하는 큰 단점을 갖는다. SLM은 동일정보에 여러 위상시퀀스를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송한다 [4]. PTS는 부반송파를 여러 개의 cluster로 나누어 낮은 PAPR의 신호가 되도록 하는 최적의 위상 회전factor를 곱하여 전송한다[5,6,7]. 이런 SLM과 PTS 방식은 스펙트럼 왜곡 없이 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있지만, 여러 개의 IFFT 블록을 사용하므로 시스템의 복잡도 및 계산량이 증가하고, 수신단에서의 데이터 복원을 위해 위상회전 정보를 반드시 전송해야 한다는 단점을 갖는다.

본 논문에서는 위에서 기술한 기존의 방식들이 갖는 문제점을 개선시키기 위한 PAPR 저감 방법으로 더미 시퀀스(dummy sequence)를 추가하는 새로운 SLM 방식을 제안하며, 이를 DSI-SLM기법이라 하기로 한다. 제안하는 DSI-SLM방식은 각각의 브랜치에 서로 다른 위상 회전 factor를 곱하는 대신 각 브랜치에서 일정비율의 부반송파에 각기 다른 더미(dummy) 시퀀스를 삽입하여 IFFT 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 데이터를 전송한다. 여기서 삽입된 더미시퀀스는 송신단의 PAPR 저감만을 위해 사용될 뿐, 수신단에서의 데이터 복원과정에는 필요치 않으므로 SLM 및 PTS방법에서의 위상 회전 factor와 같은 부가정보를 전송할 필요가 없다. 또한 PTS 방식에서 최적의 위상 회전 factor를 찾기 위한 피크(peak) 값 최적화에 의해 발생하는 계산량 증가 및 송신기의 시간 지연 문제를 해결할 수 있다.

## II. OFDM 신호와 PAPR

OFDM에서는 입력 데이터가 심볼 매핑(mapper)

로 입력되어 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심벌이 생성되고 직렬/병렬 변환 후 IFFT를 사용하여 OFDM 변조된다[8].  $X_n$ 을 복소 데이터 심벌,  $N$ 은 부반송파의 수,  $T_s$ 는 OFDM 심벌구간이라고 하면, 복소 기저대역 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T_s}, \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (1)$$

병렬/직렬 변환된 신호는 보호구간(Guard Interval)이 삽입된 다음 HPA를 거쳐 전송된다. 수신기에서는 송신기의 역 과정을 거쳐 데이터를 복원한다. OFDM 신호의 PAPR은 다음과 같이 정의한다.

$$PAPR \equiv \max_{0 \leq t \leq T} \frac{|x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}. \quad (2)$$

여기에서  $E[\cdot]$ 는 expectation 연산을 의미한다.

본 논문에서의 모든 PAPR 계산은 4배의 과도 샘플링을 가정하였다. 과도 샘플링을 하였을 경우 PAPR의 분포는 다음과 같이 주어진다.

$$\Pr(PAPR \leq PAPR_0) = (1 - \exp(-PAPR_0))^{\alpha N}. \quad (3)$$

여기서  $PAPR_0$ 은 PAPR크기의 기준으로 어떤 특정한 값을 의미한다. 따라서, OFDM 신호의 PAPR에 대한 CCDF(complementary cumulative distribution function)는 다음과 같다.

$$\Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{\alpha N}. \quad (4)$$

일반적으로 과도 샘플링을 한 OFDM 신호에 대해서  $N > 64$ 인 경우  $\alpha = 2.8$ 이 적당하다.

OFDM 변조된 신호는 HPA에 입력되며, 이때 HPA에 입력되는 복소 신호는 식(5)와 같다.

$$x(t) = r(t)e^{j\phi(t)}. \quad (5)$$

HPA의 비선형 특성에 의해 비선형 왜곡된 HPA의 출력 신호는 다음과 같다.

$$y(t) = A[r(t)]e^{j(\phi(t) + \Phi[r(t)])}. \quad (6)$$

여기서  $A[r(t)]$ 과  $\Phi[r(t)]$ 은 비선형 HPA의 AM/AM 그리고 AM/PM 변환 특성을 나타낸다. 먼저 Saleh의 비메모리형 TWTA(traveling-wave tube amplifier) 모델의 AM/AM, AM/PM 변환 특성은 다음과 같다.

$$A[r(t)] = A_{sat}^2 \frac{r(t)}{r^2(t) + A_{sat}^2}, \quad \Phi[r(t)] = \frac{\pi}{3} \frac{r^2(t)}{r^2(t) + A_{sat}^2}. \quad (7)$$

여기에서  $A_{sat}$ 는 증폭기 입력의 포화 전압을 의미한다. 그리고 Rapp의 SSPA(solid state power amplifier) 모델에서는 다음과 같다.

$$A[r(t)] = \frac{r(t)}{[1 + (\frac{r(t)}{A_{sat}})^{2p}]^{1/2p}}, \quad \Phi[r(t)] = 0. \quad (8)$$

$A_{sat}$ 은 출력 크기의 최대 값을 의미한다. 그리고 파라미터  $p$ 는 비선형의 정도를 나타내는 인자이다.

### III. 새로운 SLM 방식의 OFDM 통신 시스템

그림 1은 새로운 SLM 방식의 송신기 블록 구성도를 나타낸 것이다. 데이터 블록에 더미시퀀스를 삽입하는 방식을 병렬로 늘어놓은 형태로, 이 중 최소 PAPR 갖는 시퀀스를 선택하여 전송한다. 먼저, 맵핑(mapping)된 신호는 직/병렬 변환부에 의해 순차적으로  $N-M$ 개로 병렬 변환하여 출력한다. 출력된 신호는  $B$ 배 복사되어 각각의 브랜치에 입력되고, 이때 각 브랜치에는 길이  $M$ 인 각기 다른 더미(dummy) 시퀀스가 삽입되어 전체 길이가  $N$ 인 병렬 데이터로 변환된다. 따라서 사용되는 IFFT의 크기는  $N$ 이 된다. 여기에서  $N$ 은 전체 부반송파수,  $M$ 은 더미 시퀀스의 길이 그리고  $B$ 는 브랜치의 수 즉, 더미 시퀀스 경우의 수이다. 따라서  $N$ 은  $L$ 과  $M$ 의 합으로 입력 데이터  $D = D_1, D_2, \dots, D_L$ 인 경우, 길이가  $M$ 인 더미 시퀀스가 부가되어 전송 데이터 포맷을 이룬다. 본 논문에서 사용되는 더미 시퀀스는 낮은 PAPR을 가지도록 상보시퀀스를 삽입한 경우와 플립핑(fliping) 방식의 시퀀스를 사용한 경우를

고려하였다. IFFT변환부는 정보 데이터와 더미 시퀀스의 입력을 IFFT변환하고, 병/직렬 변환하여 시간 영역의 파형을 출력한다. 마지막으로 최소 PAPR 선택기에서 IFFT변환부 출력 신호의 PAPR을 측정하여 가장 작은 PAPR을 갖는 브랜치의 신호를 송신하게 된다.

그림 2는 부가 정보를 전송하지 않는  $i$ 번째 브랜치 송신 데이터 블록이다. 앞서 언급한 바와 같이  $L$ 개의 데이터 블록에 길이  $M$ 의 더미 시퀀스가 더해져 하나의 OFDM 데이터 블록을 이룬다.

| X            |   | IFFT Input |                 |
|--------------|---|------------|-----------------|
| Divided data |   | <b>D</b>   | Dummy Sequence  |
| 1            | 2 | ...        | $N-M$ 1 ... $M$ |

그림 2. 새로운 SLM 방식의 송신 데이터 포맷.  
Fig 2. Data format of the new SLM method.

따라서  $i$  번째 브랜치의 IFFT에 입력되는  $N$ 개의 심벌은  $\{X_n^i, n=0,1,\dots,N-1\}$ 과 같이 표현할 수 있다. 각 부반송파는 주파수 영역에서 상호 직교하는 특성을 갖게 되며, 즉  $\{f_n, n=0,1,\dots,N-1\}$ 이다. 이때  $f_n = n\Delta f$ 이고  $\Delta f = 1/NT$ 이다. 여기서  $T$ 는 입력 데이터의 심벌 구간이고  $N$ 은  $L$ 과  $M$ 의 합이다. 따라서, OFDM 출력 신호는 식 (9)로 표현한다.

$$x_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq NT. \quad (9)$$

이 신호는 주기  $T$  간격으로 시간 영역의 신호를 나타낸다. 이런 과정을 거쳐  $B$ 개의 브랜치로부터 만들어진 OFDM 신호 중 최소 PAPR 선택기에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 신호를 선택한다. 즉, 전송되는 OFDM 신호는

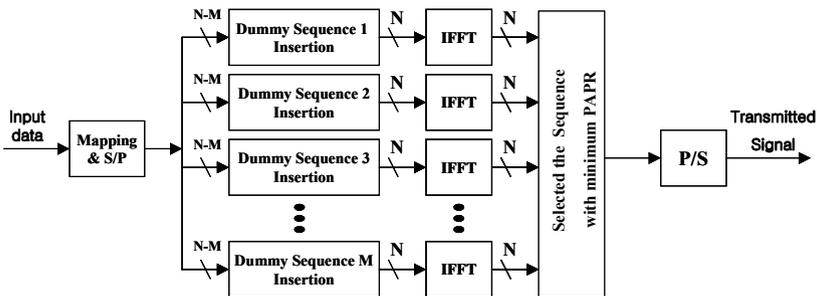


그림 1. 새로운 SLM 방식의 OFDM 송신기 블록 구성도.  
Fig 1. Block diagram of OFDM transmitter using new SLM.

$$x(t) = \min_{1 \leq i \leq B} \left\{ \max \left( \sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi n t}, 0 \leq t \leq NT \right) \right\}. \quad (10)$$

본 논문에서는 세 종류의 더미 시퀀스를 사용하였다. 방법1은 상보 특성의 더미 시퀀스를 삽입하는 경우이다. 상보 특성의 더미 시퀀스는 Golay 시퀀스[11]로 다음과 같은 특징을 갖는다. 이 시퀀스는 한 쌍의 유한길이의 시퀀스가 있을 때, 0이 아닌 모든 지연 이동에 대해 시퀀스 사이의 비주기 자기상관함수의 합이 0을 갖는다. 즉, 길이  $L$ 인  $A_n, B_n$  시퀀스 쌍이 있다면, 아래와 같은 조건을 만족한다.

$$R_{A_n}(l) + R_{B_n}(l) = 2L\delta_l. \quad (11)$$

여기서,  $R_{X_L}$ 은  $X_L = [X_0, X_1, \dots, X_{L-1}]$ 의 비주기 자기상관함수이며 다음과 같이 정의된다.

$$R_{X_L}(l) = \sum_{i=0}^{L-1-l} x_i x_{i+l}^*. \quad (12)$$

여기서, '\*'는 복소공액이며,  $\delta_l$ 은 다음과 같이 정의되는 Dirac 델타 함수이다.

$$\delta_l = \begin{cases} 1, & \text{for } l=0, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (13)$$

생성된 서로 다른 더미 시퀀스를 각각의 브랜치에 삽입하여 IFFT 후 PAPR을 비교하여 가장 작은 PAPR을 갖는 브랜치의 OFDM 심벌을 전송하게 된다. 여기에서 길이  $M$ 인 서로 다른 상보시퀀스의 수는  $M$ 으로 브랜치 수와 동일한 값을 갖고 2의 지수 승이다. 그리고 본 논문에서 최대 더미 시퀀스의 길이를  $N/2$ 로 제한하여 코드율의 손실을 줄이고자 하였다.

방법 2, 방법3은 더미 시퀀스 초기값을 모두 1로 주어진 경우로, 플립핑 기법을 사용하여 서로 다른 시퀀스를 생성한다. 방법 2에서는, 첫 번째 브랜치의 더미 시퀀스의 값이 '1 1 . . . 1 1'이면 플립핑 방식을 적용하여 두 번째 브랜치의 더미시퀀스는 '1 1 . . . 1 -1', 세 번째 더미 시퀀스는 '1 1 . . . -1 1' 과 같은 규칙을 갖고 생성되게 된다. 따라서 방법 2의 경우 전체 브랜치 수 및 IFFT 블록의 수(B)는  $2^M$ 이다. 방법 3의 경우 방법 2와 유사한 방식으로 -1이 아닌 0으로 변환을 하여 방법2와 같은 수의 브랜치와 IFFT블록이 필요하게 된다. 그리고 이후 최소 PAPR을 갖는 브랜치의 신호를 선택하여 전송하는 과정은 방법1과 동일하게 이루어진다.

표 1.  $M=4$ 일 때, 더미 시퀀스의 예.  
Table 1. Example of dummy sequences at  $M=4$ .

| 브랜치 | 방법 1       | 방법 2        | 방법 3    |
|-----|------------|-------------|---------|
| 1   | 1 1 1 -1   | -1 -1 -1 -1 | 0 0 0 0 |
| 2   | 1 -1 1 1   | -1 -1 -1 1  | 0 0 0 1 |
| 3   | 1 1 -1 1   | -1 -1 1 -1  | 0 0 1 0 |
| 4   | 1 -1 -1 -1 | -1 -1 1 1   | 0 0 1 1 |
| 5   | -          | -1 1 -1 -1  | 0 1 0 0 |
| ... | ...        | ...         | ...     |
| 15  | -          | 1 1 1 -1    | 1 1 1 0 |
| 16  | -          | 1 1 1 1     | 1 1 1 1 |

이와 같이 PAPR 저감을 위해 입력되는 데이터의 값에 따라 최소 값을 갖는 더미 시퀀스 값이 변화하게 되고, 이 정해진 길이의 더미 시퀀스는 PAPR 저감 용도로만 사용되어진다. PTS나 SLM은 정보 데이터가 주어진 조건에 의해 위상회전을 하고, 이러한 위상 정보를 반드시 전송해야 한다. 그리고 수신단에서는 이 역 과정을 통해 데이터를 복원하게 된다. 그러나 제안한 방식의 송신단은 별도의 부가 정보를 송신하거나 수신단에서 전송된 부가 정보를 복원하여 더미시퀀스의 복원 및 데이터 복조 과정이 필요치 않고 정해진 더미 시퀀스 길이만큼의 데이터를 제거하여 수신할 수 있다. 즉, 제안한 방식은 PTS나 SLM 방식처럼 부가 정보의 복조, 그리고 이에 해당하는 데이터에 위상회전과정이 이루어지지 않기 때문에 계산량 및 복잡도가 감소하게 된다. 전체 부반송파에 대해 일정하게 정해진 비율의 길이를 갖는 더미 시퀀스를 사용하기 때문에 전송효율은 식 (14)와 같이 고정된 값이다.

$$\text{전송효율} = \frac{M}{N} \times 100 \quad [\%] \quad (14)$$

또한  $M$ 개의 서브 블록으로 나누어진 기존 PTS의 경우  $2^M - 1$ 가지의 비중인자 조합을 순차적으로 발생하여 반복 탐색하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터를 전송하기 때문에 PAPR 저감 성능은 우수하나 상당한 계산량과 처리 시간이 길어지는 단점이 있다. 하지만 이 방식을 사용하면 PTS에 비해 PAPR 저감 성능은 우수하지 않는 단점을 지니지만 병렬 처리를 함으로써 처리시간을 단축시킴으로써 송신 지연이 발생하지 않는다.

그림 3은 본 논문에서 사용한 OFDM 시스템의 수신기 블록 구성도를 보여준다. 그림에서 처럼, DSI-SLM 방법을 이용한 OFDM의 수신기는 직/병렬 변

환부, FFT, 더미(dummy) 시퀀스 제거부와 병/직렬 변환부로 구성된다. 직/병렬 변환부에서 순차적으로 출력되는 수신 신호를 병렬 변환하여 출력하고, 고속 FFT는 시간 영역의 신호를 주파수 영역의 신호로 변환시켜 출력 한다. 여기서 FFT의 출력은  $N$ 개의 수신 데이터들로 구성되며, 이중  $M$ 개의 더미 시퀀스와  $L(=N-M)$ 개의 데이터로 구성된다. 더미 시퀀스 제거부는 이미 알고 있는 정해진 크기의 더미 시퀀스의 삽입 부분을 제거한다. 그리고 병/직렬 변환부에서는 더미시퀀스가 제거된 병렬 데이터를 직렬 데이터로 변환한다.

위와 같이 단순히 이미 알고 있는 더미 시퀀스 부분만을 제거하여 복원하기 때문에 SLM 또는 PTS의 수신기에 필요한 위상 회전 정보의 복원 및 위상회전 과정이 필요하지 않아 복잡도가 감소된다. 또한, 위상 회전 및 위상 회전 정보의 복원 과정 중 발생할 수 있는 오류에 따른 BER 발생률을 감소시킬 수 있다.

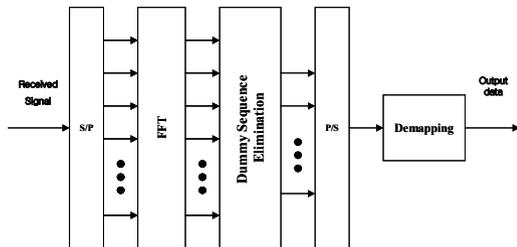


그림 3. 제안된 SLM방식의 수신기 블록 구성도  
Fig 3. Block diagram of OFDM receiver using a proposed SLM.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

##### 4.1 PAPR 저감 성능

본 절에서는 제안된 DSI-SLM을 사용하는 OFDM 시스템에서 PAPR의 CCDF 성능 분석을 한다. 전체 부반송파의 수는  $N=64$  또는  $N=128$ 이고, 더미 시퀀스의 길이  $M$ 이 8, 16, 32, 64 ( $N=128$ 일 때)인 시스템을 고려한다. 그리고 각 그림에서 표기되는  $M1, M2, M3$ 는 더미 시퀀스의 종류에 방법 1,2,3을 의미하고 더미 시퀀스의 크기는 최대  $N/2$ 로 제한한다. 그림 4는 BPSK 변조방식을 사용하고  $N=64$ 인 경우의 방법1,2,3에 따른 CCDF이다. 더미 시퀀스의 길이  $M=8$ 일 때, 방법 2 방식이 PAPR을 OFDM 신호보다 약 2.3 dB 낮추어 가장 우수한 것을 알 수 있다. 하지만, 방법 2의 경우 더미 시퀀스 길이( $M$ )가 8이면  $2^8(=256)$ 개의 IFFT 블록이 필

요하게 되어 계산량이 증가한다. 반면,  $M=16$ 인  $M1$ 의 경우  $M=8$ 인  $M2$ 와 성능이 유사하다. 비록, 코딩률이 0.875에서 0.75로 감소하지만 IFFT 블록 수가  $M=8$ 인 방법 2의 1/16로 감소하여 계산량을 줄일 수 있다. 따라서 코딩률의 손실에 대한 부분보다 계산량 감소 측면에서 우월한 효과가 있다.

그림 5는 방법 1을 사용하고 QPSK 방식, 전체 부반송파 수( $N$ )가 128인 경우  $M$ 의 크기에 따른 CCDF이다.  $M$ 이 증가할수록 PAPR 저감성능은 증가한다.

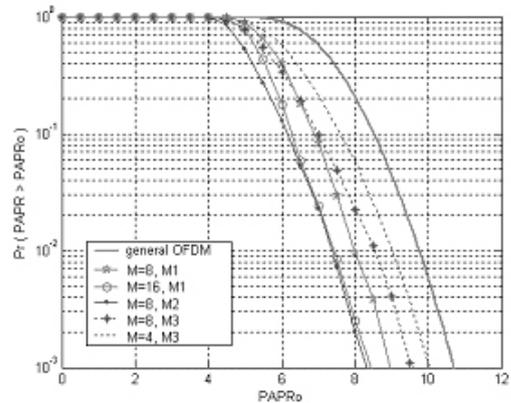


그림 4. BPSK,  $N=64$ 일 때의 CCDF.  
Fig 4. CCDF of  $N=64$  and BPSK.

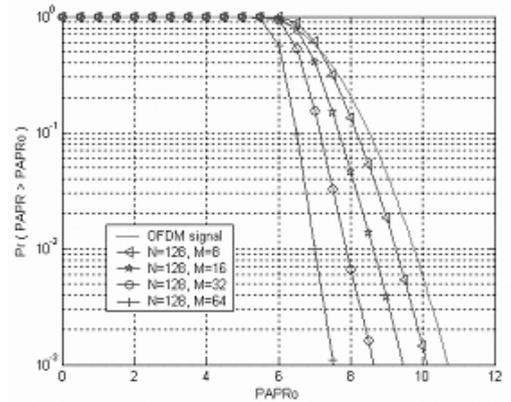


그림 5. QPSK,  $N=128$ 일 때의 CCDF.  
Fig 5. CCDF of  $N=128$  and QPSK.

##### 4.2 연산량 및 code rate

본 절에서는 각 PAPR 저감 방식의 연산량에 대해 비교하여 성능을 알아본다. 연산량은 IFFT의 부담을 결정하는 큰 요소로 당연히 적은 연산을 수행한다면 IFFT의 부담을 줄이고 빠른 송수신을 수행할 수 있을 것이다. 따라서 적은 연산을 통하여 원

하는 PAPR을 갖는 것이 무엇보다 중요하다.

기존의 위상회전 방식인 PTS, SLM과 본 논문에서 제시한 방식의 연산량을 비교한다. 여기에서 연산량이란 평균적으로 하나의 심벌을 출력하기 위하여 IFFT에서 몇 번 연산을 수행하는지를 수치적으로 표현하였다. 그리고 추가 곱셈은 각각의 부반송파에 입력되는 신호가 위상회전 정보에 따라 위상회전이 이루어지는 연산을 의미한다. 표 2는 하나의 심벌 당 IFFT의 평균적인 연산량을 PAPR 기법에 따라 비교한 것이다. SLM 방식은 제안한 방식과 IFFT 연산 횟수에는 차이가 없다. 하지만 제안 방식의 경우 추가로 이루어지는 곱셈 연산이 필요하지 않는 반면 SLM 방식의 경우  $N \times M$ 의 추가 연산이 필요하게 되어 연산량이 증가한다.

표 2. PAPR 저감 방식에 따른 연산량 비교  
Table 2. Calculation comparison of PAPR reduction method.

| PAPR 저감 기법 | IFFT 블록 수 | Peak 연산횟수 | 추가 곱셈 횟수                                  |
|------------|-----------|-----------|---|
| 기존PTS      | $M$       | $2^{M-1}$ | $\frac{2^{M-1} \times N \times (M-1)}{M}$ |
| 기존 SLM     | $M$       | $M$       | $N \times M$                              |
| 제안 방법 1    | $M$       | $M$       | -   |
| 제안 방법2     | $M$       | $M$       | -   |
| 제안 방법 3    | $M$       | $M$       | -   |

다음으로 각 방식별 code rate를 비교한다. 블록 코딩의 경우, 코드율은

$$R = \frac{k}{N} = \frac{k}{2^{k-1}} \quad (15)$$

로 주어진다[2]. 여기서  $k$ 는 입력되는 정보어의 길이이며,  $N$ 은 부호화된 코드의 길이이고 부반송파의 크기이기도 하다. 따라서 식 (15)로부터 코드율을 비교하면 표 3과 같다.

표 3. 블록 코딩 방식과의 코드율 비교  
Table 3. Comparison of code rate with block coding.

|                 | N=64 | N=128 |
|-----------------|------|-------|
| block coding    | 0.11 | 0.06  |
| 제안 SLM(L=N/2일때) | 0.5  | 0.5   |

### 4.3 BER 성능

성능 분석을 위해 변조 포맷은QPSK, 전체 부반송파수가 64인 OFDM 변조방식을 사용하였다. 그

리고 더미 시퀀스 길이에 따라 BER 성능 분석 및 비교한다[9,10].

기존 SLM 방식에서는 위상 회전에 관한 부가정보의 전송이 필요한데 전송도중 이 부가정보가 손상되면 많은 정보의 복구가 어려워져 BER이 악화된다. 그러나 제안방식에서는 부가 정보 전송이 불필요하므로 이의 BER 비교를 그림 6에서 보였다. 부가 정보 전송 방식은 기존에 주로 사용하는, 전송 정보에 부가정보를 삽입형으로 추가하는 방식을 사용한다[5]. 시뮬레이션 결과로부터 기존 SLM 방식의 경우 위상 회전 정보가 전송 과정에서 오류가 발생하므로 PAPR저감 기법이 사용되지 않은 일반 OFDM 방식보다 약 0.5 dB의 성능 저하가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 반면, 제안한 방식은 부가 정보나 위상 회전 과정 등의 과정 없이 단순히 수신단에서 부가정보를 제거하는 방식을 사용하기 때문에 일반적인 OFDM의 BER 성능과 거의 동일하다.

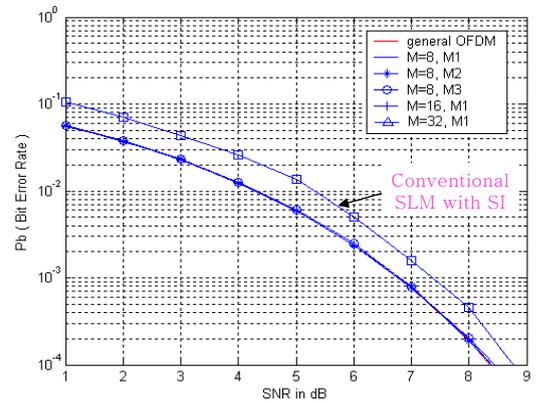


그림 6. AWGN에서의 BER성능  
Fig 6. BER performance in AWGN.

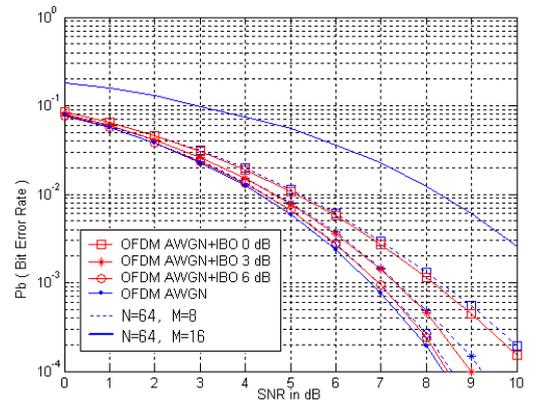


그림 7. 비선형 소자를 포함한 BER성능  
Fig 7. BER performance including nonlinear device.

그림 7은 SSPA를 통과한 OFDM 신호의 BER 성능이다. 여기에서  $M=8$ 과  $M=16$ 을 사용하여 BER 성능을 분석하였다. 그림 11 결과에서 보듯이 PAPR 저감 성능이 좀더 우수한  $M=16$ 인 경우가 비선형 왜곡에 잘 견디어  $M=8$ 인 경우보다 나은 BER 성능을 갖는다. 그리고 일반적인 OFDM 신호의 경우 모든 신호가 선형 영역에서 동작하기 위해서 약 9 dB 이상의 IBO가 필요하지만, 본 논문에서 제안한 기법을 사용하면 약 6 dB의 IBO가 요구되는 것을 알 수 있다. 즉, 3 dB 정도의 성능 개선이 이루어짐을 의미한다.

## V. 결론

본 논문에서는 높은 PAPR의 OFDM 신호를 저감하는 새로운 DSI-SLM 방식을 제안하였다. 이 방법은 여러 개의 병렬 브랜치에 서로 다른 더미 시퀀스를 삽입하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 OFDM 심벌을 선택하는 방법으로, PAPR저감 기법이 사용되지 않는 OFDM 신호에 비하여, 더미 시퀀스를 삽입함으로써 발생하는 전송 효율 혹은 대역 효율의 낭비가 있을 수 있다. 그러나 비선형 왜곡 방지와 전력 효율 향상을 위한 PAPR 저감 기법을 적용함에 있어서 다른 PAPR 저감 기법에 비하여, 신호의 왜곡이 발생하지 않고 변조 방식의 종류와 부반송파의 수에 관계없이 적용 가능하다는 장점을 갖는다. 따라서, 다음과 같이 연구 결과를 정리할 수 있다.

첫번째로, 데이터를 전송하는 부반송파와 데이터를 전송하지 않고 더미 시퀀스가 삽입되는 부반송파의 비율에 따라 PAPR 저감 효과가 달라지며 전송 효율과는 상반 관계를 갖는다. 본 논문에서는 상보특성의 더미 시퀀스나 임의의 더미 시퀀스를 삽입하므로 효과적인 PAPR저감 성능을 얻을 수 있었다.

두 번째로, 위상 회전을 통한 PTS 방식에 비해 PAPR을 덜 저감하지만 처리시간이 빠르다.

세 번째로, 더미 시퀀스를 정해진 위치에 삽입하므로 수신기에 부가 정보를 전송하지 않아도 정확히 데이터를 수신할 수 있다. 부가 정보 삽입부가 불필요하므로 송신기의 구조가 간단하다. 이러한 특징은 수신기의 구조에서도 동일하게 나타난다. 즉, 수신기에서 부가 정보 검출부 및 위상 회전 과정이 부가적으로 필요치 않다. 따라서 이 과정에 발생할 수 있는 오류에 따른 BER 발생률이 감소되어 기존 SLM 방식에 비해 약 0.5 dB의 SNR 성능 개선이 이루어진다.

마지막으로, 기존 PTS나 SLM 방식에 비해 낮은 코드율이지만 블록 코딩 방식에 비해 높은 코드율을 갖는다.  $N=128$ 인 경우  $M=64$ 라고 할지라도 8배 높다.

따라서 기존의 PTS, SLM 그리고 블록코딩 방식보다 대역 효율 및 BER 성능 그리고 복잡도면에서 우수한 특성을 갖기 때문에 수신부의 복잡도가 적게 요구되는 이동 방송 시스템에 응용이 가능하다.

## 참고 문헌

- [1] X. Li and L. J. Cimini Jr., "Effects of clipping on the performance of OFDM with transmitter diversity," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conferences*, vol. 3, pp. 1634-1638, May 1997.
- [2] T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding," *Proc. of IEEE VTC '95*, Chicago, pp. 825-829, July 1995.
- [3] H. Ochiai and H. Imai, "Block Coding scheme Based on Complementary Sequences for Multicarrier Signals," *IEICE Trans. on Fundamentals*, pp. 2136-2143, Nov. 1997.
- [4] R. W. Bauml, R. F. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [5] A. D. S Jayalath, C. Tellambura, H. Wu "Reduced complexity PTS and new phase sequence for SLM to reduce PAP of an OFDM signal," *IEEE VTC 2000*, Vol. 3, pp. 1914 -1917, 2000.
- [6] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *IEE Electronic Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [7] L. J. Cimini Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-19, pp. 665-675, July 1985.

- [8] R. Van Nee, *OFDM wireless multimedia communications*, Boston, London: Artech House, 2000.
- [9] G. Santella and F. Mazzenga, "A Hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 1, pp. 142-151, Feb. 1998.
- [10] C. Van Den Bos, M.H.L. Kouwenhoven and W.A. Serdijn, "The influence of non-linear distortion on OFDM bit error rate," *Proc. Of ICC 2000*, vol. 2, pp. 1125-1129, 2000.
- [11] Olfat, M. and Liu, K.J.R., "Low peak to average power ratio cyclic Golay sequences for OFDM systems," *Communications, 2004 IEEE International Conference on*, vol. 2, 20-24 pp. 993-997, Jun. 2004.

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1982년 2월 서울대학교 전자공학과(학사)

1984년 2월 서울대학교 전자공학과(석사)

1989년 2월 서울대학교 전자공학과(박사)

1988년~현재 충북대학교 전자공학과 정교수

2002년 3월~2004년 2월 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

1999년~현재 IEEE 논문 심사위원

2002년 한국전자파학회 학술상 수상

<관심분야> 디지털 통신 공학, 이동 통신 시스템, 통신 회로 설계