

적응 SLM 방식과 부가정보 삽입기법

Adaptive SLM and Side Information Insertion Method

정 락 규 · 유 흥 균

Rak-Gyu Jung · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 고속 data 전송에 효과적인 방식이다. 그러나 많은 부반송파들로 인해 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 되어 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 기존의 PAPR 저감 기법인 SLM(Selective Mapping) 기법은 동일하게 복사된 정보에 phase sequences를 곱한 다음, 이들 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 신호를 선택하여 전송하는 방식이다. 이 방식은 선택에 관한 부가 정보를 수신기에 전송해야 data를 정확히 복원할 수 있다. 본 논문에서는 SLM 기법에 부가 정보를 삽입하는 방법과 계산량을 줄이는 적응 SLM 기법을 새롭게 제안한다. 그리고, 세가지 phase sequences를 phase rotation factor로 적용하였을 때의 성능을 비교하였다. 제안된 부가정보 삽입의 적응 SLM 기법을 사용한 PAPR 저감성능은 기존의 SLM 기법과 동일하고, 계산량에서는 1/2 이상 감소되므로 더 빠른 OFDM 통신이 가능하게 된다. 또한 제시한 부가정보 삽입방식을 적용하여 만족하는 BER 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

Abstract

OFDM is effective for the high speed data transmission. However, the nonlinear distortion is a serious problem because of the high PAPR due to many subcarriers. The conventional SLM selects the OFDM signal with the lowest PAPR. In this method, OFDM data can be correctly recovered only if the side information about the phase sequence is transmitted to receiver. This paper proposes a new method of side information insertion into the conventional SLM and reduces the computational complexity by adaptive method. Performances are compared in case that three kinds of phase sequences are used for phase rotation factor. The adaptive SLM method has the same PAPR reduction as the conventional SLM method. The required BER can be guaranteed by the proposed method. When subcarrier number $N=32$, computational complexity is reduced to 48 %, 72 % and 51 % for the branch number $U=4, 8$ and 16, respectively.

Key words : OFDM, PAPR, SLM, Adaptive Threshold And Side Information

I. 서 론

OFDM은 전체 대역폭을 많은 협대역 부반송파로 나눈 다음 병렬로 전송함으로써 다중경로 지연확산의 영향을 최소화할 수 있어서 무선 채널에서 고속 데이터 전송을 위한 효과적인 방식이다. 이러한 변

조방식은 DAB/DVB, 무선 LAN, wireless ATM 등에 표준방식으로 채택되었다^{[1],[2]}. 그러나, OFDM의 가장 큰 단점은 많은 부반송파들로 인한 큰 PAPR이다. 시간영역에서 OFDM 신호는 독립적으로 변조된 많은 부반송파들로 구성되며, 부반송파 수가 N 일 때 N 개의 신호가 동일한 위상으로 더해지면 최

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20021101-143

· 수정완료일자 : 2002년 12월 11일

대전력은 평균전력의 N 배가 되어 큰 PAPR이 된다. PAPR이 커지면 ADC와 DAC의 복잡도가 증가하고 양자화 잡음이 증가하게 된다. 또한 HPA 포화영역 부근에서 HPA의 비선형 특성이 나타나게 되어 스펙트럼 확산, in-band distortion 및 부호간의 간섭이 발생하게 된다^{[3]~[5]}.

PAPR을 줄이는 간단한 기법은 OFDM 신호를 증폭하기 전에 clipping하는 것이다^[6]. 이 기법에서는 out-of-band radiation이 발생하고 in-band noise에 의한 BER 성능이 저하된다. 또 block coding을 사용하는 기법이 있다^[7]. 이 방식을 사용하면 3 dB로 PAPR을 제한할 수 있지만, data rate가 감소하여 많은 부반송파에서는 사용하기 어렵다. 그리고 Interleaving 기법^[8], Partial Transmit Sequence(PTS) 기법^[9]과 Selective Mapping(SLM) 기법^[10]이 제안되었다. Interleaving 기법은 데이터 시퀀스를 여러 branch로 복사한 다음 randomization하고 그중 가장 낮은 PAPR을 갖는 branch의 시퀀스를 전송하는 기법이다. 다음으로 PTS 기법은 전송할 데이터 블록을 몇 개의 subblock으로 나누고 낮은 PAPR의 신호를 갖도록 최적의 combining sequence를 곱하여 전송하는 방법이다. SLM 기법은 동일한 정보 시퀀스로부터 여러 개의 서로 다른 시퀀스가 생성되고 이들 중 가장 낮은 PAPR을 갖는 시퀀스를 전송하는 기법이다. 이 세 가지 방법은 부반송파의 수와 변조 방식에 관계없이 적용 가능하고 효과적으로 PAPR을 줄일 수 있지만, 부가 정보를 수신기에 전송해야만 정확한 데이터 복원이 가능하다.

부가정보 삽입에 관한 연구로, 먼저 Interleaving 방식에서 data의 앞부분에 부가 정보를 삽입하는 방법이 있다. 이 방법은 약간의 data rate 손실이 있다. PTS 방식에서 marking algorithm을 이용하여 부가 정보를 삽입하는 연구가 있다. 이 방법은 side information 전송에 따른 spectral loss가 없다. 그러나 MPSK 변조 방식에는 적용 가능하지만 QAM 변조 방식에는 적용할 수 없다.

본 논문에서는 기존 SLM 기법에 부가 정보를 삽입하는 새로운 방법과 계산량을 줄이는 적용 SLM 기법을 새롭게 제안한다. 그리고, 세가지 phase sequences, 즉 Shapiro-Rudin phase sequence, Pseudo-Random phase sequence, Newman phase sequence를

phase rotation factor로 적용하였을 때의 PAPR 저감 성능을 구하고 차이를 비교하였다. 기존의 SLM 기법은 모든 branch마다 IFFT 블록을 모두 계산한 다음, 가장 작은 PAPR을 갖는 시퀀스를 선택하여 전송하는 방식이지만, 본 논문의 제안 기법은 PAPR의 임계치를 설정하여 계산량을 줄이는 방법이므로 보다 고속의 통신이 가능하다. 또한, 수신기에서 정확한 데이터 복원을 할 수 있도록 송신신호에 각 branch의 phase rotation factor에 대한 side information을 삽입하는 기법을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하고 분석하였다.

II. PAPR과 SLM 기법

OFDM은 고속 데이터열을 낮은 전송률의 데이터 열로 나누고, 이들을 동일한 주파수간격을 갖는 orthogonal한 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 방식이다. 낮은 전송률을 갖는 부반송파의 심볼 구간은 증가하게 되므로 다중 경로 지연확산의 영향이 감소한다. 주파수 다중화는 변조기에서 IFFT를 사용하여 이루어진다. 우선 이진 데이터는 부반송파에 매핑된다. OFDM 심볼구간 μ 에서의 모든 부반송파의 크기를 나타내는 부반송파 벡터 $A_\mu = [A_{\mu,0}, \dots, A_{\mu,N-1}]$ 는 N -point IFFT를 사용하여 시간영역으로 변환된다. 이러한 변환을 통해서 $a_\mu = [a_{\mu,0}, \dots, a_{\mu,N-1}]$ 로 주어지는 μ 번째 블록의 전송신호가 T 간격의 이산신호로 표현된다.

여기서 $a_{\mu,\rho} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{\nu=0}^{N-1} A_{\mu,\nu} \cdot e^{+j\frac{2\pi}{N}\nu\rho}$, $\rho=0, 1, 2, \dots, (N-1)$ 이다. 이러한 관계를 간단히 $a_\mu = IFFT\{A_\mu\}$ 로 표현할 수 있다. 이후, $a_{\mu,\rho}$ 가 전송된다. OFDM 심볼구간 μ 에서의 이산시간 PAPR χ_μ 는 다음과 같다.

$$\chi_\mu = \frac{\text{peak power}}{\text{average power}} = \frac{\max |a_{\mu,\rho}|^2}{\varepsilon\{|a_{\mu,\rho}|^2\}} \quad (1)$$

여기서 $\varepsilon\{\cdot\}$ 은 평균을 나타낸다. 한편, 랜덤하게 발생된 N -carrier OFDM 심볼의 PAPR, χ_μ 가 임계치 x_0 보다 클 확률은 다음과 같이 근사화되며, 이것이 CCDF(complementary cumulative distributed

function)이다^[9].

$$\Pr\{\chi_\mu > \chi_0\} = 1 - (1 - e^{-\chi_0})^N \quad (2)$$

위의 식은 oversampling하지 않은 경우이고, oversampling을 했을 경우 PAPR 분포를 정확하게 구하기 어려워 다음 식과 같이 근사화할 수 있다.

$$\Pr\{\chi_\mu > \chi_0\} = 1 - (1 - e^{-\chi_0})^{\alpha \cdot N} \quad (3)$$

SLM(Selective Mapping) 기법은 동일한 입력 데이터 시퀀스에 대하여 위상이 다른 phase sequences를 곱하여 U개의 서로 다른 데이터 시퀀스들을 생성한 후, 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 가지는 시퀀스를 선택하여 전송하는 기법이다. U개의 독립적인 전송신호 $a_\mu^{(u)}$ 는 동일한 정보신호이다. 가장 작은 PAPR, $\tilde{\chi}_\mu$ 를 갖는 시퀀스 \tilde{a}_μ 가 선택되어 전송된다. $\tilde{\chi}_\mu$ 가 χ_0 보다 클 확률은 다음과 같이 근사화된다.

$$\Pr\{\tilde{\chi}_\mu > \chi_0\} = (1 - (1 - e^{-\chi_0})^N)^U \quad (4)$$

서로 다른 U개의 임의의 고정된 벡터 $P^{(u)} = [P_0^{(u)}, \dots, P_{N-1}^{(u)}]$ 이며 $P_\nu^{(u)} = e^{+j\phi_\nu^{(u)}}$, $\phi_\nu^{(u)} \in [0, 2\pi]$, $\nu, u = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$ 이다. 부반송파 벡터 A_μ 는 U개의 벡터 $P^{(u)}$ 와 곱해지고 U개의 서로 다른 부반송파 벡터 $A_\mu^{(u)}$ 가 생성된다.

$$A_{\mu,\nu}^{(u)} = A_{\mu,\nu} \cdot P_\nu^{(u)}, \quad \nu = 0, 1, 2, \dots, (N-1), \\ u = 1, 2, \dots, U \quad (5)$$

일반적으로 첫번째 branch는 phase rotation하지 않는다. 모든 U개의 부반송파 벡터는 시간영역으로

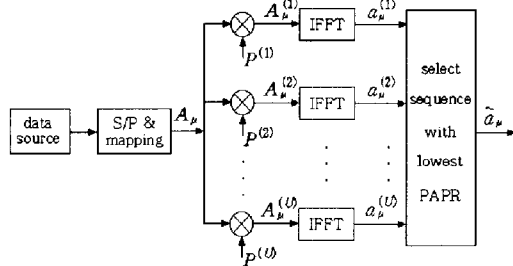


그림 1. SLM-OFDM 송신구성도
Fig. 1. SLM-OFDM transmitter diagram.

변환되어 $a_\mu^{(u)} = IFFT\{A_\mu^{(u)}\}$ 가 되고, 이중 가장 낮은 PAPR $\tilde{\chi}_\mu$ 를 갖는 \tilde{a}_μ 가 선택되어 전송된다.

그림 1의 SLM 기법이 적용된 OFDM 시스템에서 phase rotation factors에는 다음의 3가지 종류가 있다. 첫째로 Pseudo-random phase sequence는 $P^{(u)} = [P_0^{(u)}, \dots, P_{N-1}^{(u)}]$ 로서, $P_\nu^{(u)} = e^{+j\phi_\nu^{(u)}}$ 이고, $\phi_\nu^{(u)} \in [0, 2\pi]$ 이다. 여기서 N은 입력 데이터 심볼 길이이고, U는 SLM 기법의 branch 수이다. 둘째로는, Newman phase sequence^[13]로서 다음 식으로 생성할 수 있다.

$$\phi_n = \frac{(n-1)^2 \pi}{N}, \quad \text{where } n = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

여기서 $n = 1, 2, \dots, N$ 이고, N은 입력 데이터 심볼의 길이이며 부반송파 수이다. ϕ_n 은 n번째 부반송파에 곱해질 phase offset이다. 마지막으로, Shapiro-Rudin phase sequence로서 생성방법은 다음과 같다. Iteration이 증가하면 이전 시퀀스를 한번 그대로 삽입한다. 다음에는 이전 시퀀스의 반은 그대로 삽입하고, 나머지 반은 부호를 바꾸어 삽입한다. Iteration N이 증가함에 따라, 시퀀스의 길이는 2^{N+1} 으로 증가한다. 표 1은 Shapiro-Rudin phase sequence 생성 예이다.

III. 부가정보를 삽입한 적응 SLM 기법

적응 SLM 기법은, 비선형특성을 고려한 PAPR의 임계치를 설정하고, 이 임계치보다 낮은 PAPR이면 나머지 branch를 처리하지 않고, 탐색과정을 종료하고 다음 데이터 심볼 처리 단계로 간다. 먼저 첫번째 branch인 phase rotation하지 않은 데이터 시퀀스를 IFFT 연산한 후 PAPR을 계산하여 설정한 임계치와 비교하여 작으면 탐색과정을 멈추고, 그렇지

표 1. Shapiro-Rudin phase strings
Table 1. Shapiro-Rudin phase strings.

Iteration	Shapiro-Rudin String-k
0	11
1	111-1
2	111-111-11
3	111-111-11111-1-1-11-1

않으면 두번째 branch에 대해서 PAPR을 계산하고 이 값이 임계치보다 작으면 탐색을 멈춘다. 이렇게 탐색하게 되고 여기서 최소 탐색은 1번이고, 최대 U 번 탐색을 하게 된다. 만약 임계치를 큰 값으로 설정하면, 임계치보다 작은 PAPR이 발생할 확률이 크므로 U 개의 branch 중에서 일부분을 탐색하므로 계산량이 감소된다. 그러므로 처리속도가 증가되어 고속 통신이 된다. 반면 PAPR 저감 성능은 나빠진다. 반대로 임계치를 작은 값으로 설정하면, 임계치보다 작은 PAPR이 발생할 확률이 작으므로 U 개의 branch 대부분을 탐색하게 되고 계산량이 증가하게 되지만 PAPR 저감 성능은 기존의 SLM 기법과 비슷하다. 그래서 임계치는 PAPR의 감소와 계산량 사이에 trade-off 관계가 있다.

한편, 수신기에서 phase rotation factor에 대한 정보가 없으면 정확히 복원할 수 없다. 본 제안 방식의 SLM 기법에서 branch 수가 U 개인 경우, 선택 정보에 대한 부가정보는 $\log_2 U$ 비트가 필요하다. 즉, 부가적인 overhead ratio는 $\log_2 U/N$ 이다. 이로 인해 약간의 spectral loss가 발생한다.

그림 2는 적응 SLM 기법에 부가정보를 삽입하여 전송하는 구성도이다. phase rotation factor가 곱해지기 전에 부가정보가 삽입되면 부가정보의 위상도 같이 변하므로 수신기에서 부가정보를 추출해도 원래의 부가정보와 다른 부가정보를 얻게 되어 데이터 복원이 제대로 되지 않는다. 그러므로 데이터 심볼이 phase rotation factor와 곱해진 후 위상 회전된 데이터 심볼에 부가정보를 삽입하여 IFFT연산을 수행한다. 수신기에서는 수신된 신호의 데이터 심볼마다 부가정보를 추출하여, 부가정보에 대응되는 역

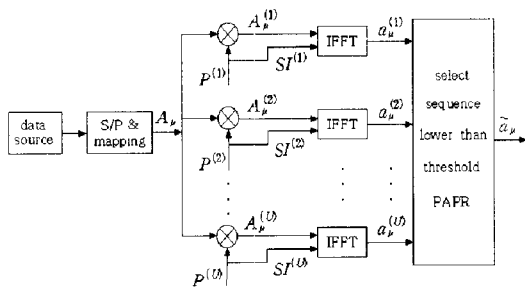


그림 2. 부가정보 삽입형 적응 SLM-OFDM
Fig. 2. Adaptive SLM-OFDM of SI insertion.

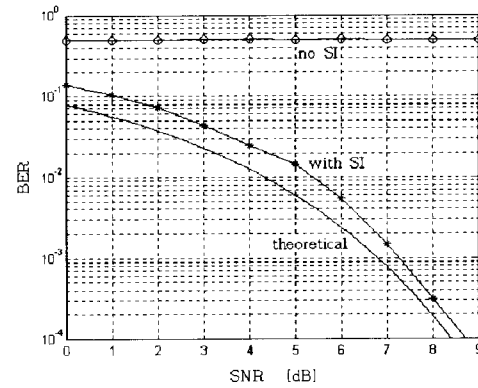


그림 3. BER 비교
Fig. 3. BER comparison.

phase rotation factor를 곱하여 데이터를 복원한다.

IV. 시뮬레이션 결과와 검토

4-1 BER 성능 비교

그림 3은 AWGN 채널에서 Adaptive SLM 기법에 부가정보를 삽입하지 않은 방식과 부가정보를 삽입한 경우의 BER 성능이다. BPSK 변조 방식을 사용하였고, 부반송파 수 $N=32$, branch 수 $U=4$ 인 경우이다. 그림 3에서 부가정보를 전송하지 않은 SLM 기법의 수신기는 데이터를 정확히 복원할 수 없으므로 SNR에 관계없이 BER 성능이 상당히 나쁘다. 부가정보를 전송하는 방식의 BER 성능은 이론적인 BPSK의 BER에 비하여 10^{-4} 의 BER일 때 약 0.5 dB 정도의 성능 저하가 발생한다. 이것은 부가정보에 error가 발생했을 때이다. 만약 부가정보를 FEC와 같은 coding을 하면, 채널에 강인하게 되어 error가 발생할 확률이 낮아진다.

4-2 PAPR 저감 성능 비교

논문에서 제안한 부가 정보를 삽입한 adaptive SLM 기법에 phase rotation factor로서 Shapiro-Rudin phase sequence, pseudo-random phase sequence와 Newman phase sequence를 사용했을 때의 PAPR 저감 성능을 비교하였다. Pseudo-random sequence의 경우 $P^{(u)} \in \{\pm 1, \pm j\}$ 로 이루어진 시퀀

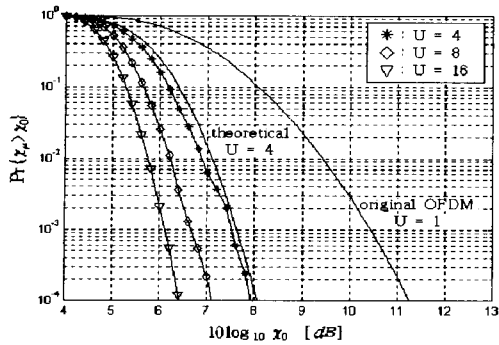


그림 4. Shapiro-Rudin 시퀀스
Fig. 4. Shapiro-Rudin sequence.

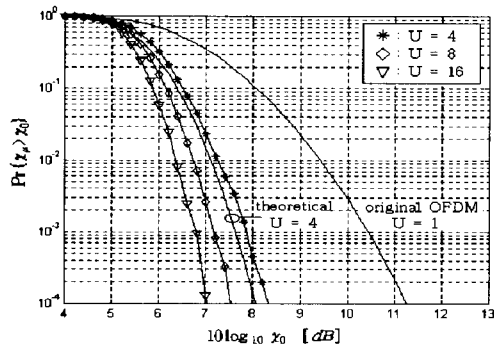


그림 5. Pseudo-Random 시퀀스
Fig. 5. Pseudo-Random sequence.

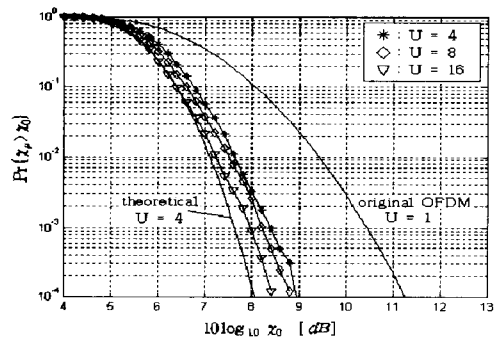


그림 6. Newman phase 시퀀스
Fig. 6. Newman phase sequence.

스를 사용하여 시뮬레이션하였다. 각각의 phase sequence에 대하여 부반송파수 $N=32$ 인 경우, U 가 4, 8, 16일 때의 CCDF를 비교하였다. 그림 4는 Shapiro-Rudin phase sequence를 사용한 경우이고,

표 2. CCDF 성능의 비교 [dB]

Table 2. Comparison of CCDF performance [dB].

U		1	4	8	16
CCDF	Shapiro-Rudin	10.4	7.5	6.7	6.1
	Pseudo-Random	10.4	7.9	7.2	6.8
	Newman	10.4	8.4	8.2	8.0

그림 5는 pseudo-random phase sequence를 사용한 경우이고, 그림 6은 Newman phase sequence를 사용한 경우이다.

우선 branch 수 U 가 증가할수록 PAPR이 저감됨을 알 수 있다. 0.1% CCDF 값을 기준으로 Shapiro-Rudin phase sequence와 Newman phase sequence를 phase rotation factor로 사용했을 때의 성능 차이를 비교해 보면, $U=4$ 일 때 0.9 dB, $U=8$ 일 때 1.5 dB, $U=16$ 일 때 1.9 dB 성능차이가 나타나며, Shapiro-Rudin phase sequence가 가장 좋은 성능을 나타낸다.

4-3 적응 SLM기법의 성능과 계산량

부반송파수 $N=32$ 이며 적응 SLM 기법을 적용하였을 때, 그림 7은 branch 수 $U=4$, 그림 8은 $U=8$, 그림 9는 $U=16$ 일 때의 CCDF 성능이다. 그리고 임계치 PAPR을 5, 6, 7 dB로 설정할 경우의 계산량 비교를 표 3에 제시하였다. Shapiro Rudin phase sequence를 사용하여 시뮬레이션하였다. 적응 SLM 기법의 경우 임계치를 상당히 낮게 설정하지 않는 한 U 개중 몇 개의 IFFT 블록만을 연산하게 된다. 그

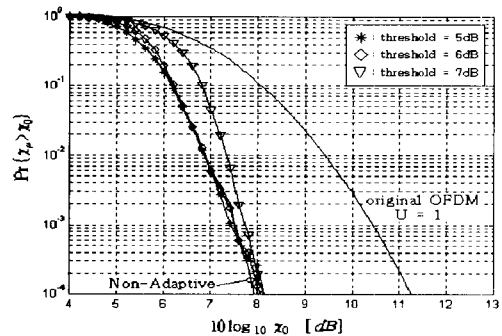


그림 7. CCDF 성능($N=32, U=4$)
Fig. 7. CCDF performance($N=32, U=4$).

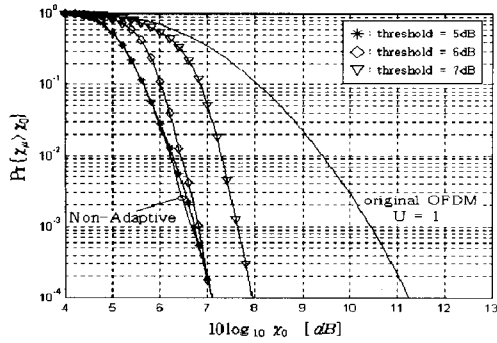


그림 8. CCDF 성능(N=32, U=8)
Fig. 8. CCDF performance(N=32, U=8).

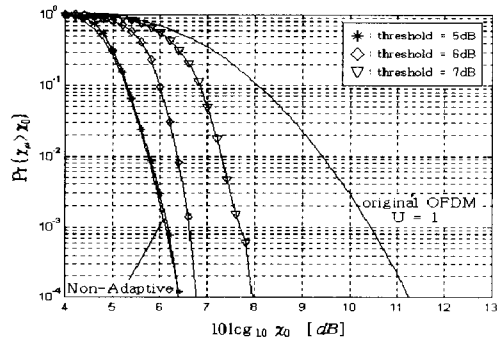


그림 9. CCDF 성능(N=32, U=16)
Fig. 9. CCDF performance(N=32, U=16).

표 3. 계산량 비교
Table 3. Comparison of computation.

Threshold \ U	4	8	16
5 dB	82.6 %	70.0 %	49.2 %
6 dB	52.4 %	28.4 %	15.8 %
7 dB	32.5 %	16.2 %	8.5 %

러므로 기존의 SLM 기법의 연산량을 100%로 보고 적응 SLM 기법의 계산량을 상대적으로 비교한다.

그림 7을 보면, U=4인 경우 임계치를 5 dB와 6 dB로 설정하였을 때 0.1% 이하 CCDF 성능이 동일하다. 그러므로 이러한 경우 표 3의 계산량을 고려하여 6 dB를 임계치로 설정하는 것이 효율적이다. U=8인 경우도 그림 8처럼 0.1% 이하 CCDF가 동일하므로 위와 같이 6 dB를 임계치로 설정하는 것이 효율적이다. 한편 U=16인 경우 그림 9를 보면 임계치를 5 dB로 설정했을 때 기존의 SLM 기법과

동일한 성능을 얻을 수 있다. 또한 임계치를 큰 값으로 설정할수록 임계치보다 낮은 PAPR이 발생할 확률이 크므로 연산량이 감소하게 되지만 CCDF 성능은 기존의 SLM 기법에 비해 안좋아진다. 기존의 SLM 기법의 계산량을 100%로 보았을 때 적응 SLM 기법의 경우 U=4일 때 약 52%, U=8일 때 약 28%, U=16일 때 약 49%의 계산량으로 동일한 성능을 얻을 수 있으며 이것은 U=4일 때 48%, U=8일 때 72%, U=16일 때 51%의 계산량 감소를 의미한다.

V. 결 론

본 논문에서는 SLM 기법에 부가정보를 삽입하는 방법과 계산량을 줄이는 적응 SLM 기법을 새롭게 제시한다. 그리고, 세가지 위상 sequences를 위상 회전인자로 적용하였을 때의 성능차이를 비교하였다. 제안된 부가정보를 삽입하는 방식의 BER 성능은, 10^{-4} 의 BER에서 약 0.5 dB 정도의 성능 차이로 이론적인 BPSK의 BER에 접근하나, 부가정보 없는 SLM 방식의 경우는 BER 성능이 매우 나쁘다. 그리고 phase sequences 중에서는 Shapiro-Rudin phase sequence가 가장 좋은 PAPR 저감 성능을 보임을 확인하였다. 부반송파 수 N=32일 때 U=4, U=8인 경우 임계치를 5 dB와 6 dB로 설정하였을 때 0.1% 이하 CCDF 성능이 동일하므로 계산량이 적은 6 dB를 임계치로 설정하는 것이 바람직하다. 한편, U=16인 경우는 임계치를 5 dB로 설정했을 때 기존의 SLM 기법과 동일한 성능이다. 결과적으로 U=4일 때 약 52%, U=8일 때 약 28%, U=16일 때 약 49%의 계산량으로 동일한 성능을 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] M. Alard, R. Lassalle, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers", *EBU Technical Review*, pp. 168-190, 1987.
[2] M. Aldinger, "Multicarrier COFDM Scheme in High Bit Rate Radio Local Area Networks", *Proc. of PIMRC '94*, pp. 969-973, 1994.

- [3] M. Friese, "Multicarrier Modulation with Low Peak-To-Average Power Ratio", *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 8, pp. 713-714, April 1996.
- [4] A. Jones, T. Wilkinson and S. Barton, "Block Coding Scheme for Reduction of Peak To Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Scheme", *IEE Electronics Letters*, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, December 1994.
- [5] D. Wulich, "Reduction of Peak To Mean Ratio of Multicarrier Modulation using Cyclic Coding", *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 5, pp. 432-433, February 1996.
- [6] X. Li, L. J. Cimini, Jr., "Effects of Clipping and Filtering on The Performance of OFDM", *IEEE Commun. Letts.*, vol. 2, pp. 131-133, May 1998.
- [7] A. D. S. Jayalath, C. Tellambura, "The Use of Interleaving to Reduce The Peak-To-Average Power Ratio of an OFDM Signal", *IEEE GLOBECOM '00*, vol. 1, pp. 82-86, 2000.
- [8] S. H. Muller, J. B. Huber, "A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM", *Proc. of PIMRC '97*, pp. 1090-1094, 1997.
- [9] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the Peak-To-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selective Mapping", *IEE Elec. Letts.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

정 락 규



1993년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
1997년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
2003년 3월: 충북대학교 전자공학과 박사과정
현재: (주)과워콤 중부지역본부 네트워크2팀장

[주 관심분야] OFDM, 무선LAN, CATV

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리