

OFDM 시스템에서 SPW(Sub-Block Phase Weighting) 기법을 이용한 개선된 PAPR 저감 기법

An Improved PAPR Reduction Using Sub-block Phase Weighting (SPW) Method in OFDM Communication System

김선애 · 강영철 · 서재원 · 유흥균

Sun-Ae Kim · Yeong-Cheol Kang · Jae-Won Suh · Heung-Gyoon Ryu

요 약

본 논문에서는 PAPR 저감 기법인 SPW(Sub-block Phase Weighting) 기법에서 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 저감되도록 조절된 부가 정보를 처리하는 방법을 제안한다. SPW 기법은 입력 데이터를 여러 개의 서브 블록으로 나누고 위상 회전 벡터를 곱해주는 것으로 피크 전력을 줄여준다. SPW 기법은 부반송파 수와 변조 방식, 서브 블록의 수가 PTS 기법과 같을 때 서로 유사한 점을 지니고 있지만, 오직 한 개의 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 사용한다는 점에서 기존의 PTS(Partial Transmit Sequence)나 SLM(Selected Mapping) 기법과는 다르다. SPW 기법은 비록 PAPR을 효율적으로 줄일 수 있지만 계산 복잡도 문제는 여전히 존재한다. 본 논문에서는 위상 조절을 위한 방법으로서 flipping 알고리즘과 full iteration 알고리즘을 사용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안 방식의 특성을 분석하고 성능을 검토하였다.

Abstract

In this paper, we propose an improved side information processing scheme which is important in the sub-block phase weighting(SPW) method for the peak-to-average power ratio(PAPR) reduction. SPW method is to divide the input OFDM subchannels into several subblocks and to multiply phase weighting with each subblocks, properly for the reduction of the peak power. SPW method is similar to the conventional PTS method when the number of sub-carriers, signal modulation format and the number of subblocks are the same. However, unlike the conventional PTS(Partial Transmit Sequence) and SLM(Selected Mapping) method using many stages of IFFT(Inverse Fast Fourier Transform), SPW method only needs one IFFT. Although PAPR can be reduced by SPW method, complex computation burden still remains. In this paper the flipping algorithm and the full iteration algorithm are used for the phase control method. Through the computer simulation, we analyze and discuss the properties and the performance of the suggested method.

Key words : OFDM, PAPR, HPA, SPW

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 주파수 선택적 페이딩에 강하고 높은 대역 효율을 가지므로 고속 데이터 전송에 적합한 시스템

이다^{[1],[2]}. 이러한 장점들로 인하여 OFDM 시스템은 DVB(Digital Video Broadcasting), DAB(Digital Audio Broadcasting), ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line) 그리고 무선 LAN(Local Area Network) 표준인 IEEE 802.11a 등에 응용되고 있다.

충북대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20050906-101

· 수정완료일자 : 2005년 11월 3일

그러나 OFDM 시스템은 높은 PAPR을 갖는 단점이 있다. 그러므로 HPA(High Power Amplifier)의 파워 효율을 향상시키고 비선형 왜곡을 감소시키기 위해 비선형 증폭기에 대한 대책이 필요하다. 왜곡없이 높은 PAPR 신호를 송신하기 위해선 동작 범위가 넓은 선형성이 높은 비싼 증폭기를 사용해야 한다. 증폭기의 비선형성이 HPA 효율에 미치는 영향에 대해 연구가 이뤄지고 있다^{[3],[4]}. 결과적으로 HPA의 비선형성에 대해 낮은 PAPR 신호를 설계하는 방법이 사용되어야 한다. 이러한 문제에 대해 기존에 진행된 연구로는 clipping, pre-coding, SLM, PTS 등의 기법이 있다^{[5]~[10]}. Clipping 기법은 일정 한계치보다 큰 신호를 잘라내는 방법이다^{[5]~[7]}. 이 기법은 PAPR을 쉽게 줄일 수 있지만 신호의 잘림으로 인해 BER 성능 열화를 초래한다. Pre-coding 기법은 또 다른 중요한 기법으로 정보 데이터는 PAPR을 줄이기 위해 pre-coding 블록에서 코딩된다. 그러나 추가 비트나 대역폭의 사용으로 코딩율이 높아져 이로 인해 사용자의 수가 제한된다. SLM과 PTS 기법^{[9],[10]}은 높은 peak를 줄이는 위상 조절 기법이다. SLM에서는 같은 정보 데이터를 포함한 몇 개의 신호에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 신호가 선택된다. PTS에서는 가장 낮은 PAPR을 갖는 서브 블록의 결합으로 신호를 만든다. 이 두 기법은 매우 효율적인 기법으로 어떤 신호 감쇠없이 PAPR을 줄이는데 효과적이다. 그러나 최적의 신호를 만드는 과정에서 계산이나 시스템 복잡도가 현저히 높아지는 단점이 있다.

본 논문에서는 비선형 왜곡의 감소와 전력 효율을 향상시키기 위해 SPW(Sub-block Phase Weighting) 기법^[11]을 고려하고, 특히 SPW 기법에서 PAPR이 저감되도록 조절한 부가 정보를 처리하는 방법을 제안한다. SPW 기법은 부반송파 수와 변조 방식, 서브 블록의 수가 PTS 기법과 같을 때 서로 유사한 점을 지니고 있지만, 오직 한 개의 IFFT를 사용한다는 점에서 기존의 PTS나 SLM 기법과는 다르다. 본 논문에서는 위상 조절을 위한 방법으로서 flipping 알고리즘과 full iteration 알고리즘을 사용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안 방식의 특성을 분석하고 성능을 검토하였다.

II. 시스템 모델과 PAPR

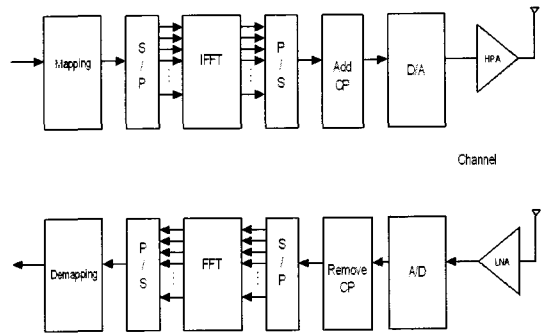


그림 1. OFDM 송수신기

Fig. 1. Basic model of OFDM communication system.

그림 1은 OFDM 송수신기이다. 병렬로 변환된 데이터는 서로 직교하는 반송파에 실려 동시에 전송된다. OFDM의 송신신호는 식 (1)과 같다.

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

{ $X_0, X_1, \dots, X_n, n=0, 1, \dots, N-1$ }는 n^{th} 번째 부반송파에 실린 신호이고, N 개의 부반송파는 서로 직교한다. $f_n = n\Delta f$ 이고 $\Delta f = 1/NT$ 이다. 여기서 Δf 는 서브 캐리어간의 주파수 간격이고, T 는 심볼 구간이다.

PAPR은 다음과 같이 정의된다.

$$PAPR(x) = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}. \quad (2)$$

$E(\cdot)$ 는 기대값을 나타낸다. 독립적으로 변조된 신호들이 동위상으로 더해질 때 높은 PAPR을 발생하게 된다. 이러한 신호가 비선형 HPA를 통과할 때 신호 왜곡이 발생하게 된다. 그래서 신호 자체가 낮은 PAPR을 갖도록 하는 연구가 필요하다.

PAPR에 대한 이론값은 참고문헌 [12]에서 알 수 있다. N 개의 반송파를 가지는 OFDM 심볼은 식 (1)로 정의되어 있다. 중심 극한 정리로부터 N 이 매우 클 때, $x(t)$ 는 가우시안 분포를 가진다. 그리고 OFDM 신호의 크기는 레일리 분포를 가진다. PAPR이 문턱값을 넘을 확률은 다음과 같다.

$$\Pr(PAPR \geq PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N. \quad (3)$$

이 확률은 PAPR의 CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)이다. 그리고 참고문헌 [12]에서와 같이 다음의 식을 주로 이용한다.

$$\Pr(PAPR(x) \geq PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{\alpha N}. \quad (4)$$

여기서 α 는 대개 2.8로 정한다.

III. SPW 기법

그림 2는 SPW 기법의 기본 구성도를 보인다. SPW 기법은 입력 데이터를 M 개의 서브 블록으로 나누고 각 서브 블록에 회전 벡터를 곱해 PAPR을 줄인다. 이 기법은 서브 블록의 수와 회전 벡터 수를 증가함에 따라 더욱 좋은 PAPR 저감 효과를 가진다. 회전 벡터를 곱해준 후에는 IFFT 변조를 거친다. SPW 기법에서는 오직 한 개의 IFFT를 사용한다. 그러나 보다 좋은 PAPR 저감을 효과를 얻기 위해서는 보다 많은 반복을 하기 때문에 처리 시간이 길어진다.

부반송파 수가 N 개인 입력 데이터는 $X = \{X_n, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 이다. 또한, $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 는 벡터로 표현한 입력 데이터이다. 데이터는 M 개의 서브 블록으로 나뉘어지고, $X^{(m)}$ 는 m 번째 서브 블록 $\{X^{(m)}, m=1, 2, \dots, M\}$ 의 데이터이다. 한 개의 서브 블록에 들어있는 부반송파 수는 $k = \frac{N}{M}$ 이다. M 개의 서브 블록에 있는 데이터는 $X = [X^{(1)} X^{(2)} \dots X^{(M)}]$ 이다.

$$X^{(m)} = \left\{ -X_{(m-1) \cdot \frac{N}{M}}, X_{(m-1) \cdot \frac{N}{M} + 1}, \dots, X_{(m-1) \cdot \frac{N}{M} + \frac{N}{M} - 2}, X_{(m-1) \cdot \frac{N}{M} + \frac{N}{M} - 1} \right\}. \quad (5)$$

서브 블록을 나누는 데는 adjacent 방식, interleaved 방식 그리고 pseudo-random 방식 등 3가지 방식

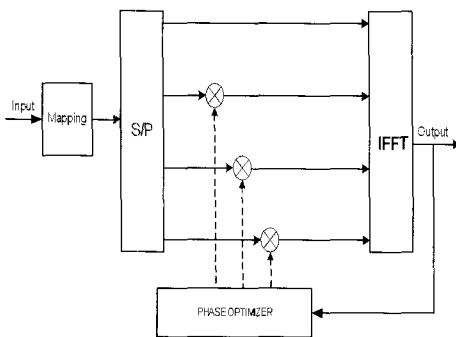


그림 2. SPW 기법의 블록도
Fig. 2. Basic block diagram of SPW method.

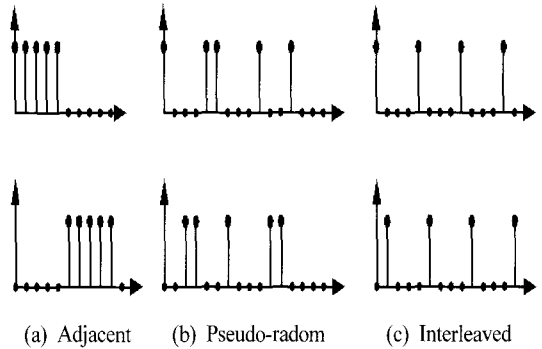


그림 3. 서브 블록 분할 방식
Fig. 3. Subblock partitioning method.

이 있다. 그림 3은 x-축을 서브 채널로 그린 기본적인 구성 형태이다.

각각의 서브 블록은 회전 벡터에 곱해지고 peak 값을 최적화하여 PAPR을 최소로 만든다. M 개의 블록인 경우 회전 벡터의 조합은 다음과 같다.

$$b = [b^{(1)} b^{(2)} \dots b^{(M)}]. \quad (6)$$

여기서 회전 벡터의 크기와 위상은 아래의 조합에서 선택할 수 있다.

$$|b| = 1, b = e^{j(0, \pi)} = \{+1, -1\} \text{ or}$$

$$|b| = 1, b = e^{j(0, \pi, \pm\pi/2)} = \{+1, -1, +j, -j\}$$

데이터는 회전 벡터와 곱해진 후 OFDM 변조하기 위해 IFFT 단계를 거친다.

$$\bar{X} = \sum_{m=1}^M X^{(m)} \cdot b^{(m)} = \sum_{m=1}^M \bar{X}^{(m)}. \quad (7)$$

비록 SPW 기법은 서브 블록 분할과 하나의 IFFT로 쉽게 나타내지만, 회전 벡터를 송신하는 것은 어려운 문제이다. 이 회전 벡터는 부가 정보로서 수신단에 송신되는데 수신단에서 이 복원된 부가 정보는 신호를 복조하는데 매우 중요한 역할을 한다. Feed-back 방식과 feed-forward 방식인 두 가지 부가 정보 삽입 방식이 있다^[11].

그림 4와 5에서 SPW 기법의 구조는 간단하다. 각각의 서브 블록은 하나의 부반송파를 갖고, 이 하나의 부반송파는 회전 벡터를 전송하기 위해 사용된다. Feed back 방식에서 회전 벡터는 최적화되는 동안 자기 자신과 곱해진다. 이때 회전 벡터를 곱한

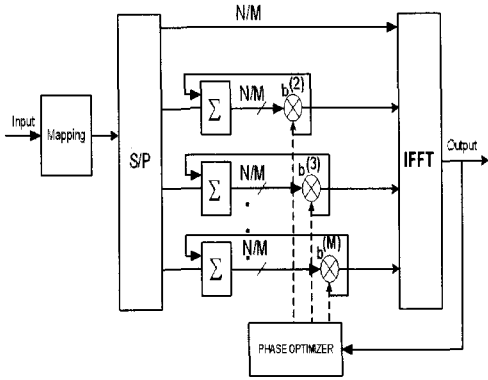


그림 4. Feed-back 방식 SPW 기법
Fig. 4. SPW method of feed-back type.

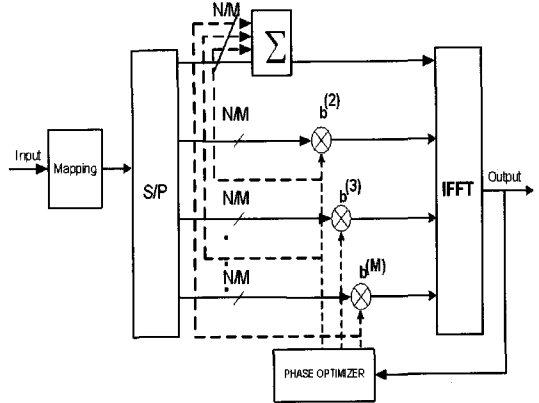


그림 6. 새로 제안된 SPW 기법
Fig. 6. New proposed SPW method.

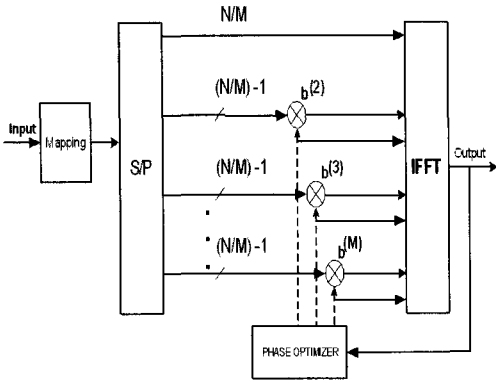


그림 5. Feed-forward 방식의 SPW 기법
Fig. 5. SPW method of feed-forward type.

IFFT 전단의 데이터가 1이라고 하면 수신단에서 FFT 처리 후 이 데이터를 복원시킬 때 부가 정보가 “1”인지 “-1”인지 구분하기는 어렵다($1 \times 1 = 1$ 이고, $-1 \times (-1) = 1$ 이기 때문에). 그러므로 이 방식은 구현이 불가능하다.

두 번째 방식인 feed forward 방식은 모든 정보가 수신단에서 쉽게 복조되기 때문에 feed back 방식보다 적당한 방식이다. 그러나 CCDF 성능은 부가 정보를 삽입하지 않는 기존의 SPW 기법에 비하여 성능 저하가 있다.

여기서 우리는 부가 정보를 삽입하는 새로운 SPW 기법을 제안한다. 이 기법은 PAPR 저감 측면에서 부가 정보를 삽입하지 않는 기존의 SPW 기법과 같은 PAPR 저감 효과를 가진다. 또한 부가 정보를 쉽게 삽입할 수 있고 수신단에서 정확하게 복조되도

록 한다. 첫 번째 서브 블록에서 우리는 몇 개의 부반송파를 부가 정보 전송으로 사용한다. 최적화 과정이 시작되면 회전 벡터가 곱해진 각각의 서브 블록은 동시에 첫 번째 서브 블록에 삽입된다. 그 다음 회전 벡터가 곱해진 데이터가 IFFT 단을 통과하고 PAPR이 가장 낮은 값이 선택된다. 이 방법은 부가 정보가 삽입된 feed-forward 방식과 비슷한 것 같지만 부가 정보가 삽입되지 않은 기존의 SPW 기법과 동일하다.

N 이 부반송파 수이고 M 이 서브 블록의 수일 때 한 개의 서브 블록에 들어 있는 부반송파의 수는 $k = \frac{N}{M}$ 개가 된다. 부가 정보가 삽입된 feed-forward 기법에서 $(k-1) \cdot (M-1)$ 개의 부반송파가 최적화 연산에 참여한다. 첫 번째 블록의 k 개의 부반송파는 최적화 과정에서 항상 “1”과 곱해진다. 그러므로 $(M-1)$ 개의 부반송파는 부가 정보 전송을 위하여 사용된다. 제안된 기법에는 $k \cdot (M-1)$ 개의 부반송파가 최적화 연산에 쓰인다. $k-(M-1)$ 개의 부반송파는 항상 “1”과 곱해진다. 그러나 회전 벡터의 수는 부가 정보 전송을 위하여 첫 번째 서브 블록에 있는 부반송파 수와 같아야 하는 문제가 있다. 이것은 부가 정보의 전송을 QPSK, 16QAM 등의 변조 방식을 사용함으로써 해결할 수 있다. 또 다른 단점은 부가 정보 삽입으로 인한 대역 효율이 손실되는 것이다. 결과적으로 제안된 기법은 PAPR 저감 측면에서 기존의 SPW 기법과 동일한 저감 효과를 갖는다. 위상을 최적화하는 데는 2가지 방법이 있다. Iteration과 flipp-

ing 알고리즘이다.

3-1 Full Iteration 알고리즘

회전 벡터 $b^{(m)}$ 가 $\in\{+1, -1\}$ 의 값을 가진다고 가정하면, M 이 서브 블록 수일 때 2^{M-1} 개의 가능한 조합이 있게 된다. 또 반복 수를 최대 I_{max} 라 하자. 먼저 원래 신호의 $PAPR_0$ 를 계산한다. 다음 모든 $b^{(m)}$ 을 "1"로 정하고 PAPR을 계산하여 $PAPR_0$ 과 비교한다. 만약 PAPR이 $PAPR_0$ 보다 작다면, PAPR로 $PAPR_0$ 을 대체한다. 그렇지 않으면 $b^{(m)}$ 를 랜덤하게 생성해서 서브 블록의 데이터에 곱해주고 새로운 PAPR을 계산한다. 이 과정은 카운터 수가 I_{max} 가 될 때까지 반복한다. I_{max} 가 커짐에 따라 계산 복잡도는 증가한다. 최적의 결과는 가능한 모든 조합 2^{M-1} 을 시도하는 것으로 얻을 수 있다.

3-2 Flipping 알고리즘

Flipping 알고리즘은 SPW 기법의 계산 복잡도를 줄이기 위하여 사용된다. 먼저 모든 $b^{(m)}$ 로 정하고 $PAPR_0$ 를 계산한다. 다음 첫 번째 회전 벡터 $b^{(2)} = -1$ 로 정하고 다시 PAPR을 계산한다. 계산된 PAPR이 이전에 계산했던 $PAPR_0$ 보다 작으면 $b^{(2)}$ 를 그대로 보존하고 그렇지 않으면 원래의 값($b^{(2)}=1$)으로 정한다. 이 과정은 모든 회전 벡터의 flipping이 완성될 때까지 반복된다.

3-3 복잡도 비교

첫 번째 서브 블록에서 첫 번째 회전 벡터는 항상 "1"로 정한다. Full iteration 알고리즘에서는 2^{M-1} 개의 가능한 회전 벡터의 조합이 존재한다. M 이 커짐에 따라 계산 복잡도는 매우 크게 된다. 계산 복잡도를 줄이기 위하여 반복의 한계치 $I_{max} < 2^{M-1}$ 를 정한다. Flipping 알고리즘에서는 두 번째 서브 블록부터 각 서브 블록의 회전 벡터는 오직 2개의 가능한 값만을 갖게 된다. 그러므로 모두 $2(M-1)$ 개의 회전 벡터 조합이 존재한다. 결론적으로 flipping 알고리즘은 full iteration 알고리즘에 비하여 계산 복잡도가 줄어든다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

- 시뮬레이션에서 사용된 파라미터는 아래와 같다.
- 부반송파 수: $N=32, 64$
- Over-sampling: 4
- 서브 블록 수: $M=2, 4, 8$
- 변조방식: QPSK
- 사용된 알고리즘: full iteration, flipping
- 부가 정보: BPSK

4-1 SPW와 PTS 기법의 비교

PAPR 저감 효율을 검토하기 위하여 동일한 조건 하에서 SPW와 PTS 기법의 CCDF 곡선을 살펴보기로 하자. SPW 기법은 오직 한 개의 IFFT를 사용하지만 PTS 기법과 거의 같은 PAPR 저감 효과를 가진다는 것을 그림 7을 통하여 확인할 수 있다. 시뮬레이션에서는 32개의 부반송파, QPSK 변조 그리고 부반송파가 2, 4, 8일 때의 full iteration 알고리즘을 사용하였다.

4-2 제안된 SPW 기법

제안된 SPW 기법은 flipping 알고리즘과 full iteration 알고리즘을 사용한 2가지 경우에 대해 시뮬레이션 하였다. 그림 8과 9에서는 flipping 알고리즘을 사용한 것이다. 이 그림에서 CCDF는 그림 10과 11의 full iteration 알고리즘을 사용한 것보다 좋지 않은 성능을 보인다. 그러나 flipping 알고리즘의 복잡도는

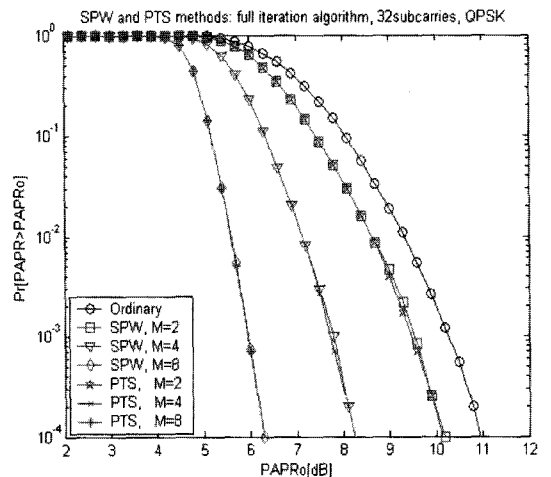


그림 7. SPW와 PTS 기법의 CCDF 곡선
Fig. 7. CCDF curves of the SPW and PTS.

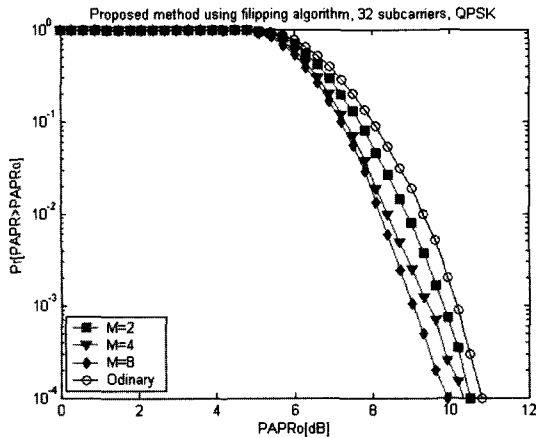


그림 8. Flipping 방식과 32개 부반송파의 CCDF
Fig. 8. CCDF curves of flipping algorithm and 32 subcarriers.

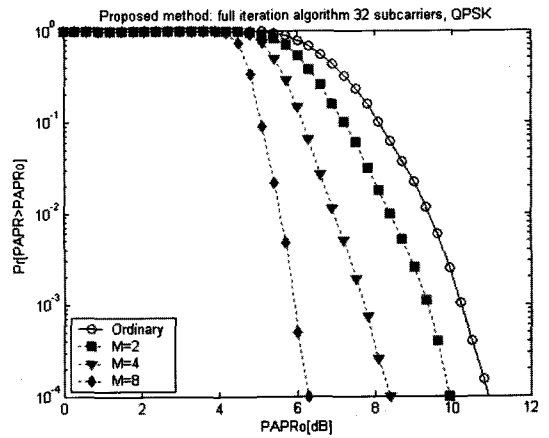


그림 10. Full iteration과 32개 부반송파의 CCDF
Fig. 10. CCDF curves of full iteration and 32 subcarriers.

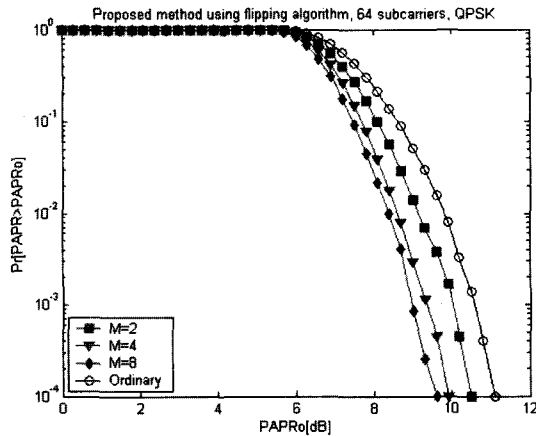


그림 9. Flipping 방식과 64개 부반송파의 CCDF
Fig. 9. CCDF curves of flipping algorithm and 64 subcarriers.

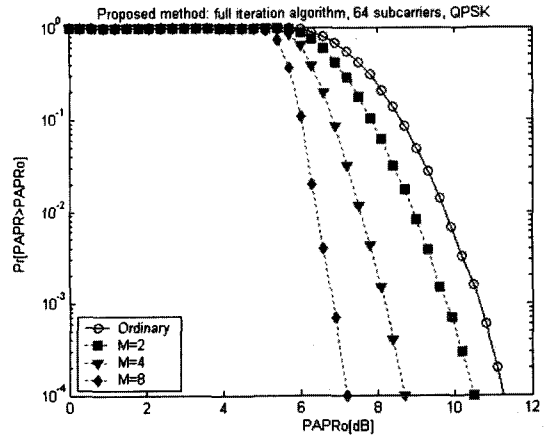


그림 11. Full iteration과 64개 부반송파의 CCDF
Fig. 11. CCDF curves of full iteration and 64 subcarriers.

full iteration 알고리즘을 사용한 것보다 더 적다.

그림 12는 제안된 SPW와 기존의 feed forward 방식 SPW 기법의 시뮬레이션 결과이다. 그림으로부터 두 기법은 비슷한 PAPR 저감 효과를 가짐을 알 수 있다. 그러나 제안된 기법이 약간의 성능 향상을 보일 수 있다. 정보는 QPSK이지만 위상 회전 부가 정보는 BPSK이므로 부분적으로 PAPR 저감 성능이 좋아지는 특성이 나타나게 된다.

V. 결 론

본 논문에서는 비선형 왜곡의 감소와 전력 효율

을 향상시키기 위해 SPW 기법을 고려하고, 특히 SPW 기법에서 PAPR이 저감되도록 조절된 부가 정보를 처리하는 방법을 연구하였다. SPW 기법은 직렬 변환된 입력 데이터를 여러 개의 서브 블록으로 나누고 각 서브 블록에 위상 회전 벡터를 곱해주는 것으로 PAPR을 저감시킨다. SPW 기법은 부반송파, 변조 형식과 서브 블록의 수가 같다면 기존의 PTS 기법과 유사하다. 그러나 기존의 PTS나 SLM 기법이 많은 IFFT를 사용하는데 반해 SPW 기법은 오직 한 개의 IFFT만을 사용한다. 비록 SPW 기법으로 PAPR은 효율적으로 줄일 수 있는 효과적인 방법으

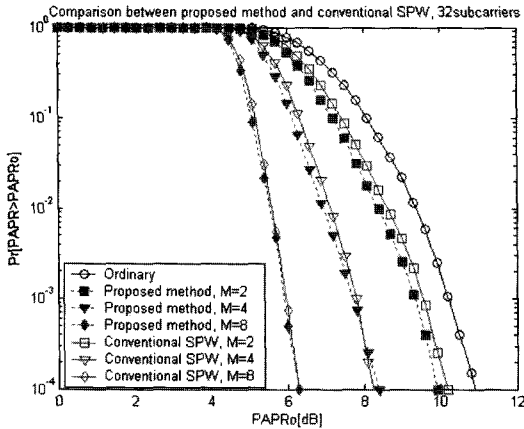


그림 12. 제안된 기법과 기존의 SPW 기법 비교
 Fig. 12. Comparison between proposed and conventional SPW.

로 생각된다. 본 논문에서는 위상 조절을 위한 방법으로 flipping 알고리즘과 full iteration 알고리즘을 사용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안 방식의 특성을 분석하고 성능을 검토하였다. 추후 SPW 기법의 계산 복잡도를 효과적으로 줄이는 방법을 연구하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] R. Prasad, S. Hara, "An overview of multicarrier CDMA", *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
 [2] K. Fazel, G. P. Fettweis, *Multi-carrier Spread-Spectrum*, Kluwer Academic Publishers, 1997.
 [3] E. Costa, M. Midirio, and S. Pupolin, "Impact of amplifier nonlinearities on OFDM transmission system performance", *IEEE Communication Letters*, vol. 3, pp. 37-39, Feb. 1999.
 [4] P. Banelli, G. Baruffa, and S. Cacopardi, "Effects of HPA non linearity on frequency multiplexed OFDM signals", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol.

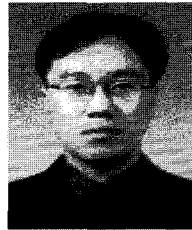
47, pp. 123-136, Jun. 2001.
 [5] H. Ochiai, H. Imai, "Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM system", *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol. 18, pp. 2270-2277, Nov. 2000.
 [6] H. Ochiai, H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signal", *IEEE Transactions on Communication*, vol. 50, pp. 89-101, Jan. 2002.
 [7] X. Li, L. J. Cimini Jr, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", *IEEE Communications Letters*, vol. 3, pp. 131-133, May 1998.
 [8] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes", *IEE Electronics Letters*, vol. 30, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
 [9] S. H. Muller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *IEE Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
 [10] R. W. Bauml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multi-carrier modulation by selected mapping", *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
 [11] H. G. Ryu, K. J. Yoon, "New PAPR Reduction Scheme: SPW(Sub-block Phase Weighting)", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 48, pp. 81-89, Feb. 2002.
 [12] R. Van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston: Artech House, 2000.

김 선 애



2005년 8월: 충북대학교 전기전자
컴퓨터공학부 (공학사)
2005년 9월~현재: 충북대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, OFDM
통신시스템, 전력선통신 등

서 재 원



1995년 2월: 충북대학교 전자공학
과 (공학사)
1997년 2월: 광주과학기술원 정보
통신공학과 (공학석사)
2003년 2월: 광주과학기술원 정보
통신공학과 (공학박사)
2003년 4월~2004년 8월: LG전자
기술원 MM연 선임연구원
2004년 9월~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 전
임강사
[주 관심분야] 디지털 영상처리, 동영상 표준화, 신호처리

강 영 철



1996년 2월: 세명대학교 전자공학
과 (공학사)
2003년 8월: 세종대학교 정보통신
학과 (공학석사)
2005년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 박사과정
1986년 8월~1996년 7월: 한국전력

공사
1996년 7월~현재: SK텔레콤
[주 관심분야] 이동통신시스템, Packet Based Network,
OFDM

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 교수
1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수
상
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학
교 컴퓨터정보통신연구소 소장
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템,
통신 회로 설계