

OFDM 통신방식에서 PAPR 감소를 위한 SDM 방식

A SDM Method for the PAPR Reduction in the OFDM Communication System

유 호 진 · 유 흥 균

Ho-Jin Ryu · Heung-Gyoon Ryu

요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신 시스템에서 발생하는 중요한 문제점인 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 저감하기 위하여 새로운 SDM(Subband Division Method) 방식을 제안한다. 제안 방식은 데이터 서브 블록을 몇 개의 서브블록으로 나누어 PAPR이 낮게 되는 서브블록까지 전송하고, 나머지 서브 블록은 다음번에 전송하는 방식이다. 적용 알고리즘에 따라 SDM 1과 SDM 2를 제안하였고 각각 성능을 분석 비교하였다. 제안 방식은 기존의 PAPR 저감 기법중 가장 좋은 PTS 방식과 비교하였을 경우, 비슷한 PAPR 저감성능을 보이면서도, 상당한 계산량 감소를 보인다.

Abstract

In this paper, we propose a new subblock division method(SDM) for PAPR reduction in the OFDM communication system. The SDM divides the OFDM symbol into the several subblocks. If the PAPR is high, the some of the data subblocks are replaced by the dummy zero padding blocks. We propose SDM 1 and SDM 2 according to the structure. Even though the transmission efficiency may be partially lowered, th proposed SDM can considerably reduce the computational burden while maintaining similar PAPR reduction performance, compared with the PTS which is known to be the best in the conventional methods.

Key words : OFDM, PAPR and SDM

I. 서 론

OFDM 통신 시스템은 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대하여 강하고, ISI 및 ICI를 피할 수 있다. 그러나 많은 부반송파들로 인하여 최대전력 대 평균전력의 비, 즉 PAPR이 높아서, RF 증폭기의 효율이 감소하고, 시스템 성능이 저하한다^[1]. 따라서 블록코딩^[2], 클리핑, 위상회전 방식 등 PAPR저감방식이 제안되었다^[3]. Golay 상보시퀀스를 사용한 블록코딩 방식은 PAPR을 3 dB 이내로 줄일 수 있

으며, 에러정정능력도 갖고 있으나 부반송파의 수가 증가할수록 코드율이 낮아지고 코드표의 크기가 증가하므로 부반송파의 수가 증가할수록 사용하기가 어렵다. 클리핑 방식은 간단하면서도 효과적이지만 스펙트럼을 왜곡시켜 에러율이 증가하는 단점이 있다. 위상회전 방식은 SLM 방식과 PTS 방식 등이 있으며, 부반송파의 수나 변조방식에 상관없이 적용 가능하며, 성능이 우수하다. 이중 PTS 방식의 성능이 가장 우수하나, 만족할 만한 성능을 나타내기 위해서는 많은 계산량이 요구되어 실시간 통신에 적

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

· 논문 번호 : 20021007-126

· 수정완료일자 : 2002년 12월 11일

용하기에는 어려움이 따르게 된다. 따라서 PTS 방식에 근접하는 성능을 유지하면서 계산량을 줄일 수 있는 새로운 기법이 요구되었다.

본 연구에서는 OFDM 시스템에서 PAPR 저감효과를 높이기 위하여 SDM(Subband Division Method)을 새롭게 제안한다. SDM 기법은 PAPR이 큰 경우는 기본적으로 OFDM 심볼의 위상이 동위상이 겹쳐지는 경우이므로, 상관이 큰 데이터 시퀀스를 여러 데이터 블록으로 분할하여, 몇번에 나누어 전송하는 기법으로 이 논문에서는 2가지 방법을 제시하였다. 컴퓨터 모의실험 결과, SDM 방식은 기존의 PAPR 저감효과를 가장 잘 보여주는 PTS 방식과 비교하여 비슷한 성능을 보이지만, 계산량은 상당히 적다.

II. OFDM 통신 시스템

OFDM 신호는 PSK나 QAM에 의해 변조된 부반송파의 합으로 구성되며, 다음과 같다.

$$s(t) = \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (1)$$

N 개의 신호가 동일한 위상으로 더해지면 최대 전력(peak power)은 평균전력(average power)의 N 배가 된다. 이 PAPR는 수식 (2)처럼 정의된다.

$$PAPR \equiv 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} \quad [dB] \quad (2)$$

OFDM 신호의 크기는 레일리 분포를 가지며, 전력 분포는 평균이 0인 중심 chi-square 분포가 되므로, 전력의 확률분포 함수는 식 (3)이다.

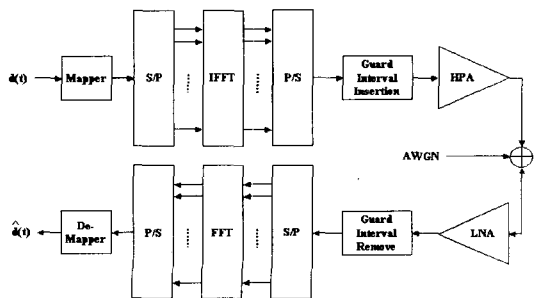


그림 1. OFDM 구성도
Fig. 1. OFDM block diagram.

OFDM 통신방식에서 PAPR 감소를 위한 SDM 방식

$$F(z) = 1 - e^{-z} \quad (3)$$

식 (3)은 PAPR이 특정값을 이내에 존재할 확률을 나타낸다. 샘플이 상호 무상관하다고 한다면, PAPR이 어떤 임계값보다 커질 확률은 다음과 같다.

$$P(PAPR \geq z) = 1 - F(z)^N = 1 - (1 - \exp^{-z})^N \quad (4)$$

과도 샘플링 (oversampling)을 하는 경우에는 αN 개의 부반송파에 대한 분포로 근사화 할 수 있다고 가정하면 PAPR 분포는 다음과 같다^[1].

$$P(PAPR \geq z) = 1 - F(z)^{\alpha N} = 1 - (1 - \exp(-z))^{\alpha N} \quad (5)$$

III. 제안한 부분대역 분할 방식

SDM 기법은 PAPR이 일정한 크기 이상이 되는 OFDM 심볼의 부반송파를 여러 서브블록으로 나누어 몇 개의 부반송파 블록에만 데이터를 전송하고 나머지 부반송파 블록에는 잉여 블록을 만들어서 전송하는 방식이다. 전송하지 않은 데이터는 지연되어 다음 OFDM 심볼을 구성하게 된다.

실제 전송되는 OFDM 심볼을 구성하는 데이터를 데이터 블록이라고 하고, 데이터 블록을 구성하는 서브블록 중 데이터 심볼로 구성된 블록을 데이터 서브 블록, 데이터가 없는 블록을 잉여 서브블록이라고 표현한다. 데이터가 없는 잉여 서브블록은 zero로 구성된 zero padding 블록을 사용하고, 데이터 블록 앞에 삽입함으로써 간단하게 OFDM 심볼을 구성할 수 있다. 이러한 방식을 사용하면 PAPR이 큰 데이터 블록의 경우 전체적으로는 동일한 전력을 사용하지만 시간적으로 여러 번 나누어 보냄으로써 최대전력을 줄일 수 있게 된다. 또한 PTS 혹은 SLM 방식처럼 부가 정보를 전송하지 않아도 데

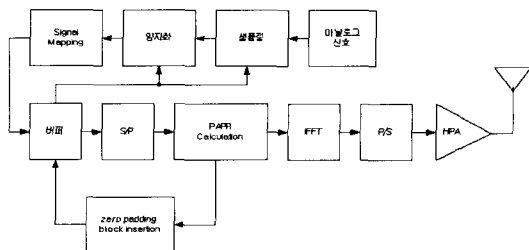


그림 2. SDM 구성도
Fig. 2. SDM block diagram.

이더 서브블록의 위치를 파악할 수 있는 장점을 가진다. 하지만 삽입된 zero padding 블록 개수만큼의 전송 효율이 감소한다. 연속되는 zero padding 블록을 처리하기 위하여는 버퍼를 사용하여야 하며, zero padding 블록으로 인하여 시스템이 overflow 되지 않도록 적절한 버퍼용량을 지정한다. 디지털 소스처럼 입력되는 데이터의 양을 가변할 수 없을 경우에는 처음부터 입력 데이터 전송율을 임계 PAPR 값에 대하여 기대되는 zero padding 블록의 비율만큼 낮추어 전송하고 적절한 버퍼의 용량을 설정한다.

3-1 SDM 방식 1

SDM 방식 1은 임계 PAPR 값을 여러 개 지정하고, PAPR이 각각의 임계 PAPR 값에 해당할 경우에 지정된 개수의 잉여 서브블록을 삽입하는 방식이다. 그림 3은 임계 PAPR 값을 2개로 설정하고, zero padding 블록을 하나 혹은 두개를 삽입하는 SDM 방식 1의 순서도이다. 전체 사용 가능한 부반송파의 수가 N 이고, 부반송파 블록을 n 개로 나누어 사용

할 때, 임계 PAPR 값 $PAPR_{th i}$ 와 각 임계 PAPR 값에 대한 데이터 서브블록의 수를 다음과 같이 미리 정한다. 이 때, 삽입되는 잉여 블록, zero padding 블록의 수는 i 가 된다.

$$\begin{aligned} &PAPR_{th 0} = V_0 \text{ The number of data subblock: } n \\ &PAPR_{th 1} = V_1 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad : n-1 \\ &\quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad : \cdot \\ &\quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad : \cdot \\ &PAPR_{th i} = V_i \text{ The number of data subblock : } \\ &\quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad n-i \end{aligned}$$

그림 3에서 OFDM 심볼의 PAPR이 임계 PAPR 값 $PAPR_{th 0}$ 에 해당되게 되면, 전송되는 서브블록의 수는 n 개가 되며, 이 경우, zero padding 블록은 삽입되지 않는다. PAPR이 $PAPR_{th 1}$ 에 해당되게 되면, 전송되는 서브블록의 수는 $n-1$ 이 되며, 이 경우, 하나의 zero padding 블록이 삽입된다. 임계 PAPR 값이 i 개인 경우 PAPR이 $PAPR_{th i}$ 에 해당되게 된다면, 삽입되는 zero padding 블록의 수는 i 개가 된다. 따라서 전체 n 개의 부반송파 블록은 $n-i$ 개의 데이터 서브블록과 i 개의 zero padding 블록으로 구성되어 전체 데이터 블록을 구성하고, N-IFFT 연산을 거쳐 OFDM 심볼로 변조된다. 또한 삽입되는 zero padding 블록에 해당하는 만큼의 데이터 서브블록은 지연되어 다음 데이터 서브블록들과 같이 전체 데이터 블록을 구성하게 되고 N-IFFT 과정을 거쳐 다음 OFDM 심볼을 구성하게 된다.

SDM 방식을 적용하지 않은 경우 OFDM 심볼을 구성하는 데이터 심볼이 식 (6), (7)과 같다고 가정하자.

$$X1 = [X_{11} X_{12} \dots X_{1N-1}] \quad (6)$$

$$X2 = [X_{21} X_{22} \dots X_{2N-1}] \quad (7)$$

데이터 심볼에 SDM 방식이 적용되고, $X1$ 심볼의 PAPR이 $PAPR_{th 1}$ 보다 큰 값을 나타내어, 하나의 zero padding 블록을 삽입하는 경우를 고려하자. Zero padding 블록이 가장 앞에 삽입된 경우에 실제 전송되는 OFDM 심볼을 구성하는 데이터는 다음과 같다.

$$\tilde{X}1 = [0 \dots 0 X_{11} X_{12} \dots X_{1N-n-1}] \quad (8)$$

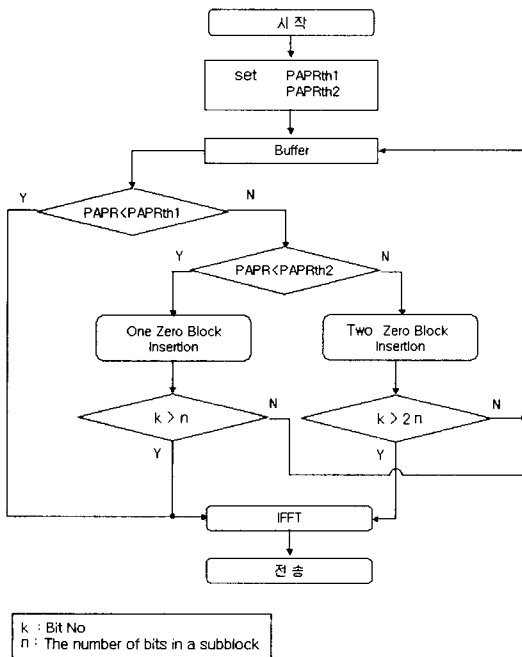


그림 3. SDM 방식 1의 순서도
Fig. 3. Flow chart of SDM 1.

$$\vec{X}_2 = [X_{1N-n} X_{1N-n+1} \dots X_{1N-1} X_{21} X_{22} \dots X_{2N-n-1}] \quad (9)$$

그리고 식 (8) 및 (9)의 데이터가 N-IFFT 과정을 거쳐 실제 전송될 OFDM 파형을 구성하게 된다.

수신단에서는 먼저 수신된 심볼을 FFT 연산을 하여 데이터를 복조하고, 그 복조된 데이터의 전력을 조사하여, 각 부반송파 블록이 zero padding 블록인지 혹은 데이터 서브블록인지의 여부를 결정한다. 이렇게 하여, 각 블록당 모든 데이터 심볼의 전력 여부를 검사하고, zero로 판단되는 데이터 심볼의 수가 일정 값 이상이 되면, 그 블록은 zero padding 블록으로 판단한다. 각 서브블록에서 데이터 심볼의 전력 존재 유무는 절대값 방식을 이용하면 rms 값을 이용하는 것에 비하여 계산량을 줄일 수 있으며, QPSK 변조방식을 사용하였을 경우에는 변조 데이터의 크기의 절반에 해당하는 값으로 zero 심볼을 검출하는 기준이 될 수 있고, 16-QAM 혹은 그 이상의 변조방식을 사용하였을 경우에는 가장 크기가 작은 레벨의 데이터의 크기의 반에 해당하는 값이 zero 심볼을 판단하는 기준이 될 수 있다.

SDM 방식은 zero padding 때문에 해당하는 전체 전송시간 혹은 전송시간에 전송할 수 있는 심볼만큼의 전송 손실이 발생하게 된다. 전송 효율은 식 (10)과 같다.

$$\text{전송효율} = \frac{\text{전체 데이터 블록의 수} - \text{zero padding 블록의 수}}{\text{전체 데이터 블록의 수}} \times 100 \quad (10)$$

3-2 SDM 방식 2

SDM 방식 2는 일정값의 임계 PAPR값 $PAPR_{th}$ 을 지정하고 임계 PAPR 값 이하가 되도록 연속적으로 zero padding 블록을 삽입하는 적응적 방식이다. 즉 임계 PAPR 값 이상의 PAPR을 가진 OFDM 심볼이 들어오면, 하나의 zero padding 블록을 삽입하여 하나의 데이터 서브블록을 지연시키게 된다. 다시 N-IFFT 과정을 거쳐 바뀌어진 OFDM 심볼의 PAPR을 검사하여 PAPR이 $PAPR_{th}$ 이상이 되면, 다시 zero padding 블록을 하나 더 삽입한다. 이 방식에 대한 순서도는 그림 4이다.

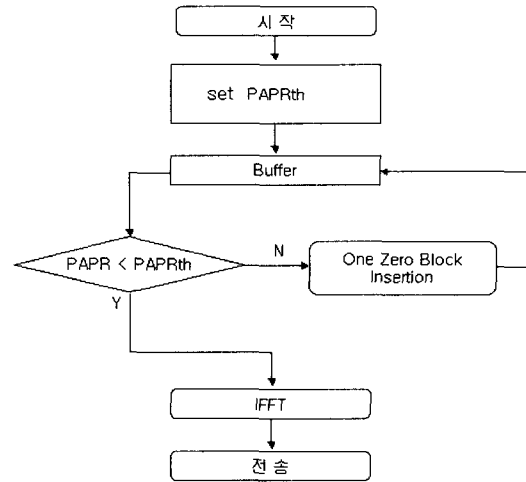


그림 4. SDM 방식 2의 순서도
Fig. 4. Flow chart of SDM 2.

SDM 방식 2를 적용하기 위해서는 먼저 최대 반복회수를 지정하여 과도한 시간지연을 방지하여야 하며, 그 반복 횟수에 적절한 $PAPR_{th}$ 를 지정하는 것이 중요하다. 일정한 횟수에 대하여 $PAPR_{th}$ 을 너무 높게 설정하면, PAPR 저감 효과가 적게 나타나게 되며, 너무 낮게 설정하게 되면, 필요 이상으로 SDM 방식을 여러 번 적용하게 되므로, PAPR 저감 효과에 비해 많은 시간이 소요되게 된다. 따라서 시스템에 필요한 성능을 기준으로 임계 PAPR값 및 SDM 반복 횟수를 지정할 필요가 있다. 수신은 수신 심볼을 서브블록으로 나누어 각 서브블록에 대해 전력 존재 유무를 판별하고, 이에 따라 각 블록이 데이터를 갖고 있는지 여부를 판단하게 된다. 이 방식도 역시 수신 비트 오류 확률은 SDM 방식 1과 동일하며, 일반 QPSK 변조방식과 동일하다. 전송효율은 zero padding 블록이 삽입되는 것만큼 낮아지게 된다.

3-3 결과 및 성능 분석

모든 시뮬레이션은 부반송파의 수를 128로 하고, QPSK 변조방식을 사용하는 고속 데이터 통신을 기준으로 성능을 평가하였다. 그리고 사용되는 OFDM 심볼은 4개의 부반송파 블록으로 나누고 따라서 각 블록은 32개의 데이터 심볼로 구성되도록 하였다. 따라서 삽입되는 zero padding 블록도 역시 32개의 연속적인 zero로 구성된 블록을 이용하였다.

3-3-1 SDM 1

SDM 방식이 적용될 경우 송신단에서 zero padding 블록의 삽입은 OFDM 심볼을 구성하는 데이터 블록의 가장 앞에 삽입하는 것으로 구성하였다. 또한 본 연구에서의 모든 PAPR 계산은 정확도를 높이기 위해 4배의 oversampling을 가정하였다. 수신단에서 데이터 서브 블록과 zero padding을 구별할 때, 서브블록의 심볼을 모두 조사하여 데이터 심볼의 전력이 사용된 변조파의 크기의 반을 기준으로 하여 크기가 변조파의 절대값의 1/2 이상인 경우에는 데이터 심볼로 인식하고, 그렇지 않은 경우에는 zero padding 블록의 심볼로 인식하였다. 이렇게 하여 zero padding 블록 심볼이 관찰된 경우가 서브블록 데이터 개수의 반 이상이 되면, zero padding 블록을 전송한 경우로 결정하였다.

임계 PAPR 값을 두 가지로 정하고, 낮은 임계 PAPR 값을 $PAPR_{th1}$ 이라 하고 높은 임계 PAPR 값을 $PAPR_{th2}$ 라 하였을 경우에, 입력되는 신호의 PAPR이 $PAPR_{th1}$ 과 $PAPR_{th2}$ 값 사이에 존재하는 경우에는 하나의 zero padding 블록을 삽입하고, 입력 신호의 PAPR이 $PAPR_{th2}$ 보다 높은 경우에는 두 개의 zero padding 블록을 삽입하도록 설정하였다.

그림 5에서 SDM 방식 1에 해당하는 PAPR 성능을 나타내었다. $PAPR_{th1}$ 의 값이 INF로 표시된 경우가 기존의 OFDM 변조방식에 해당한다. 시뮬레이션은 $PAPR_{th1}$ 을 7.0 dB에서 9.0 dB까지 변화시켜가며, 성능을 분석하였으며, $PAPR_{th2}$ 값은 $PAPR_{th1}$ 보다 1.2 dB 더 높게 설정하였다. CCDF 곡선이 기존의

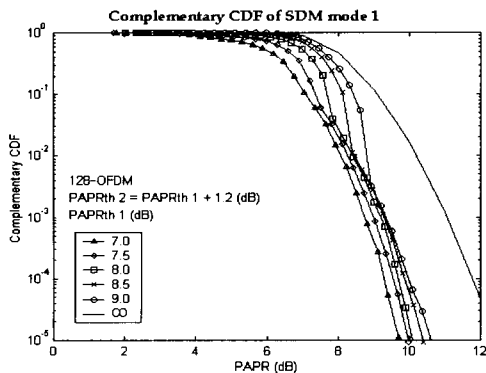


그림 5. SDM 방식 1의 CCDF
Fig. 5. CCDF of SDM 1.

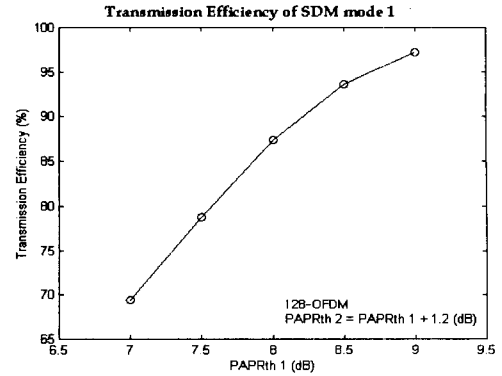


그림 6. SDM 방식 1의 전송효율
Fig. 6. Transmission efficiency of SDM 1.

OFDM CCDF와 비교하여 10^{-3} 에서 약 3 dB 정도 더 좋아지는 것을 알 수 있다. 또한 이렇게 zero padding 블록을 삽입하여 전송하게 되면 전체적으로 전송효율이 감소하게 된다.

$PAPR_{th1}$ 의 값을 낮게 설정하게 되면, 0 블록을 삽입하는 경우의 수가 증가하게 되므로 전송효율은 떨어지게 되며, 반대로 $PAPR_{th1}$ 값을 높게 설정하게 되면 전송 효율이 높아지게 된다. $PAPR_{th1}$ 값을 7.0 dB로 잡은 경우에는 전송효율이 68 % 정도까지 떨어지게 된다. 그러나 실제적인 PAPR 감소효과는 $PAPR_{th1}$ 값을 9.0으로 설정한 경우에 비하여 CCDF가 10^{-3} 부근에서 약 1 dB 정도 낮아지게 된다. 따라서 설정하게 되는 $PAPR_{th1}$ 값을 적절한 값으로 설정해 주어야 시스템 성능을 최적으로 유지할 수 있다. $PAPR_{th1}$ 값을 9.0 dB로 설정한 경우에는 약 97 %의 전송효율을 보이고 있으며, 이는 약 3 %의 추가 잉여비트가 요구되는 경우와 동일하다.

3-3-2 SDM 2

시뮬레이션 반복 횟수를 2번으로 정하였다. 따라서 먼저 전송되는 OFDM 심볼의 PAPR 값이 임계 $PAPR_{th}$ 이상이면 하나의 zero padding 블록을 데이터 서브블록 앞에 삽입하여, 다시 OFDM 심볼을 구성하고, 재구성된 OFDM 심볼의 PAPR 값을 구하여 그 값이 임계 $PAPR_{th}$ 이하의 값으로 낮아지면 전송하고, 그렇지 않으면 다시 zero padding 블록을 기존의 삽입된 zero padding 블록 앞에 삽입하여 OFDM 데이터 심볼을 구성하고, 이 심볼을 N-IFFT연산을 하여 OFDM 변조하고 전송하는 방식으로 시스템을 구

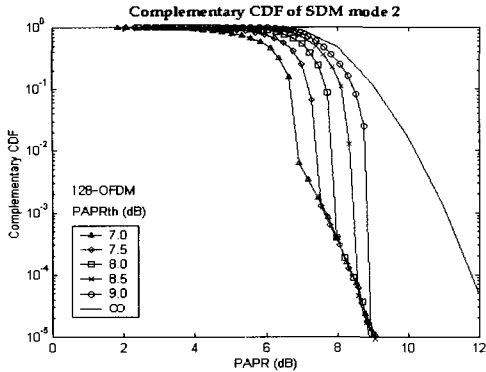


그림 7. SDM 방식 2의 CCDF
Fig. 7. CCDF of SDM 2.

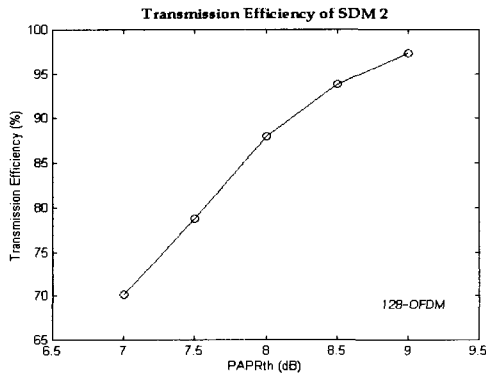


그림 8. SDM 방식 2의 전송효율
Fig. 8. Transmission efficiency of SDM 2.

성하였다. 이 방식은 시간적으로 SDM 방식 1에 비하여 더 많은 계산량을 요구하게 된다.

하지만, 적응적으로 연산을 하게 되므로 그림 5와 그림 7을 비교하게 되면, SDM 방식 1에 비하여 PAPR CCDF 10^{-3} 부근에서 1 dB~2 dB 이득이 발생하는 것을 알 수 있다. 결과적으로 SDM 방식 2는 SDM 방식 1을 적응적으로 연산하여 전체 PAPR에 대한 성능을 향상시킨다.

3-3-3 서브블록의 오류 확률

수신단에서는 각 서브블록에 대하여 데이터 서브블록인지 혹은 zero padding 블록인지의 여부를 결정하여야 한다. 만약 서브블록에 대하여 판단에 오차가 발생하면, 전체적으로 상당한 오차가 존재하게 된다. 따라서 서브블록에 대한 오차확률에 대한 오차확률을 구하고 이에 따른 영향을 알아본다.

수신단에서는 입력되는 OFDM 심볼을 N-FFT 연산을 하여 복조하게 된다. 다음에 복조된 데이터를 이미 정하여진 서브블록으로 나누게 된다. 그리고 나누어진 블록을 전송한 블록의 종류를 결정하는 알고리즘을 적용시켜 각각의 서브블록에 대한 결정을 내린다. 먼저 N-FFT된 데이터를 절대값을 취하고, 심볼마다 크기를 검사하였다. 진폭이 A이고 QPSK 변조방식에 대하여 각 심볼의 전력 유무를 결정하는 과정은 크기 A의 신호에 대한 존재 유무를 판단하는 과정과 동일하다. 따라서 각 심볼당 데이터 심볼과 zero 심볼의 판단에 대한 오차확률의 계산은 on-off 시스템의 계산과 동일하고 심볼당 오차확률은 다음과 같다.

$$P_{\epsilon} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (11)$$

그리고 서브블록의 심볼 중 반 이상이 데이터 심볼로 판단되면, 이 블록은 데이터 블록으로 판단하고, 그렇지 않은 경우를 zero padding 블록으로 판단하면, 다음처럼 서브블록 판단의 오류확률을 계산할 수 있다.

zero padding 블록을 전송할 확률을 P_{B0} , 데이터 블록을 전송할 확률을 P_{B1} 라고 한다면, 각 서브블록 판단의 오류확률은 다음과 같다.

$$P_B = P_{B0} \times P_{\epsilon B0} + P_{B1} \times P_{\epsilon B1}, \quad (12)$$

$$P_{\epsilon B0} = \sum_{i=n}^N N C_i^N P_{\epsilon}^i (1 - P_{\epsilon})^{N-i}, \quad (13)$$

$$P_{\epsilon B1} = \sum_{i=n+1}^N N C_i^N P_{\epsilon}^i (1 - P_{\epsilon})^{N-i}. \quad (14)$$

여기서, $P_{\epsilon B0}$ 은 zero padding 블록을 전송하였을 경우, 수신단에서 데이터 블록으로 판단하는 경우의 확률이고, $P_{\epsilon B1}$ 은 데이터 블록을 전송하였을 경우, 수신단에서 zero padding 블록으로 판단하는 경우의 확률이다. 또한 SDM이 적용되는 block의 크기를 N이라고 하였을 경우, $n \geq \frac{N}{2}$ 인 최소의 정수이다.

실제로 전송효율을 고려한다면, zero padding 블록이 데이터 서브블록보다 적게 전송되어야 하며, 그 값은 SDM 방식 1 혹은 2와 설정되는 $PAPR_{th}$ 값에 따라서 달라진다. 그러나 전송 효율을 고려하여

$PAPR_{th}$ 값을 설정한다면, P_{B1} 값은 P_{B0} 에 비하여 크고, $P_{\epsilon B0}$ 의 값은 $P_{\epsilon B1}$ 의 값에 비하여 작게 된다. 이러한 통신환경에서 최악의 경우는 모든 OFDM 심볼의 PAPR이 커서, 전체 데이터 서브블록의 수와 zero padding 블록의 수가 동일한 경우이며 다음 식이 성립한다.

$$P_{B \text{ worst case}} \leq P_{\epsilon B1} \quad (15)$$

즉 데이터 서브블록이 전송되는 경우가 zero padding 블록이 전송되는 경우에 비하여 큰 경우에는 식 (15)에서 보이듯이 $P_{\epsilon B1}$ 이상의 데이터 서브블록의 판단에 대한 오류확률은 발생하지 않게 된다.

그러나 전송효율에 비해 PAPR 저감 효과를 증오시키는 경우에는 설정하는 $PAPR_{th}$ 값에 대해 zero padding 블록보다 데이터 서브블록을 더 많이 전송한다. zero padding 블록의 전송 확률이 데이터 서브블록의 전송확률에 비하여 높게 나타나는 경우에는 데이터 서브블록의 판단 기준과 zero padding 블록의 판단 기준을 다음 식 (16) 및 식 (17) 처럼 바꾸어 줌으로써 오류 확률을 감소시킬 수 있다.

$$P_{\epsilon B1} = \sum_{i=n}^N N C_i P_{\epsilon}^i (1 - P_{\epsilon})^{N-i} \quad (16)$$

$$P_{\epsilon B0} = \sum_{i=n+1}^N N C_i P_{\epsilon}^i (1 - P_{\epsilon})^{N-i} \quad (17)$$

식 (16) 및 식 (17)은 데이터 서브블록의 전송 확률에 비하여 zero padding 블록의 전송 확률이 높게 되는 경우에 서브블록의 판단 기준이다. 이러한 판단 기준을 적용하게 되는 경우 식 (18)처럼 서브블록 판단에 오류가 발생할 가능성이 가장 높은 값은 $P_{\epsilon B0}$ 가 된다.

$$P_{B \text{ worst case}} \leq P_{\epsilon B0} \quad (18)$$

따라서 위의 두 가지 경우에 대하여 서브블록 판단 오류에 대한 최악의 경우는 zero padding 블록과 데이터 서브블록의 전송 확률이 동일한 경우이다.

최악의 경우에 대한 서브블록 판단 오류 확률을 그림 10에 나타내었다. QPSK 변조방식을 사용하는 경우 서브블록을 구성하는 심볼의 개수가 8개라면, QPSK 변조방식에서 BER(bit error probability)를 10^{-3} 이하로 유지하려면, 최소 E_b/N_0 가 7 dB 정도이

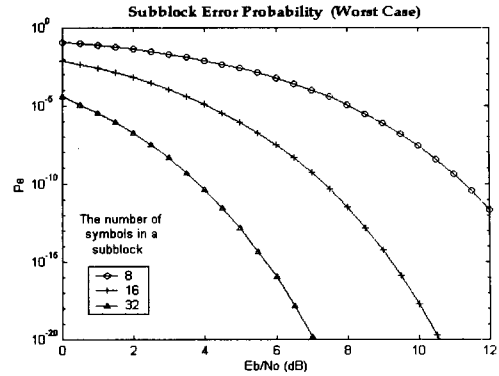


그림 9. 서브블록의 오류확률
Fig. 9. Subblock error probability.

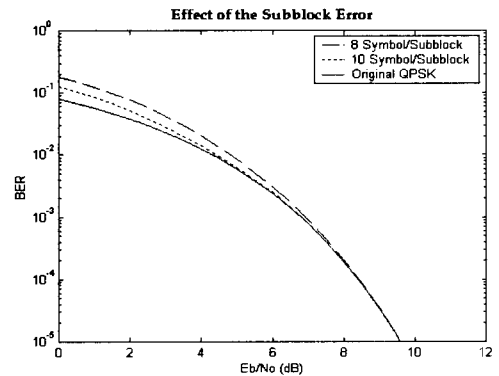


그림 10. 서브블록 오류의 영향
Fig. 10. Effect of subblock error.

어야 하며, 이 경우 서브블록 판단 오류 확률은 10^{-4} 정도이다. 그리고 서브블록 심볼의 개수가 증가할수록 서브블록 판단 오류 확률은 감소하며, E_b/N_0 가 7 dB 정도에서 서브블록 심볼의 개수가 16개인 경우에는 서브블록 판단 오류 확률은 10^{-10} 이하로 낮아지고, 그 이상의 심볼 개수로 서브블록을 구성할 경우 더욱 낮아지게 된다. 32개의 서브블록 심볼을 시뮬레이션에 적용하였고, 그림 9를 보면 E_b/N_0 가 7 dB 부근에서는 10^{-20} 이하의 오류확률을 갖는다. 이런 정도의 오류 확률을 갖는다면, 실제 시스템에서의 비트 오차확률은 SDM 방식을 적용하지 않았을 때와 거의 동일하다. SDM 방식을 적용하지 않았을 경우의 BER을 p_e 라고 하자. 서브블록 판단에 오류가 발생하게 된다면, 서브블록내의 심볼 대부분에 오류가 발생하게 되며, 서브블록 판단에 오류가 발생하지 않는다면, 서브블록내의 심볼에 대한 BER은 p_e 가

된다. 따라서 SDM 방식을 적용하는 경우 서브블록 판단의 오류가 BER에 미치는 영향은 다음과 같다.

$$P_e = P_B \times (1 - p_e) + p_e \times (1 - P_B) \quad (19)$$

그림 10에 서브블록 판단에 오류가 발생할 경우 시스템에 미치는 영향을 나타내었다. 서브블록을 구성하는 심볼의 개수가 8인 경우에는 E_b/N_0 가 8 dB 이상이 되면 SDM 방식을 적용하지 않은 시스템의 성능과 동일하게 된다. 그러나 10개의 심볼이 서브블록을 구성하게 되면 E_b/N_0 가 5 dB 이상만 되면 SDM 방식을 적용하지 않은 경우의 시스템 성능과 동일하다. 시뮬레이션에서 적용한 것처럼 32 심볼이 하나의 서브블록을 구성하도록 하는 경우에는, BER에 대한 성능은 SDM을 적용하지 않은 경우와 비교해서 거의 비슷하고 서브블록의 판단에 오류가 발생하여, 이것이 전체 BER의 감소에 미치는 영향은 거의 없다. 즉 한 서브블록을 구성하는 심볼의 개수가 증가할수록 서브블록 판단의 오류가 시스템에 미치는 영향은 거의 없다.

3-3-4 효율성 비교 및 검토

표 1에서는 SDM 방식 1과 방식 2의 성능에 대한 비교이다. PAPR 값은 CCDF 값이 10^{-4} 에 해당하는 PAPR 값을 지시한다.

전반적으로 $PAPR_{th}$ 값이 커질수록 PAPR에 대한 성능은 좋아지는 반면에 전송효율은 감소하게 된다. 그러나 $PAPR_{th}$ 값을 약 8 dB 이상으로 정한다면, 충분히 사용 가능한 결과를 보이고 있다.

표 2에는 위상회전방식중 가장 우수한 PTS의 분석 결과로 CCDF값이 10^{-4} 를 나타내는 PAPR 값을 보이고 있다. PTS의 경우에는 고정된 전송효율을 나타내며, 사용하는 블록의 경우에 따라 성능에 차

표 1. SDM 방식 1과 방식 2의 비교
Table 1. Comparison of SDM 1 and 2.

	$PAPR_{th}$ (dB)	7.0	7.5	8.0	8.5	9.0
SDM mode 1	PAPR (dB)	9.3	9.6	9.8	9.95	10
	전송효율 (%)	69.5	79	87.5	93	97.5
SDM mode 2	PAPR (dB)	8.35	8.35	8.35	8.45	8.9
	전송효율 (%)	70	79	88	93.5	97.5

표 2. PTS 방식의 성능
Table 2. Performance of PTS.

	Reference Symbol	Pseudo random	Interleave	Adjacent
PTS	PAPR (dB)	8.3	8.8	9.5
	전송효율 (%)	96	96	96

표 3. 위상회전방식과 SDM의 계산량 비교 (M=4)
Table 3. Computation comparison of PTS and SDM (M=4).

	SLM	PTS	Proposed SDM	
			Mode 1	Mode 2
IFFT	4	4	2	2~3
PAPR 비교기	3	8	1	1~2

이가 나타난다. 표 1과 표 2를 비교한다면, SDM 방식 1의 경우에 $PAPR_{th}$ 값을 8.5 dB로 설정한 경우에 PTS 방식에서 블록을 인접한 방식으로 설정한 경우에 비슷한 정도의 성능을 보이고 있으며, SDM 방식 2의 경우에 $PAPR_{th}$ 값을 9.0 dB로 설정하였을 경우에는 PTS 방식에서 블록을 인터리버 방식을 사용한 경우와 비슷한 성능을 나타내며, 전송효율도 비슷한 성능을 보이게 된다.

표 3에는 위상회전 방식 중 SLM방식과 PTS방식에 대하여 SDM방식의 계산량을 비교하였다. 여기에서 SLM 가지수와 PTS의 블록의 개수는 각각 4개이다. SLM 방식의 경우에는 IFFT 연산의 횟수가 N번 사용이 되며, 비교의 횟수는 N-1번 사용된다. PTS 방식의 경우에도 IFFT 연산의 횟수는 N번 사용이 되며, 비교의 횟수는 2N-1번 사용하게 된다. 그러나 SDM 방식의 경우에는 IFFT 연산의 횟수와 비교 횟수 둘다 다른 방식에 비하여 적으며, 블록의 수가 증가할수록 차이는 증가하게 된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 실시간 통신 시스템이나 방송 시스템에 적합하도록, 많은 계산량을 요구하지 않으면서도 상당한 PAPR 저감효과를 거둘 수 있는 SDM 방식을 새롭게 제안하였다. 제안된 SDM 방식의 성능은 기존의 방식 중 PAPR 저감성능이 가장 우수한

PTS 방식과 비교하여, 동일한 수의 서브블록을 구성한다고 하였을 경우에 비슷한 성능을 나타낸다. 그러나 SDM 방식의 처리속도는 PTS 방식에 비하여 상당히 빠르며, 4개의 서브블록의 수를 사용 경우 PTS 방식과 비교하여 IFFT 연산의 횟수와 PAPR 값의 비교에 대한 횟수가 2배에서 8배까지 감소한다.

따라서 SDM 방식을 사용한다면, 빠른 처리속도가 요구되는 고속 데이터 전송, 실시간 디지털 통신 및 방송에서의 OFDM 사용에 대한 제한을 더욱 줄일 수 있다.

참 고 문 헌

[1] M. Pauli, H. P. Kuchenbecker, "Minimisation of the Intermodulation Distortion of a Nonlinearly Amplified OFDM signal", *Wireless Personal Communication*, vol. 4, no. 1, pp. 93-101, Jan. 1997.

[2] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, "Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding", *IEEE VTC '95*, Chicago, IL, USA, pp.

825-829, July 1995.

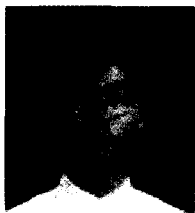
[3] R. W. Bauml, R. F. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping", *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[4] S. H. Muller, 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.

[5] L. J. Cimini, N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences with Embedded Side Information", *IEEE GlobeCom'00*, San Francisco, CA, USA, vol. 2, pp. 746-750, Dec. 2000.

[6] J. A. Davis, J. Jedwab, "Peak-to-mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences, and Reed-Muller codes", *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 45, pp. 2397-2417, Nov. 1999.

유 호 진



근부

1987년 3월~1991년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1996년 3월~1998년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년 3월~2002년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학박사)
 1991년 3월~현재: 한국방송(KBS)

유 흥 균



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