

논문 2005-42TC-12-16

서브 시퀀스 위상 최적화 (SPO) 를 이용한 OFDM 신호의 PAPR 저감 방법

(A OFDM PAPR Reduction Scheme Using Sub-sequence Phase Optimization)

윤 여 중*, 임 선 민**, 은 창 수**

(Yeojong Yoon, Sunmin Lim, and Changsoo Eun)

요 약

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR(peak to average power ratio)을 저감하기 위한 기법을 제시한다. 이 기법은 OFDM 신호 생성에 사용되는 IFFT를 요즘은 디지털 신호 프로세서에서 소프트웨어로 구현하는 경우가 많다는 점에 착안하여, IFFT의 계산 과정에서 중복되는 계산을 피함으로써 계산량을 줄인다. 즉, IFFT 과정에서 서브-시퀀스(sub-sequence)를 정의하고 이 서브-시퀀스에 최적 위상 회전 요소를 곱하여 PAPR을 최소화한다. 이 기법의 PAPR 저감 성능은, 약 1/3의 계산량으로도 PTS 기법의 인터리브 분할 방식과 동일하다는 것을 보인다.

Abstract

In this paper, we present a new method for the reduction of the PAPR (peak to average power ratio) of OFDM signals. The idea behind the proposed method is that IFFT is implemented often with software for a digital signal processor such that we may avoid the repeated calculations to reduce the computational operations: we define sub-sequences in the IFFT process and then multiply the optimum phase rotation factors to them to minimize the PAPR. The PAPR reduction performance of the proposed method is equal to that of the interleaved partition scheme of the PTS (partial transmit sequence) method with only 1/3 computational operations of it.

Keywords: OFDM, PAPR, SPO, PTS, SLM

I. 서 론

최근 이동통신의 급속한 발달과 함께 음성, 데이터, 영상정보를 포함하는 멀티미디어에 대한 수요가 급격하게 늘어나게 됨에 따라 무선 이동 통신 채널에서 전력 및 대역 효율이 우수한 기술에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 기술은 다중 반송파 기

술로서 광대역의 정보를 여러 개의 부반송파에 분산하여 전송함으로써 주파수 선택적 페이딩 (frequency selective fading)이나 협대역 간섭에 강하며 데이터를 고속으로 전송할 수 있다.

다수 반송파를 이용하는 OFDM 시스템은 다수 부반송파들의 위상이 동일한 경우 매우 큰 출력을 유발하므로 최대 전력 대 평균 전력 비 (peak-to-average power ratio, PAPR)가 크다는 특징이 있다. 이러한 높은 PAPR을 갖는 신호를 고전력 증폭기 (high power amplifier, HPA)에 입력할 경우 증폭기의 비 선형 영역에서 동작하게 되므로 혼 변조, 대역 확대 (spectral regrowth) 등과 같은 비 선형 왜곡을 발생시켜 신호 품질이 떨어진다^[1].

* 학생회원, ** 정회원, 충남대학교 정보통신공학과 이동통신연구실

(Department of Information Communications Engineering, Chungnam National University)

접수일자: 2005년7월12일, 수정완료일: 2005년12월7일

$x(t)$ 를 전송신호라 할 때,은 다음과 같이 정의 된다.

$$PAPR = 10\log_{10} \frac{\max(|x(t)|^2)}{\text{mean}(|x(t)|^2)} \quad (1)$$

OFDM 신호의 왜곡을 줄이기 위해서는 증폭기 입력 신호의 PAPR을 저감하거나 선형성이 좋은 전력 증폭기를 사용하여야 한다. 이 논문에서는 새로운 PAPR 저감 기법을 제안한다. 기존에 제시된 PAPR 저감 기법으로는 클리핑 (clipping)^[2], 인터리빙 (interleaving)^[3], 선택적 매핑 (selective mapping, SLM)^[4], 부분 전송 시퀀스 (partial transmit sequence, PTS)^[5], 트렐리스 정형 (trellis shaping) 기법^{[6][7]} 등이 있으며, 위상 회전 기술을 이용하여 PAPR을 저감하는 기법으로는 SLM과 PTS 기법이 대표적이다^[8]. SLM 기법은 동일한 입력 데이터 시퀀스에 여러 개의 각각 다른 조합을 갖는 위상 시퀀스를 곱하여 서로 다른 시퀀스를 생성하고 이 생성된 시퀀스들을 IFFT를 취한 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송하는 기법이다. 입력 데이터 시퀀스에 곱해지는 위상의 세트는 송수신기 사이에 미리 결정되어 있어야 한다. PTS 기법은 입력 데이터 시퀀스를 여러 개의 서브 블록으로 나누고, PAPR을 감소시키기 위해 나뉘어진 서브 블록에 적당한 위상 회전 요소를 곱하여 최적화하는 기법이다.

본 논문에서는 PAPR을 저감하는 기존의 방법들 중 본 연구와 가장 유사한 PTS 기법에 대해서 설명하고,IFFT 블록 내에서 위상 회전 요소를 곱하여 PAPR 저감 하는 새로운 방식의 서브 시퀀스 위상 최적화 (sub-sequence phase optimization) 기법을 제안한다.

서브 시퀀스 위상 최적화 기법은 IFFT 연산 블록 내부의 구조를 변경하여 계산의 중복을 최소화 하면서 PAPR을 저감하는 방식이다. 기존에 제안된 SLM과 PTS 기법들은 여러 번의 IFFT를 사용하므로 계산량이 많아 지는데 SPO 기법은 IFFT 계산에서 반복되는 계산을 한번만 수행함으로써 계산량을 줄인다.

본 논문은 다음과 같은 형식으로 구성 되어 있다. 서론에 이어 I 장에서는 기존에 제안된 위상 회전 기술을 이용하여 PAPR을 저감 하는 기법 중 PTS 기법에 대해서 살펴보고, III장에서는 IFFT 의 구조를 이용하여 계산량을 줄이면서 PAPR의 저감 성능은 PTS 기법과 비슷한 SPO 기법에 대해서 설명한다. IV장에서는 PTS 기법과 SPO 기법의 계산량에 대해 비교를 하였으며, V 장에서는 모의 실험을 통해 PTS 기법과 SPO 기법의

성능을 비교 분석하고, VI장에서는 결론을 맺는다.

II. PTS 기법

PTS 기법은 입력 데이터 시퀀스를 여러 개의 서브 블록으로 나누고, 나뉘어진 서브 블록에 적당한 위상 회전 인자들을 곱해서 낮은 PAPR을 갖도록 최적화 하는 방식이다^[9].

n 을 OFDM 심볼의 순서를 나타낸다고 할 때 IFFT 블록의 입력 벡터 A_n 은 V 개의 겹치지 않는 벡터 $A_n^{(v)}$ ($v = 1, 2, \dots, V$)로 나눌 수 있다. 복소수 값을 갖는 위상 회전 인자들은 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$b_n^{(v)} = e^{+j\phi_n^{(v)}}, \phi_n^{(v)} \in [0, 2\pi), 1 \leq v \leq V \quad (2)$$

벡터 $A_n^{(v)}$ 들에 위상 회전 인자들은 곱하여 더한 새로운 심볼 \hat{A}_n 은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\hat{A}_n = \sum_{v=1}^V b_n^{(v)} A_n^{(v)} \quad (3)$$

수신된 신호로부터 전송된 데이터를 복구하기 위해서 수신단에서는 송신에 사용된 위상 회전 인자 세트에 대한 정보가 필요하며, 수신하여 FFT한 심볼들에서 위상 회전 인자들을 제거하면 원래의 신호를 복원할 수 있다.

각각의 위상 회전 인자를 곱한 서브 블록은 IFFT의 선형성에 의해 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$a_n^{(v)} = \text{IFFT}\{A_n^{(v)}\} \quad (4)$$

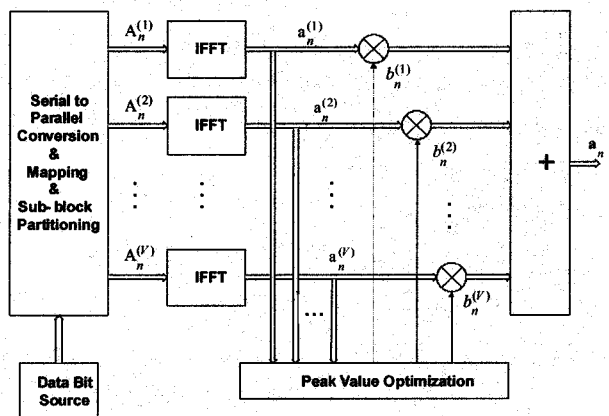


그림 1. PTS 기법의 블록도
Fig. 1. Block diagram of the PTS method.

식(3)과 식(4)로부터 식(5)를 가져올 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{a}_n &= \text{IFFT}\{\mathbf{A}_n\} = \text{IFFT}\left\{\sum_{v=1}^V b_n^{(v)} \mathbf{A}_n^{(v)}\right\} \\
 &= \sum_{v=1}^V b_n^{(v)} \text{IFFT}\{\mathbf{A}_n^{(v)}\} = \sum_{v=1}^V b_n^{(v)} \mathbf{a}_n^{(v)} \quad (5)
 \end{aligned}$$

식(5)에서 알 수 있듯이 PTS 기법은 서브 블록의 개수인 V개의 IFFT가 필요하다. 그림1은 PTS 기법의 송신기의 블록도를 나타낸 것이다.

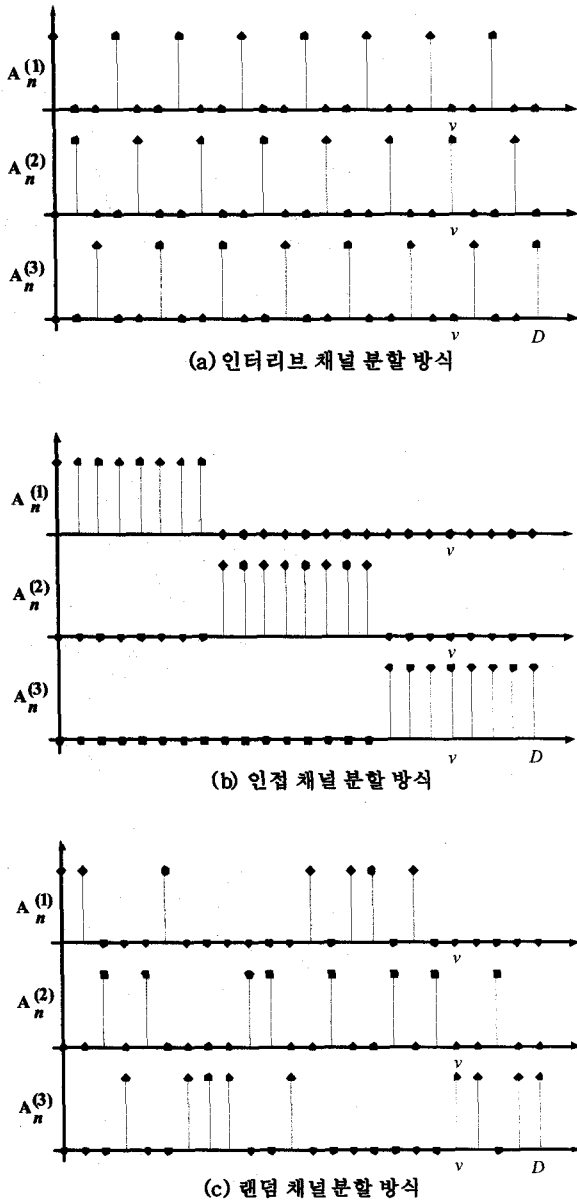


그림 2. V = 3인 경우 서브 시퀀스 분할 방식의 예
 (a) 인터리브 채널 분할 방식 (b) 인접 채널 분할 방식 (c) 랜덤 채널 분할 방식
 Fig. 2. An example of sub-sequence partition schemes for V=3.
 (a) Interleaved channel (b) Adjacent channel (c) Random channel partition schemes.

신기의 블록도를 나타낸 것이다.

PAPR을 최소화 하기 위해 최적의 $b_n^{(v)}$ 의 세트를 선택해야 한다. 일반적으로 계산량을 줄이기 위해 $b_n^{(v)}$ 의 값으로는 곱셈 연산이 필요 없는 $\pm 1, \pm j$ 중에서 선택하여 사용한다.

서브 시퀀스 분할 방법에는 그림2에서 보인 것과 같이 일정한 간격을 두고 부반송파를 선택적으로 남기고 나머지는 모두 0으로 처리하는 인터리브드 채널 (interleaved channel) 분할 방식, 인접한 부반송파들의 블록만 남기고 나머지를 모두 0으로 처리하는 인접 채널 (adjacent channel) 분할 방식, 랜덤하게 선택된 부반송파들 외에는 모두 0으로 처리하는 랜덤 채널 (random channel) 분할 방식 등이 있다^[10].

IFFT의 개수는 서브 블록 개수인 V와 같고 IFFT의 포인트 수는 부 반송파의 개수와 같다. 수신단에서 신호를 복원하기 위해서 선택된 위상 세트를 함께 전송해야 하는데, 이로써 늘어난 부가정보는 $(V-1)\log_2 W$ 비트이다. 여기서 W는 선택할 수 있는 위상의 가지수이다.

III. SPO 기법

본 논문에서는 IFFT블록 내부의 연산 구조를 변형하여 다른 기법들에 비해 IFFT의 연산량을 줄이면서 PAPR을 저감할 수 있는 새로운 구조의 SPO (sub-sequence phase optimization) 기법을 제안한다. SPO 기법은 IFFT 구현 방식으로 라디스-2 DIF IFFT (decimation-in-frequency IFFT)를 사용하여 내부를 여러 개의 서브 블록으로 나눈 후, 나뉘어진 블록에 적당한 위상 회전 인자를 곱해 PAPR을 저감한다. 그림 3은 SPO 기법의 송신기의 블록도를 나타낸 것이다. 입력 신호는 OFDM 한 심볼 당 N개의 복소수 심볼 (QPSK 또는 QAM)로 구성되며 변형된 N 포인트 IFFT를 통과하여 전송하게 된다.

입력 신호의 k번째 복소수 심볼을 $X[k]$ 라고 하면

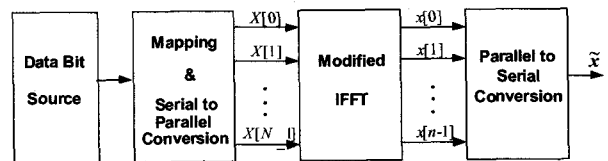


그림 3. SPO 기법의 송신기 블록도
 Fig. 3. Transmitter block diagram of the SPO scheme.

OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (6)$$

여기서 N 은 IFFT 포인트 수이다. 식 (6)에서 N -포인트 시퀀스 $x[n]$ 은 합산 인덱스의 홀, 짝에 따라 나누면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$W_N = e^{-j2\pi/N}$ 이라고 정의하면,

$$\begin{aligned} x[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] W_N^{kn} \\ &= \frac{1}{N} \left\{ \sum_{k \text{ even}} X[k] W_N^{kn} + \sum_{k \text{ odd}} X[k] W_N^{kn} \right\} \\ &= \frac{1}{N} \left\{ \sum_{m=0}^{(N/2)-1} X[2m] (W_N^2)^{-mn} + W_N^n \sum_{m=0}^{(N/2)-1} X[2m+1] (W_N^2)^{-mn} \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 $W_N^2 = W_{N/2}$ 으로 표현할 수 있고, 입력 복소수 심볼 시퀀스를 $X[2m] = F_1[m]$, $X[2m+1] = F_2[m]$ 으로 치환을 하여 두 개의 $N/2$ -포인트 IDFT로 표현하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} x[n] &= \frac{2}{N} \left\{ \sum_{m=0}^{(N/2)-1} F_1[m] (W_{N/2})^{-mn} + W_N^n \sum_{m=0}^{(N/2)-1} F_2[m] (W_{N/2})^{-mn} \right\} \\ &= f_1[n] + W_N^n f_2[n], \quad 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $f_1[n]$ 과 $f_2[n]$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_1[n] &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} F_1[m] (W_{N/2})^{-mn} \\ f_2[n] &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} F_2[m] (W_{N/2})^{-mn} \end{aligned} \quad (9)$$

주기성과 대칭성에 의해 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$f_1[n] = f_1[n+N/2], \quad f_2[n] = f_2[n+N/2] \quad (10)$$

$$W_N^{n+N/2} = -W_N^n \quad (11)$$

식 (10)와 식 (11)을 바탕으로 $x[n]$ 을 다시 표현하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} x[n] &= f_1[n] + W_N^n f_2[n], \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ x[n+N/2] &= f_1[n] - W_N^n f_2[n], \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서 서브-시퀀스 $f_1[n]$ 과 $f_2[n]$ 은 각각 두 개의 $N/4$ -포인트 IDFT로 구성된 서브-서브-시퀀스로 이루어지는데 이는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} f_1[n] &= S_{11}[n] + W_{N/2}^n S_{12}[n], \quad 0 \leq n \leq N/4-1 \\ f_1[n+N/4] &= S_{11}[n] - W_{N/2}^n S_{12}[n], \quad 0 \leq n \leq N/4-1 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} f_2[n] &= S_{21}[n] + W_{N/2}^n S_{22}[n], \quad 0 \leq n \leq N/4-1 \\ f_2[n+N/4] &= S_{21}[n] - W_{N/2}^n S_{22}[n], \quad 0 \leq n \leq N/4-1 \end{aligned} \quad (14)$$

식 (13)과 식(14)에서 서브-시퀀스 $f_1[n]$ 과 $f_2[n]$ 의 입력 시퀀스 $S_{11}[n]$, $S_{12}[n]$, $S_{21}[n]$, $S_{22}[n]$ 을 서브-서브-시퀀스라고 정의한다.

서브-서브-시퀀스 $S_{11}[n]$, $S_{12}[n]$, $S_{21}[n]$, $S_{22}[n]$ 은 앞의 과정을 반복함으로 해서 얻을 수 있다.

i 가 IFFT 단계의 순서를 나타낸다고 할 때 i 단계의 $N/2^i$ 포인트 IFFT는, 2개의 $i-1$ 단계의 $N/2^{i+1}$ 포인트 서브 시퀀스가 결합하여 생성된다. 여기서 i 는 $1 \leq i \leq R$ 의 범위를 갖는다. 여기서 R 은 IFFT 알고리즘의 총 연산단계를 의미한다.

예를 들어 4개의 위상 회전 인자를 사용하여 PAPR을 줄이기 위해서는 변형된 라디스-2 DIF IFFT 알고리즘의 $(R-2)$ 단계에서 각각 $N/4$ 포인트를 갖는 4개의 서브-서브-시퀀스에 위상 회전 인자를 곱하여 낮은 PAPR을 갖도록 최적화하면 된다.

SPO 기법에서 PAPR을 저감하기 위해 각각의 서브-서브-시퀀스에 곱해줄 위상 회전 인자는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$b(v) = e^{+j\varphi(v)}, \quad \varphi(v) \in [0, 2\pi), \quad 1 \leq v \leq V \quad (15)$$

여기에서 V 는 서브 시퀀스의 수를 의미한다.

$N/4$ 포인트를 갖는 서브-서브-시퀀스에 위상 회전 인자를 곱한 표현은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{11}[n] \times b(1) &= S'_{11}[n], \quad S_{12}[n] \times b(2) = S'_{12}[n] \\ S_{21}[n] \times b(3) &= S'_{21}[n], \quad S_{22}[n] \times b(4) = S'_{22}[n] \end{aligned} \quad (16)$$

그림 4와 그림5는 SPO기법의 송신기에서 PAPR을

저감하기 위해 변형한 IFFT블록의 내부 구조를 나타낸 것이다. 그림 4는PTS 기법에서 2개의 서브 블록으로 나누어 위상 회전 요소를 곱하여 PAPR을 저감화 시키는 기법과 비슷한 성능을 얻기 위해 IFFT 내부를 변형시킨 구조이다. 계산량을 줄이기 위해 마지막 단의 입력 시퀀스에 위상 회전 요소를 곱하여 PAPR이 최소가 되도록 하는 것을 보인 것이다.

그림 5는 PTS 기법에서4개의 서브 블록으로 나누어 적당한 위상 회전 요소를 곱하여 가장 낮은PAPR을 얻기 위하여 최적화하는 기법과 비슷한 성능을 얻기 위해 IFFT 내부를 변형시킨 구조이다. 이 경우는 IFFT 최종 출력의 전전 단계에서 위상 회전 요소를 곱해준다.

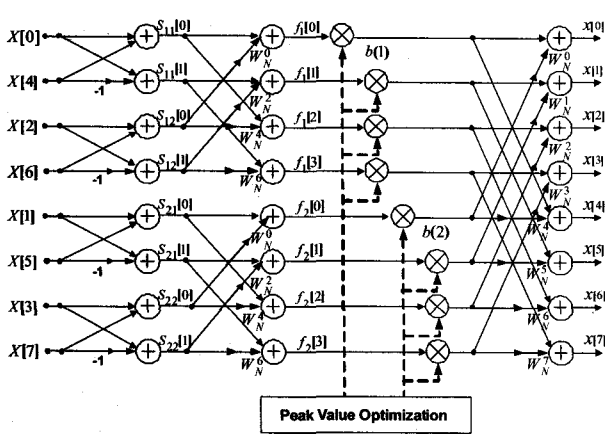


그림 4. 위상 회전 요소가 2개인 경우 변형시킨 라디스-2 DIF IFFT 블록도

Fig. 4. Block diagram of the modified radix-2 DIF IFFT where the number of phase rotation factors is two.

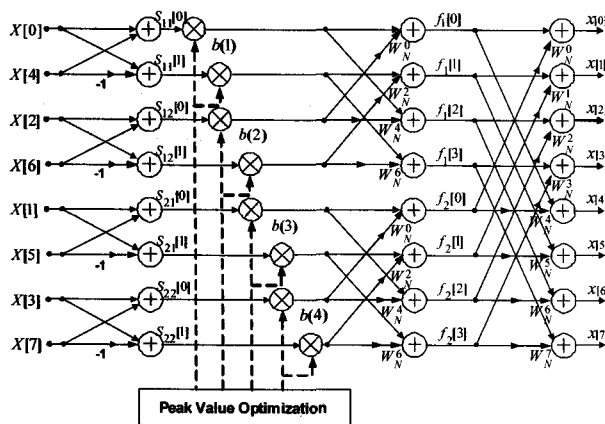


그림 5. 위상 회전 요소가 4 개인 경우 변형시킨 라디스-2 DIF IFFT 알고리즘의 블록도

Fig. 5. Block diagram of the modified radix-2 DIF IFFT where the number of phase rotation factors is four.

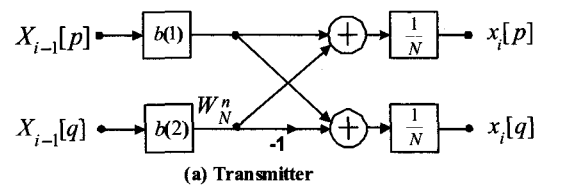
그림 4와 5는 IFFT 포인트 N이 8일 경우에 대한것이다. 본 논문에서는 설명의 중복을 피하기 위해 그림 5에 대해서만 설명하기로 한다. N-포인트 IFFT의 경우 ($N = 2^R$), 연산 단계가 $R = \log_2 N$ 개로 나누어 진다. 위의 경우 N = 8 이므로 연산은 3 단계로 이루어진다. 마지막 단계를 R이라고 하면, 라디스-2 DIF IFFT 알고리즘의 (R-2)단계에서는 입력 시퀀스 중 N/8 포인트 2블록씩 짝을 지어 나비 구조를 통과하여 각각 N/4 포인트를 갖는 서브-서브-시퀀스 4개를 만든다. 제안하는 SPO 기법에서는 이렇게 만들어진 4개의 서브-서브-시퀀스에 적당한 위상 회전 인자를 곱해 (R-1)단계의 입력을 만든다. (R-1)단계에서는 N/4 포인트를 갖는 2개의 서브-시퀀스가 나비 구조를 통과하여 각각 N/2 포인트 서브 시퀀스 2개를 만든다. 마지막 단계에서는 N/2 포인트 서브 시퀀스 2개가 나비 구조를 통과하여 N 포인트 시퀀스를 만든다^[11].

라디스-2 DIF IFFT 알고리즘은 여러 개의2-포인트 IFFT 구조의 결합으로 구성된다. 그림6은 송신기에서 위상 회전 인자가 곱해져 전송되는 시퀀스를 수신기에서의 복원 여부를 보이기 위해 2-포인트 IFFT구조의 송신기와 2-포인트 FFT구조의 수신기를 보인 것이다.

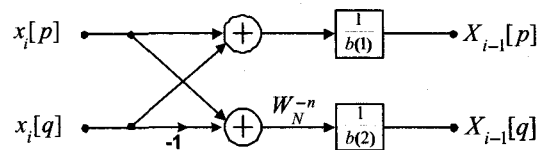
라디스-2 DIF IFFT 알고리즘에 위상 회전 인자를 곱하여 PAPR저감을 최적화하는 SPO기법은 수신 시 다음 과정을 통하여 복원 된다.

그림 6에서 송신기의 출력 $x_i[p]$ 와 $x_i[q]$ 를 수식으로 표현하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$X_{i-1}[p] = \{x_i[p] + x_i[q]\} \frac{1}{b(1)} \tag{18}$$



(a) Transmitter



(b) Receiver

그림 6. SPO 기법의 송신기와 수신기

(a) 송신기 (b) 수신기

Fig. 6. Transmitter and Receiver of SPO scheme.

(a) Transmitter (b) Receiver

$$X_{i,j}[q] = \{x_i[p] - x_i[q]\} W_N^n \frac{1}{b(2)} \quad (19)$$

SPO 기법은 적당한 위상 회전 인자가 곱해진 최종 시퀀스의 PAPR을 체크하여 가장 낮은 값을 갖는 시퀀스를 전송한다. 서브 시퀀스에 곱해지는 위상 회전 인자 세트는 가장 작은 PAPR을 갖도록 최적화 과정을 통해 구한다. 따라서 SPO 기법의 PAPR 저감 성능은 PTS 기법의 PAPR 저감 성능과 비슷하다. 일반적으로 위상 세트 $b(v)$ 는 계산을 간단히 하기 위해 $\pm 1, \pm j$ 의 랜덤 조합으로 이루어진 위상 세트를 사용한다.

SPO 기법은 라디스-2 DIF IFFT 알고리즘의 (R-2) 단계 이상에서 가장 작은 PAPR을 갖도록 최적화가 이루어지므로, 기존의 기법들 (PTS, SLM 등)에 비해 계산량이 적다. SPO 기법도 수신기에서 정확한 데이터의 복조를 위해 송신기에서 선택된 위상 세트의 정보를 데이터와 함께 전송해야 한다. 이로써 늘어난 부가정보는 $(V-1)\log_2 W$ 비트이다. 여기서 W 는 선택할 수 있는 위상의 가지수이다. 이는 PTS 기법에서와 같은 것이다.

IV. PTS 기법과 SPO 기법의 계산량 비교

PTS기법과 SPO기법의 계산량은 다음과 같이 설명할 수 있다. IFFT 알고리즘의 연산 단계마다의 복소 곱셈 횟수는 $N/2$ 이다. IFFT의 총 계산량은 $\frac{N}{2}\log_2 N$ 번의 복소 곱셈과 $M\log_2 N$ 번의 복소 덧셈으로 이루어

진다. 복소 곱셈의 계산량 $\frac{N}{2}\log_2 N$ 을 실수 곱셈으로

표현하면 $4\left\{\frac{N}{2}\log_2 N\right\}$ 이 되고, 복소 덧셈 $M\log_2 N$ 은

실수 덧셈 $2\{M\log_2 N\}$ 으로 표현 될 수 있다. PTS기법의 계산과정은 그림 1 에서 보듯이 QAM 매핑 이후 3 단계로 구분 할 수 있다. 첫 번째 단계는 IFFT 구간이고, 두 번째 단계는 위상 회전 요소를 곱하는 구간 그리고, 마지막 단계는 각각의 서브 블록의 결과를 더하는 구간으로 구분 할 수 있다. PTS기법의 IFFT 구간의

계산은 서브 블록의 수 V 에 따라 $4\left\{\left(\frac{N}{2}\log_2 N\right) \times V\right\}$

번의 실수 곱셈과 $2\{(M\log_2 N) \times V\}$ 번의 실수 덧셈으로 구성된다. 전체 위상 세트의 개수를 P 라고 할 때 복소

수인 위상 회전 요소가 곱해져 최적화되는 구간의 복소 곱셈의 계산량은 $\{N \times P \times V\}$ 이다.

마지막 단계인 부분 시퀀스들간의 복소 덧셈은 $\{N \times P \times (V-1)\}$ 로 계산할 수 있다. PTS기법의 계산량은 다음과 같이 주어질 수 있다. 실수 곱셈 회수와 실수 덧셈 회수를 각각 MPTS, APTS 라 하면,

$$MPTS = 4\left\{\left(\frac{N}{2}\log_2 N\right) \times V\right\} + 4\{N \times P \times V\} \quad (20)$$

$$APTS = 2\{(M\log_2 N) \times V\} + 2\{N \times P \times (V-1)\} \quad (21)$$

SPO기법의 계산은 그림 4 에서 보듯이 PTS기법의 계산 단계와 유사하게 IFFT계산 구간과 최적화 구간 그리고, 복소 계수의 곱셈과 덧셈 구간의 합으로 계산할 수 있다. SPO기법은 IFFT내부에서 위상 회전을 곱하기 전까지는 한번만 수행하고, 위상 회전을 곱한 이후로는 위상 세트의 개수 P 만큼 반복하게

된다. IFFT 구간의 계산량은 실수 곱셈 $4\left(\frac{N}{2}\log_2 N\right)$ 과 실수 덧셈 $2(M\log_2 N)$ 의 합으로 계산된다.

위상 회전 요소를 곱하기 전까지의 실수 곱셈과 실수

덧셈의 계산량은 각각 $4\left\{\left(\frac{N}{2}\log_2 N\right) - \left(\frac{N}{2}\log_2 V\right)\right\}$ 과

$2\{(M\log_2 N) - (M\log_2 V)\}$ 이다. 위상 회전 요소를 최적화 하는 구간의 계산량은 $(N \times P)$ 이다. 그리고, 복소 계수

W^n 의 곱셈과 덧셈의 계산량은 각각 $\left(\frac{N}{2}\log_2 V \times P\right)$,

$(M\log_2 V \times P)$ 이다. 결과적으로 서브 블록의 개수 V 개 인 경우의 실수 계산량은 다음의 식들과 같이 표현할 수 있다. 즉, SPO기법의 실수 곱셈 회수와 실수 덧셈 회수를 각각 MSPO, ASPO 라고 하면,

$$MSPO = 4\left\{\left(\frac{N}{2}\log_2 N\right) - \left(\frac{N}{2}\log_2 V\right)\right\} + 4(N \times P) + 4\left(\frac{N}{2}\log_2 V \times P\right) \quad (22)$$

$$ASPO = 2\{(M\log_2 N) - (M\log_2 V)\} + 2(M\log_2 V \times P) \quad (23)$$

표 1. PTS 기법과 SPO 기법의 계산량 비교
Table 1. Comparison of the number of computational operations of PTS and SPO.

기법 조건	PTS		SPO	
	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈
$P = 4,$ $V = 2,$ $N = 128$	7,680	4,608	4,608	2,560
$P = 64,$ $V = 4,$ $N = 128$	138,240	56,320	66,816	34,048
$P = 16384,$ $V = 8,$ $N = 128$	67,123,200	29,374,464	20,972,544	12,583,936

식 (20)~(23)에 의한 PTS기법과 SPO기법의 실수 계산량을 비교한 결과를 표 1에 보였다. 여기서 위상 회전 인자로는 $\pm 1, \pm j$ 를 사용하였다.

표 1에서 P는 전체 위상 세트의 개수를 나타내며, V는 서브 블록의 수 그리고, N은 IFFT 포인트의 수를 나타낸다. 표 1의 결과에 따라 서브 시퀀스의 수 V가 커질수록 SPO 기법은 여러 번의 IFFT를 사용하여 PAPR을 저감하는 PTS 기법보다 계산량이 1/3 정도로 줄어드는 것을 알 수 있다.

V. 모의 실험

이번 절에서는 PAPR 저감화를 위한 알고리즘들 중에서 여러 번의 IFFT를 사용하는 PTS 기법과 제안한 SPO 기법을 모의 실험을 통해 비교 분석한다. 모의 실험을 위한 환경은 다음과 같다. 전체 부반송파의 개수는 128개이고, 변조 방식은 16-QAM을 사용하였다. 그리고, 서브 블록의 개수와 서브 블록 분할 방법 (PTS의 경우)을 달리하여 모의 실험을 수행 하였다.

그림 7과 그림 8은 서브 블록의 수에 따른 PTS 기법의 성능곡선이다.

그림 7은 서브 블록을 2개로 나눈 PTS 기법의 성능 곡선이며, CCDF (complementary cumulative distribution function) = 10^{-3} 을 기준으로, PAPR 저감 기법을 사용하지 않은 경우의 PAPR이 10.6 dB일때, 서브 블록을 인터리브 분할, 인접 분할, 랜덤 분할하는 방법에 따라 각각 0.8 dB, 1.9 dB, 2.3 dB의 PAPR이 저감되었음을 보여준다.

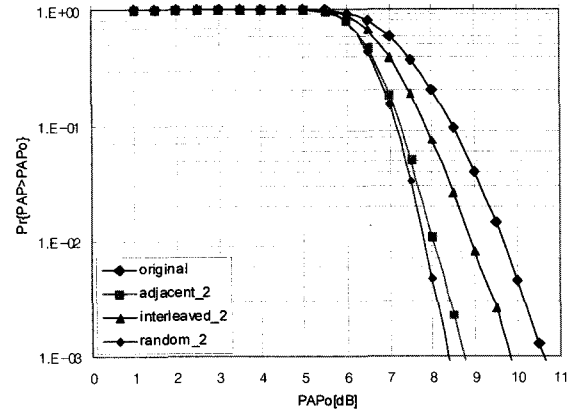


그림 7. 서브 블록개수가 2일 경우의 PTS 기법의 성능 곡선

Fig. 7. Performance of PTS scheme where the number of sub-blocks is two.

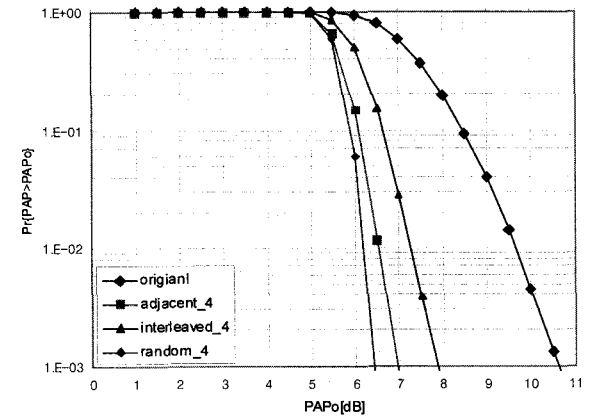


그림 8. 서브 블록개수가 4일 경우의 PTS 기법의 성능 곡선

Fig. 8. Performance of PTS scheme where the number of sub-blocks is four.

그림 8은 서브 블록을 4개로 나눈 PTS 기법의 성능 곡선이며 CCDF = 10^{-3} 을 기준으로, 각각의 서브 블록 분할 방식에 따라 2.8 dB, 3.6 dB, 4.2 dB 만큼씩 PAPR이 저감 되었음을 보여준다.

그림 9는 서브 시퀀스에 따라 위상 회전 인자를 2개와 4개를 사용하였을 때의 SPO 기법의 PAPR 성능 곡선이다.

CCDF = 10^{-3} 을 기준으로, PAPR 저감 기법을 사용하지 않은 경우의 PAPR이 10.6 dB일때, 라덱스-2 DIF IFFT 알고리즘의 (R-1)단계에서 각각 N/2포인트를 갖는 2개의 서브 블록에 위상 인자를 곱하여 최적화한 경우의 PAPR은 0.8 dB 줄었고, (R-2)단계에서 각각 N/4포인트를 갖는 4개의 서브 블록에 위상 인자를 곱하여

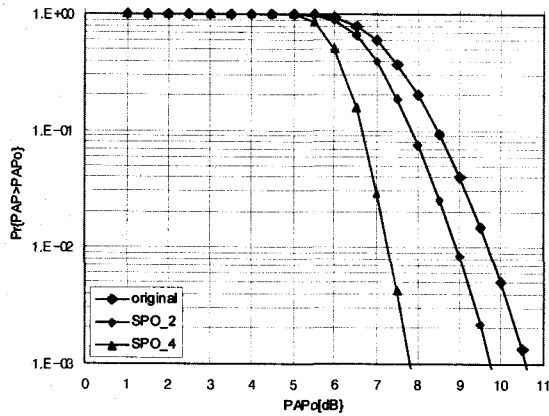


그림 9. 위상 회전 인자에 따른 SPO 기법의 성능곡선
 Fig. 9. Performance of SPO scheme where the numbers of phase rotation factors are two and four.

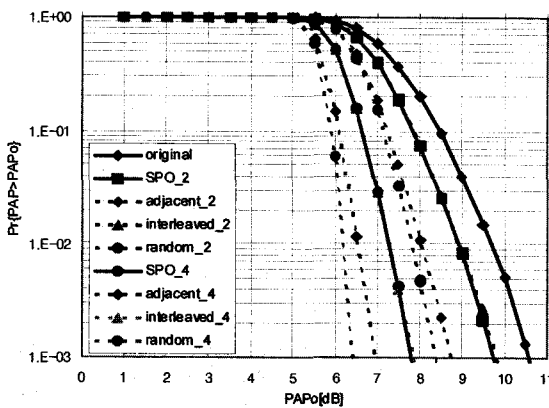


그림 10. PTS 기법과 SPO 기법의 성능 곡선
 Fig. 10. Performance curves of PTS and SPO.

최적화한 경우의 PAPR은 2.8 dB 줄었다.

그림 10 은 서브 블록을 인터리브 방식으로 분할했을 경우의 PTS 기법의 성능 곡선과 SPO 기법의 PAPR 저감 성능을 비교한 것이다. 실선은 PTS 기법의 성능 곡선을 나타낸 것이고 점선은 SPO 기법의 성능곡선을 나타낸 것으로, 인터리브 분할 방식 PTS와 SPO 방식의 성능 곡선이 거의 겹치는 형태를 보인다. 이는 SPO 방식이 계산량만 적을 뿐이며 인터리브 분할 방식 PTS와 결과적으로 동일하다는 것을 의미한다.

VI. 결 론

본 논문에서는 OFDM 시스템의 PAPR을 저감하는 새로운 방법인 서브-시퀀스 위상 최적화 (sub-sequence phase optimization, SPO) 기법을 제안하고,

기존의 PTS 기법과 비교 분석하였다.

제안된 기법은 IFFT의 연산 단계에서 서브-시퀀스를 정의하고 이 서브-시퀀스에 위상 회전 요소를 곱해서 PAPR을 저감한다. 제안한 SPO는 서브 시퀀스들의 위상을 임의로 회전시킨 후 IFFT를 수행하는 것은 SLM과 비슷하지만, 곱해지는 위상 회전 인자들을 최적화를 통해 구하는 것은 PTS와 비슷하다.

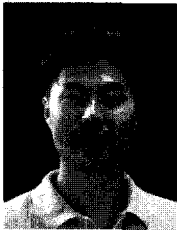
위상을 변화시켜 PAPR을 저감하는 기법들은 부반송과 수와 변조 방식에 상관없이 적용 가능한 장점을 가지고 있다. 그러나, 기존의 기법들 (PTS, SLM 등) 은 여러 번의 IFFT를 사용함으로써 계산량이 많다는 단점을 가지고 있는데 제안한 SPO 기법은 계산량을 줄이면서 기존의 방법들과 비슷한 성능을 갖는다. SPO 기법에서 미리 결정된 위상 회전 요소에 곱해지는 서브 시퀀스들은 라디스-2 DIF IFFT의 연산 과정에 의해 인터리브한 시퀀스들의 합으로 결정되기 때문에 SPO 기법의 PAPR 저감 성능은 인터리브 분할 방식 PTS 기법의 성능과 같은 것을 알 수 있다

참 고 문 헌

- [1] Richard van Nee, Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [2] Ochiai, H., Imai, H., "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Communications*, Vol. 50, pp. 89-101, Jan. 2002.
- [3] Jayalath, A.D.S., Tellambura, C., "The use of interleaving to reduce the peak-to-average power ratio of an OFDM signal," *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, pp. 82-86, Dec. 2000.
- [4] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio multicarrier modulation by selected mapping," *Electronics Letters*, Vol. 32, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [5] L. J. Cimini, Jr. and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Comm. Lett.*, Vol. 4, pp. 86-88, March 2000.
- [6] G. D. Forney, "Trellis shaping," *IEEE Transaction on*, Vol. 38, pp. 2813-300, Mar. 1992.
- [7] Ochiai, H., "A new trellis shaping design for OFDM," *IEEE International Conference on*, Vol. 3, pp. 1019-1023, Oct. 2002.
- [8] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of

- peak power reduction schemes for OFDM," *Proceedings of IEEE GLOBECOM '97*, Vol. 1, pp. 1-5, Nov. 1997.
- [9] S. H. Muller and J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM," *Proceedings of IEEE PIMRC '97*, Vol. 3, pp. 1090-1094, Sept. 1997, Helsinki, Finland
- [10] Seog Geun Kang, Jeong Goo Kim, Eon Kyeong Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, pp. 333-338, Sept. 1999.
- [11] Leland B. Jackson, *Signals, Systems, and Transforms*, pp. 406-420, Addison Wesley, 1991.

저 자 소 개



윤 여 종(학생회원)
 2003년 2월 배재대학교
 전자공학과(공학사)
 2005년 8월 충남대학교 정보통신
 공학과(공학석사)
 2005년 9월~현재
 한국 텍트로닉스㈜

<주관심분야: 차세대 이동통신, OFDM>



임 선 민(정회원)
 2000년 2월 충남대학교
 정보통신공학과(공학사)
 2002년 2월 충남대학교 정보통신
 공학과(공학석사)
 2002년 3월~현재 충남대학교
 정보통신공학과 박사과정

<주관심분야: 통신 신호 처리, 이동통신>



은 창 수(정회원)
 1985년 2월 서울대학교
 전자공학과 (공학사)
 1987년 2월 서울대학교
 전자공학과 (공학석사)
 1995년 12월 텍사스 오스틴대학교
 전기공학과 (공학박사)

1997년 ~ 현재: 충남대학교 전기정보통신공학부