

論文99-36S-10-1

# 부분전송열 직교 주파수분할다중화 시스템에서 새로운 부분력분할법 (A New Subblock Partition Scheme for Partial Transmit Sequence Orthogonal Frequency Division Multiplexing System)

姜 碩 根 \*, 姜 君 錫 \*\*, 金 貞 九 \*\*\*, 朱 彦 暎 \*

(Seog Geun Kang, Kun Seok Kang, Jeong Goo Kim, and Eon Kyeong Joo)

## 요 약

본 논문에서는 직교 주파수분할다중화의 칩두전력 대 평균전력비 감소를 위한 부분전송열 방식에서 연산 복잡도를 줄이기 위한 부분력분할법이 제안된다. 여기서는 부분력의 부분부대역에 랜덤하게 복소신호를 할당하고 이들을 반복적으로 연결시킨다. 그리고 보간 형태로 활성화된 부대역을 이용하여 변조함으로써 연산량이 감소된다. 모의실험 결과 제안된 방법은 기존의 방법과 거의 유사한 칩두전력 대 평균전력비 감소성능을 나타내었다. 그러나 부분전송열 직교 주파수분할다중화의 단일 심벌 전송에 요구되는 연산복잡도는 기존의 방법에 비하여 크게 감소됨을 알 수 있었다.

## Abstract

In this paper, a subblock partition scheme for reduction of computational complexity in partial transmit sequence which reduces the peak-to-average power ratio in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is proposed. In this scheme, complex signals are assigned into partial subbands randomly and signals in a partial subband are duplicated and concatenated repetitively to make a subblock. By modulation of active subbands which have almost interleaved pattern, computational complexity can be reduced. As results of computer simulation, the proposed scheme shows almost same peak to average power ratio reduction performance as compared to the conventional one. However, computational complexity required to transmit a partial transmit sequence OFDM symbol has been reduced extensively.

## I. 서 론

직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division

multiplexing; OFDM)는 이산 푸리에변환(discrete Fourier transform; DFT)이나 고속 푸리에변환(fast Fourier transform; FFT)을 이용하여 신호벡터를 변·복조하므

\* 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部

(School of Electronic and Electrical Engineering  
Kyungpook National University)

\*\* 正會員, 韓國電子通信研究院 無線放送技術研究所 衛星通信시스템研究部

(Satellite Communications System Department, Radio  
& Broadcasting Technology Laboratory, ETRI)

\*\*\* 正會員, 密陽大學校 情報通信工學科

(Department of Information and Communication  
Engineering, Miryang National University)

※ 본 논문의 일부는 동일문화장학재단의 1999년도 학술연구비 지원에 의하여 수행되었음.

接受日字:1998年11月27日, 수정완료일:1999年9月1日

로 고속 및 높은 대역폭효율이 요구되는 디지털 전송 시스템에 적합한 것으로 알려져 있다<sup>1) 5)</sup>.

이산 역푸리에변환에 의하여 변조된 신호의 진폭은 부대역의 수가 증가됨에 따라 중앙극한정리(central limit theorem)에 의하여 가우시안 확률분포를 가지게 된다. 따라서 직교 주파수분할다중화의 변조된 전송신호열의 첨두전력 대 평균전력비(peak-to-average power ratio; PAPR)가 매우 커지는 단점을 가진다. 이로 인하여 TWTA(traveling wave tube amplifier)등과 같은 고출력 증폭기의 비선형 특성에 의하여 신호는 크게 왜곡될 수 있으며 이는 시스템의 성능을 저하시키는 주된 원인이 된다<sup>6)</sup>. 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 임계치보다 큰 전력을 가지는 신호를 강제로 절단하는 방법이 제안된 바 있다<sup>7)</sup>. 그러나 여기서는 과도한 절단으로 인한 전송신호의 왜곡과 절단을 위한 적절한 임계치 설정 등의 문제점이 있다.

최근 절단잡음을 피할 수 있는 방법으로 순회부호(cyclic code)<sup>8)</sup>나 M열(M-sequence)<sup>9)</sup>등을 이용하여 낮은 첨두전력을 가지는 부호어만을 선택하여 전송하는 방법들이 제안되었다<sup>10) 11)</sup>. 그러나 이러한 방법들은 부대역의 수가 증가되면 부호율이 크게 떨어지고 또한 각 부대역 신호를 위한 신호사상기의 성상도가 2진 위상편이키잉(binary phase shift keying; BPSK)이나 4진 위상편이키잉(quaternary phase shift keying; QPSK)으로 제약되는 단점을 가진다. 이를 해결하기 위하여 최근 Huber 등<sup>12-14)</sup>에 의해 부대역의 수와 부대역 신호를 위한 신호사상기의 성상도에 상관없이 낮은 첨두전력 대 평균전력비를 유지하면서도 높은 부호율을 얻을 수 있는 부분전송열(partial transmit sequence; PTS)방식이 제안된 바 있다. 여기서는 전체 부대역이 다수의 부분블럭으로 나뉘어 할당되고 첨두전력 대 평균전력비가 최소가 되도록 각 부분블럭의 이산 역푸리에변환의 위상을 변화시킨다. 따라서 분할부분블럭의 수가 증가됨에 따라 시스템의 구조가 매우 복잡해지며 모든 부분블럭이 독립적으로 변조되므로 연산량이 크게 증가될 수 있다.

본 논문에서는 이러한 부분전송열 직교 주파수분할다중화의 연산량을 크게 감소시킬 수 있는 부분블럭분할법(subblock partition scheme)이 제안된다. 그리고 최소 첨두전력 대 평균전력비를 얻을 수 있는 랜덤 부대역할당 조건이 제시된다. 여기서는 전체 부대역을 다수의 부분블럭으로 분할함에 있어서 각 부분블럭의 부분부대역에 복소신호가 랜덤한 형태로 할당된다. 그리고 각

부분부대역 신호들을 연결인자의 수만큼 복제하여 반복·연결시킴으로써 단일 부분블럭이 만들어진다. 따라서 이러한 부분블럭내에 할당된 신호들은 보간된 것과 유사한 형태를 보이며 이를 Cooley-Tukey 알고리즘<sup>15)</sup>을 이용하여 변조함으로써 기존의 부분블럭분할법에 비하여 고속 역푸리에변환의 연산량이 감소될 수 있다.

## II. 부분전송열

일반적으로 직교 주파수분할다중화에서는 다수의 부대역 복소신호를 시간영역의 신호로 변조하기 위하여 고속 역푸리에변환이 사용된다. 따라서 변조된 전송신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{x} = \text{IFFT}(\mathbf{X}), \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ 는 부대역 복소신호벡터를 나타내고  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 는 역푸리에변환에 의해 변조된 전송신호를 나타낸다.  $N$ 은 단일 심벌내의 부대역의 수이다. 푸리에변환이 중첩의 원리를 만족하는 선형변환이므로 부대역신호  $X_i$ 가 통계적으로 서로 독립일 때 신호벡터  $\mathbf{x}$ 의 진폭은 가우시안 분포를 가지게 된다. 따라서 전송신호  $\mathbf{x}$ 는 매우 큰 첨두치를 가질 수 있다. 일반적으로 첨두전력 대 평균전력비는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{PAPR}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq k < N} \{|x_k|^2\}}{E\{|x_k|^2\}}, \quad (2)$$

여기서  $E(\cdot)$ 는 평균값을 나타낸다.

부분전송열 방식에서는 첨두전력 대 평균전력비를 줄이기 위하여 부대역 신호  $\mathbf{X}$ 를 서로 중복되지 않는 다수의 부분블럭들로 분할하고, 크기가 1인 복소 순환인자(rotation factor)  $b^{(l)}, l=0, \dots, L-1$ 를 정의하여 다음과 같이 새로운 신호벡터를 구한다.

$$\hat{\mathbf{X}} = \sum_{l=0}^{L-1} b^{(l)} \cdot \mathbf{X}^{(l)}, \quad b^{(l)} = \exp(j\phi^{(l)}), \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{X}^{(l)}$ 은  $l$ 번째 부분블럭에 할당된 신호벡터를  $\phi^{(l)}$ 은 순환인자의 위상을 나타낸다. 그리고  $L$ 은 부분블럭의 수이다. 새로운 전송신호  $\hat{\mathbf{x}}$ 는 역푸리에변환의 선형성(linearity)을 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \text{IFFT} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} b^{(l)} \cdot \mathbf{X}^{(l)} \right\} = \sum_{l=0}^{L-1} b^{(l)} \cdot \text{IFFT} \{ \mathbf{X}^{(l)} \} \quad (4)$$

이로부터 변조된 부블럭신호와 순환인자의 적절한 조합에 따라 전송신호열의 침투전력 대 평균전력비가 달라짐을 알 수 있다.

최소의 침투전력을 얻을 수 있는 순환인자를 구하는 일반적인 원칙은 현재까지 보고된 바 없으며 대부분의 경우 랜덤하게 발생된 신호열로부터  $b^{(i)}X^{(i)}$ ,  $0 \leq i, j \leq L$ ,의 모든 조합들 가운데 최소의 침투전력을 나타낼 때의 순환인자를 모의실험을 통하여 구한다. 이때의 순환인자  $\tilde{b}^{(l)}$ ,  $0 \leq l \leq L$ ,을 이용하여  $l$ 번째 부블럭내의 모든 부대역신호들의 위상을 변화시킨다. 따라서 부분 전송열 직교 주파수분할다중화 시스템에서 전송신호열  $\tilde{x}$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\tilde{x} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{b}^{(l)} \cdot x^{(l)} \quad (5)$$

여기서  $x^{(l)} = IFFT\{X^{(l)}\}$ 이다. 이와 같은 부블럭분할의 간단한 예를 다음의 그림에 나타내었다. 여기서 부블럭의 수는 2이고 부대역의 수는 8로 하였다.

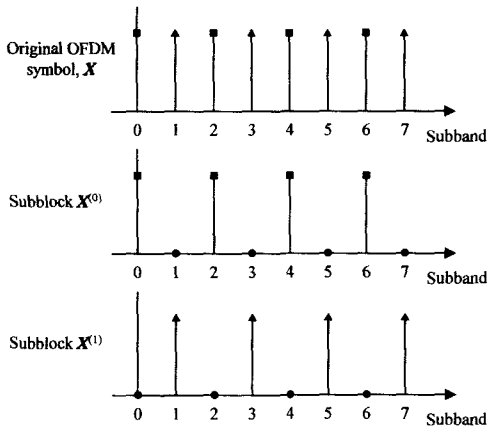


그림 1. 부블럭분할의 간단한 예  
Fig. 1. A simple example of subblock partition.

여기서 세로축은 분할된 각각의 부블럭을, 가로축은 각 부블럭의 부대역을 나타낸다. 가중치를 가지는 임펄스들은 그 위치의 부대역에 신호가 할당되었음을 나타내고 신호가 할당되지 않은 부대역의 가중치는 0으로 나타내었다. 그림에서 직교 주파수분할다중화 심볼의 짝수 번째 (0,2,4,6) 부대역신호들은 첫 번째 부블럭  $X^{(0)}$ 에 할당되고 홀수 번째 (1,3,5,7) 부대역신호들은  $X^{(1)}$

에 할당됨을 볼 수 있다. 각 부블럭의 위상을 변화시키기 위한 순환인자가  $b^{(i)} \in \{1, -1\}$ 인 경우, 랜덤한 신호열과의 모든 가능한 조합으로부터 최소의 침투전력을 얻을 수 있는  $\tilde{b}^{(l)}$ 이  $\tilde{b}^{(0)}(0) = -1$ 과  $\tilde{b}^{(l)} = 1$ 이라고 가정하면 부블럭  $X^{(0)}$ 의 모든 부대역신호들은 위상이  $180^\circ$  변환되어 전송되고  $X^{(1)}$ 의 신호들은 위상의 변화없이 전송된다. 이러한 부분전송열 직교 주파수분할다중화 시스템의 블럭도를 그림 2에 나타내었다.

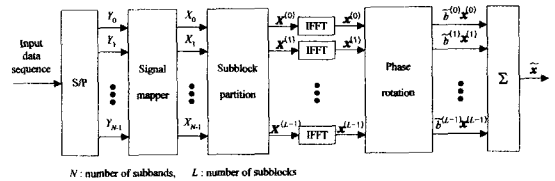
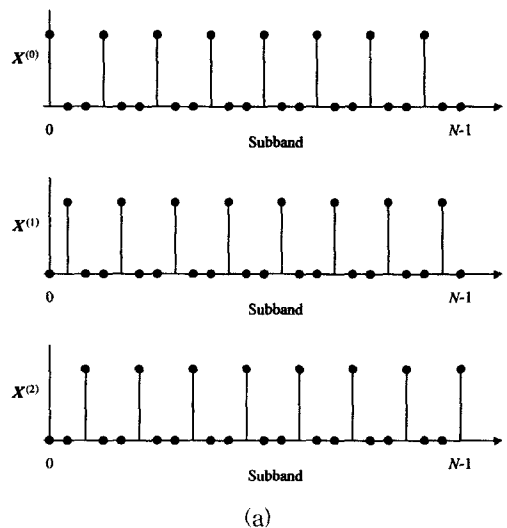


그림 2. 부분전송열 직교 주파수분할다중화 시스템의 블럭도

Fig. 2. Block diagram of partial transmit sequence OFDM system.

### III. 기존의 부블럭분할법

부블럭분할법은 부분전송열 직교 주파수분할다중화에서 전체 부대역을 서로 중복되지 않는 다수의 부블럭에 할당하는 방법으로 분할방법에 따라 보간 부블럭 분할법(interleaved subblock partition scheme), 인접 부블럭분할법(adjacent subblock partition scheme) 그리고 의사랜덤 부블럭분할법(pseudo-random subblock partition scheme)으로 나누어진다<sup>[12,14]</sup>.



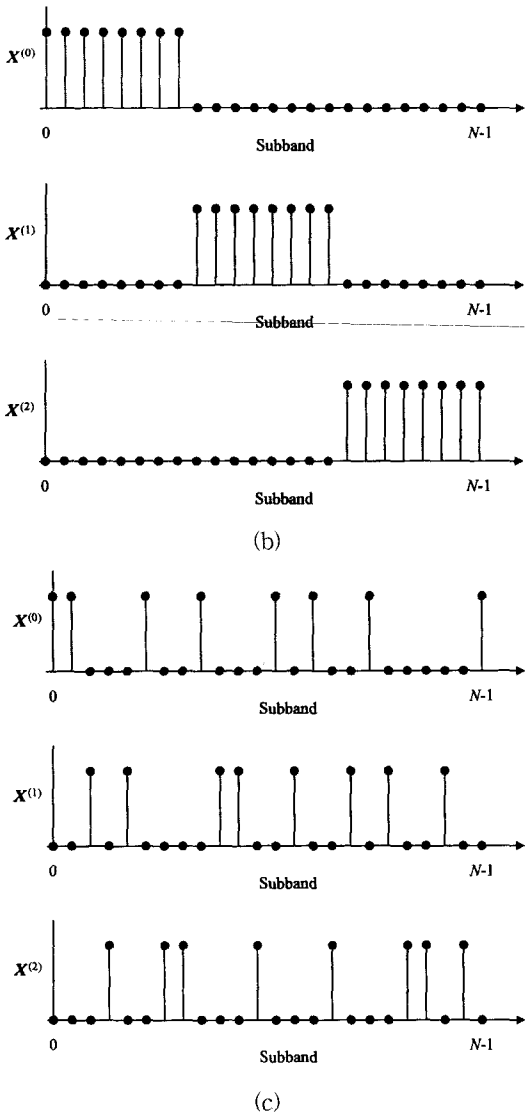


그림 3. 기존의 부블럭분할법 (부블럭의 수 = 3).  
 (a) 보간 부블럭분할  
 (b) 인접 부블럭분할  
 (c) 의사랜덤 부블럭분할

Fig. 3. Conventional subblock partition schemes (number of subblocks = 3).  
 (a) interleaved subblock partition  
 (b) adjacent subblock partition  
 (c) pseudo-random subblock partition

보간 부블럭분할법에서는 부블럭의 수만큼 떨어져 있는 부대역이 동일한 부블럭에 할당된다. 인접 부블럭 분할법은 전체 부대역의 길이를 부블럭의 수로 나누어 그 길이에 해당되는 만큼의 인접된 부대역들을 하나의 부블럭으로 할당한다. 그리고 의사랜덤 부블럭분할법은

전체 부대역을 각 부블럭에 랜덤하게 할당하는 방법이다. 이러한 부블럭분할법의 예를 그림 3에 나타내었다.

부분전송열 직교 주파수분할다중화에서는 분할된 부블럭을 독립적으로 변조한 후 이를 더하여 전송한다. 따라서 전체 부대역의 수가  $N$ 인 경우 단일 부블럭의 변조에 요구되는 복소곱과 복소합의 연산 횟수는 각각 다음과 같다.

$$n_M = \frac{N}{2} \log_2 N \tag{6a}$$

$$n_A = M \log_2 N \tag{6b}$$

여기서  $n_M$ 은 복소곱을,  $n_A$ 는 복소합을 나타낸다. 따라서 직교 주파수분할다중화의 단일 심벌을 전송하기 위한 전체 연산량은 식(6)에 부블럭의 수가 곱해져야 하므로 부분전송열을 이용하지 않는 일반적인 방법에 비하여 크게 증가된다. 그러나 보간 부블럭분할법의 경우 Cooley-Tukey 알고리즘<sup>[13]</sup>을 사용하여 연산량을 감소시킬 수 있다. 각 부블럭의 신호벡터  $X^{(l)}$ 에 대해 열의 수가 부블럭의 수가 되도록 행방향사상(row-wise mapping)을 하고 이의 역푸리에변환의 결과인  $x^{(l)}$ 에 대해 열방향사상(column-wise mapping)을 한다. 이러한 보간 부블럭분할법의 행방향 및 열방향사상을 표 1에 나타내었다.

표 1. 보간 부블럭분할법의 행방향사상과 열방향사상

Table 1. Row- and column-wise mapping of interleaved subblock partition scheme.

Row-wise mapping ( $X_{l,m} = X_{l+Ml}$ )

$l \backslash m$	0	1	...	$M-1$
0	$X_0^{(0)}$	$X_L^{(0)}$	...	$X_{(M-1)L}^{(0)}$
1	$X_1^{(0)}$	$X_{L+1}^{(0)}$	...	$X_{(M-1)L+1}^{(0)}$
...	...	...	...	...
$L-1$	$X_{L-1}^{(0)}$	$X_{2L-1}^{(0)}$	...	$X_{(LM-1)}^{(0)}$

Column-wise mapping ( $x_{p,q} = x_{Mp+q}$ )

$q \backslash p$	0	1	...	$M-1$
0	$x_0^{(0)}$	$x_1^{(0)}$	...	$x_{M-1}^{(0)}$
1	$x_M^{(0)}$	$x_{M+1}^{(0)}$	...	$x_{2M-1}^{(0)}$
...	...	...	...	...
$L-1$	$x_{(L-1)M}^{(0)}$	$x_{(L-1)M+1}^{(0)}$	...	$x_{LM-1}^{(0)}$

여기서  $N$ 은 전체 부대역의 수를,  $L$ 은 부블럭의 수를 나타낸다. 그리고  $M$ 은 각 부블럭에 할당되는 부대역의 수를 나타낸다. Cooley-Tukey 알고리즘에 의한 고속 역푸리에변환의 결과는 다음과 같다.

$$x_{p,q} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ W_N^{lq} \left[ \sum_{m=0}^{M-1} X_{l,m} W_M^{mq} \right] \right\} W_N^{lp}, \quad W_N = e^{-j2\pi/N} \quad (7)$$

부블럭  $X^{(l)}$ 에서 활성화된 부대역은 표 1의 행방향 사상에서  $l$ 번째 열에서만 나타나고 나머지 열에서는 모두 0이 된다. 따라서 식 (7)에서 내부의 역푸리에변환은  $l$ 번째 열에서만 수행되므로 식 (7)은 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$x_{p,q} = \frac{1}{N} W_N^{l(Mp+q)} \sum_{m=0}^{M-1} X_{l,m} W_M^{mq} \quad (8)$$

이 경우 한 번의  $M$ 샘플 역푸리에변환과  $N$ 번의 복소곱 연산으로 각 부블럭에 할당된 부대역 신호를 변조할 수 있다. 따라서 보간 부블럭분할법에서 단일 부블럭의 변조를 위한 복소곱과 복소합의 연산 횟수는 다음과 같다.

$$n_M = \frac{N}{2L} \log_2 \frac{N}{L} + N \quad (9a)$$

$$n_A = \frac{N}{L} \log_2 \frac{N}{L} \quad (9b)$$

이를 식 (6)과 비교하면 연산량이 크게 감소됨을 알 수 있다.

#### IV. 연결 의사랜덤 부블럭분할법

보간 부블럭분할법은 의사랜덤 부블럭분할법에 비하여 상당히 큰 침투전력 대 평균전력비를 가질 수 있는 것으로 알려져 있다<sup>[14]</sup>. 따라서 본 논문에서는 부분전송 열 직교 주파수분할다중화에서 의사랜덤 부블럭분할법과 보간 부블럭분할법을 결합하여 침투전력 대 평균전력비의 감소능성이 우수하면서도 연산량을 크게 줄일 수 있는 연결 의사랜덤 부블럭분할법(concatenated pseudo-random subblock partition scheme)을 제안한다. 여기서는 전체 부대역을 다수의 부블럭으로 분할하고 각 부블럭의 부분부대역에 신호가 랜덤 할당된다. 그리고 부분부대역 신호를 연결인자의 수만큼 반복하여 각 부블럭의 나머지 부대역에 할당하여 연결된 단일 부블럭이 생성된다. 부블럭의 수가 3이고 각 부블럭

의 연결인자의 수가 2인 경우에 대한 연결 의사랜덤 부블럭분할 과정을 그림 4에 나타내었다.

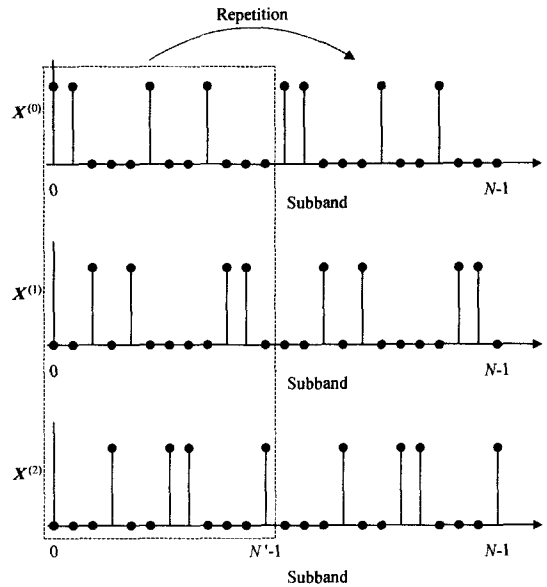


그림 4. 연결 의사랜덤 부블럭분할법.

Fig. 4. Concatenated pseudo-random subblock partition scheme.

여기서 점선으로 둘러싸인 부분은 부분부대역을 나타낸다. 전체 부대역의 수를  $N$ , 연결인자의 수를  $C$ 라고 하면 부분부대역은  $N' = N/C$ 개의 부대역으로 구성됨을 알 수 있다. 이러한 부분부대역을 각각의 부블럭으로 분할하고 부분부대역의 분할형태를 연결인자의 수만큼 연결함으로써 전체 부대역의 부블럭분할이 이루어진다.

연결인자  $C$ 에 의해 나누어진 각 부분부대역을 표 1에서와 같이 열의 수가  $I = N/LC$ 이고 행의 수가  $L$ 이 되도록 행방향사상을 한다. 이러한 부분 행방향사상을 연결인자의 수만큼 연결하여 전체 행방향사상을 만든다. 활성화된 부대역이 전체 행방향사상에서 열방향으로 보간된 형태가 되도록 부분 행방향사상의 한 열에서 하나씩의 부대역을 각 부블럭에 할당한다. 그리고 부분부대역에서 한 부블럭에 할당된 부대역이 랜덤한 형태를 가지도록 하기 위하여 각 열에 따라 할당된 부대역의 행이 랜덤하게 분포되도록 한다. 부블럭의 수가 4이고 연결인자가 4인 경우 전체 행방향사상은 표 2와 같이 나타낸다.

표 2. 연결 의사랜덤 부분블럭분할법의 행방향 사상

Table 2. Row-wise mapping of concatenated pseudo-random subblock partition scheme

$c$	0				1				2				3			
	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	$B_0$	$B_1$	$B_2$	$B_3$	$B_0$	$B_1$	$B_2$	$B_3$	$B_0$	$B_1$	$B_2$	$B_3$	$B_0$	$B_1$	$B_2$	$B_3$
1	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$I$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$	$B_3$	$B_0$	$B_2$	$B_1$

여기서  $B_l$ 는 부대역이  $l$ 번째 부분블럭에 할당되었음을 나타낸다. 이와 같은 연결에 따라 각 부분블럭의 전체 행방향사상에서 한 열의 활성화된 부대역들은 보간된 형태로 나타나고 부분 행방향사상에서는 랜덤한 형태로 나타남을 알 수 있다. 이러한 연결 의사랜덤 부분블럭분할법에서 연결인자의 수가 1인 경우 전체 부대역은 랜덤하게 분할되므로 의사랜덤 부분블럭분할법이 되고  $N/L$ 인 경우에는 부분부대역에 부분블럭 수만큼의 부대역만 있으므로 보간 부분블럭분할법이 된다.

연결 의사랜덤 부분블럭분할법에서 단일 부분블럭을 위한 변조과정은  $I$ 번의 보간된 형태의 역푸리에변환과  $N$ 번의 복소곱 그리고  $LC$ 번의  $I$ 샘플 역푸리에변환으로 구성된다. 따라서 복소곱과 복소합의 연산 횟수는 다음과 같다.

$$n_M = \left( \frac{N}{2L} \log_2 C + M \right) + \left( \frac{N}{2} \log_2 \frac{N}{LC} \right) \quad (10a)$$

$$n_A = \left( \frac{N}{L} \log_2 C \right) + \left( M \log_2 \frac{N}{LC} \right) \quad (10b)$$

이와 같은 연결 의사랜덤 부분블럭분할법에서는 연결인자의 수가 커짐에 따라 연산량이 감소되며 연결인자의 수가  $N/L$ 인 경우는 식 (9)의 보간 부분블럭분할법에서 요구되는 연산량과 같아짐을 알 수 있다.

## V. 실험결과 및 분석

기존 부분블럭분할법에 대한 제안된 연결 의사랜덤 부분블럭분할법의 상대적인 성능평가를 위하여 모의실험이 수행되었다. 모의실험 환경은 기존의 연구<sup>[12-14]</sup>와의 성능비교를 위해 전체 부대역의 수를 128로 부분블럭의 수

를 4로 정하였고 신호사상기로는 QPSK 성상도를 사용하였다. 그리고 순환인자는  $b(l) \in \{\pm 1, \pm j\}$ 를 사용하였다.

기존의 부분블럭분할법에 대해 단일 심벌의 침투전력 대 평균전력비가 어떤 기준치  $\alpha$ 보다 클 확률  $\Pr(\alpha)$ 를 그림 5에 나타내었다.

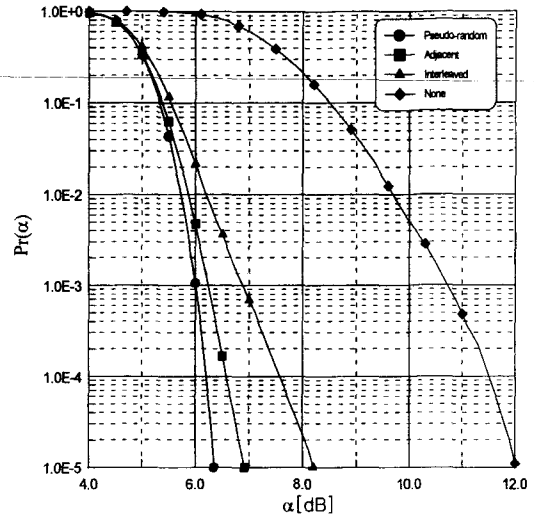


그림 5. 기존의 부분블럭분할법에 대한  $\Pr(\alpha)$ .

Fig. 5.  $\Pr(\alpha)$  for the conventional subblock partition schemes.

부분전송열 방식이 적용되지 않은 경우에는 매우 큰 침투전력을 가지는 신호들의 발생확률이 상당히 큼을 알 수 있다. 이에 비하여 부분전송열 방식이 적용된 경우  $\Pr(\alpha) = 10^{-5}$ 을 기준으로 할 때  $\alpha$ 의 값이 3.9dB~5.8dB정도 감소된다. 즉 부분전송열 방식이 적용되지 않은 경우에는 침투전력 대 평균전력비가 12dB이상일 확률이  $10^{-5}$ 인 반면, 의사랜덤 부분블럭분할법의 경우는 6.2dB이상일 확률이  $10^{-5}$ 이다. 또한 침투전력 대 평균전력비가 6dB이상일 확률은 보간 부분블럭분할법의 경우  $2 \times 10^2$ , 인접 부분블럭분할법은  $5 \times 10^3$ , 그리고 의사랜덤 부분블럭분할법의 경우  $10^3$ 이다. 예상한대로 의사랜덤 부분블럭분할법이 가장 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

제안된 연결 의사랜덤 부분블럭분할법에 대한  $\Pr(\alpha)$ 를 그림 6에 나타내었다. 여기서  $C$ 는 제안된 방법에서 연결인자의 수를 나타낸다.

제안된 방법에서 침투전력 대 평균전력비가  $\alpha$ 보다 클 확률은 연결인자의 수가 증가됨에 따라 약간씩 증가한다. 연결인자가 2인 경우와 4인 경우 의사랜덤 부

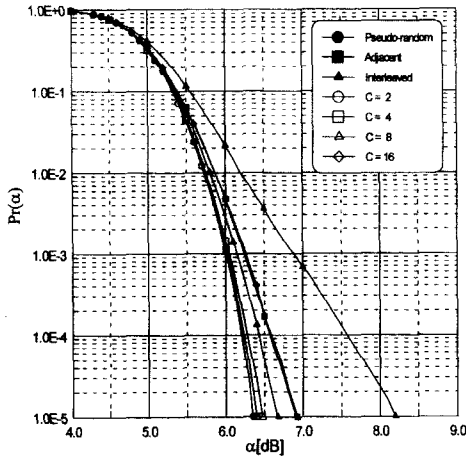


그림 6. 연결 의사랜덤 부블럭분할법에 대한  $Pr(\alpha)$ .  
 Fig. 6.  $Pr(\alpha)$  for concatenated pseudo-random subblock partition scheme.

블럭분할법과 거의 동일한 성능을 보인다. 그리고 연결 인자가 16인 경우는 인접 부블럭분할법과 거의 같은 성능을 나타냄을 알 수 있다.

이러한 부분전송열 방식들의 자체적인 특성뿐만 아니라 제안된 분할법에서는 각 부블럭에 직교 주파수분할다중화의 부대역이 할당되는 형태에 따라라도 첨두 전력 대 평균전력비는 다르게 나타날 수 있다. 부블럭 내의 활성화된 부대역을 '1' 활성화되지 않은 부대역을 '0'으로 나타내는 부대역 지시변수를 정의하면 지시변수들의 고속 푸리에변환은 단일 부분전송열  $x^{(l)}$ 의 주기적 자기상관함수(periodic autocorrelation function)로 나타난다<sup>[14]</sup>. 따라서 부분전송열 방식에서는 이러한 주기적 자기상관함수의 첨두치가 첨두전력 대 평균전력비 감소성능에 직접적인 영향을 미칠 수 있다. 각 부블럭분할법에 따른 부대역 지시변수의 고속 푸리에변환에 순환인자를 곱하여 얻은 결과들 중 첫 번째에서 네 번째까지의 최소 첨두치를 표 4에 나타내었다.

표 4. 최소 첨두치  
 Table 4. Minimum peak values.

Subblock partition scheme	1st	2nd	3rd	4th	Average	
Pseudo-random	16.97	18.85	19.98	19.98	18.94	
Adjacent	40.78	45.25	45.25	56.94	47.06	
Interleaved	64.00	64.00	64.00	64.00	64.00	
Concatenated pseudo-random	C=2	18.86	18.91	18.91	19.43	19.03
	C=4	18.21	20.05	20.67	20.67	19.90
	C=8	27.34	28.81	28.81	29.02	28.85
	C=16	41.81	45.25	45.25	55.43	46.94

4개의 최소 첨두치의 평균은 의사랜덤 부블럭분할법에서 가장 작고 보간 부블럭분할법에서 가장 커진다. 또한 제안된 분할법에서는 연결인자의 수가 2인 경우 의사랜덤 부블럭분할법과 거의 유사한 값을 가지며 16인 경우 인접 부블럭분할법과 거의 같아진다. 이러한 모든 결과는 그림 5의 첨두전력 대 평균전력비의 성능과 동일한 경향을 보임을 알 수 있다. 즉 부분전송열 알고리즘에 부대역 지시변수를 적용할 경우 최소 첨두치들이 작을수록 우수한 첨두전력 대 평균전력비 감소성능을 나타낸다.

제안된 연결 의사랜덤 부블럭분할법에서 부블럭의 수가 4인 경우 단일 직교 주파수분할다중화 심벌의 전송에 요구되는 연산량을 표 5에 나타내었다. 여기서 연결인자가 1인 경우는 의사랜덤 부블럭분할법으로 기존의 방법에서 요구되는 연산량과 동일하다.

표 5. 복소연산의 횟수  
 Table 5. Number of complex computations.

Concatenation factor	$N=128$		$N=256$		
	$n_M$	$n_A$	$n_M$	$n_A$	
$L=4$	C=1	1792	3584	4096	8192
	C=2	1600	2176	3712	5376
	C=4	1408	1792	3328	4608
	C=8	1216	1408	2944	3840
	C=16	1024	1024	2560	3072
	C=32	832	640	2176	2304
	C=64	-	-	1792	1536

표 5로부터 기존의 방법에 비하여 제안된 방법의 연산량은 전체 부대역의 수가 128인 경우 복소곱의 경우 10~54%, 복소합의 경우 40~82%정도 감소됨을 알 수 있다.

## VI. 결론

직교 주파수분할다중화는 고속 푸리에변환을 이용하여 신호벡터를 변·복조할 수 있으므로 고속 및 높은 대역폭효율이 요구되는 시스템에 적합하다. 그러나 변조된 전송신호열의 첨두전력 대 평균전력비가 매우 커지는 단점이 있고 이로 인하여 신호가 전력증폭기등과 같은 비선형 장치에 의해 왜곡될 수 있으므로 시스템 성능이 저하된다. 기존의 부분전송열 방식은 높은 부호율을 얻을 수 있고 부대역의 수와 부대역 신호를 위한 신호사상기의 성장도에 제약을 받지 않으면서도 첨두

전력 대 평균전력비를 효과적으로 감소시킬 수 있다. 그러나 이는 변조를 위한 연산량이 부블럭의 수에 비례해서 크게 증가되는 단점을 가진다.

본 논문에서는 기존의 부분전송열 방식에 비하여 성능 저하가 거의 없으면서도 변조를 위한 역푸리에변환에서의 연산량을 크게 감소시킬 수 있는 연결 의사랜덤 부블럭분할법이 제안되었다. 그리고 최소 침투전력 대 평균전력비를 얻을 수 있는 랜덤 부대역할당 조건이 제시되었다. 모의실험 결과 제안된 부블럭분할법은 연결인자의 수가 2 또는 4일 경우 기존의 부블럭분할법중 성능이 가장 우수한 의사랜덤 부블럭분할법과 비교하여 침투전력 대 평균전력비 감소성능의 차이가 아주 미미한 것으로 나타났다. 그리고 연결인자의 수가 16인 경우에는 인접 부블럭분할법과 거의 동등한 성능을 나타내고 32인 경우는 보간 부블럭분할법과 같다. 그러나 변조에 요구되는 연산량은 크게 감소됨을 알 수 있었다.

따라서 제안된 부블럭분할법은 요구 성능과 허용 복잡도에 따라 적절한 연결인자를 선택함으로써 다양한 시스템에 응용이 가능하다. 즉, 데이터 전송속도에 비하여 상대적으로 고품질이 요구되는 통신시스템에는 작은 연결인자를 선택하고, 반대로 고속이 요구되는 데이터 전송시스템에는 큰 연결인자를 선택한 연결 의사랜덤 부블럭분할법이 적용될 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [2] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [3] B. Hirosaki, "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 7, pp. 982-989, July 1981.
- [4] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [5] Y. Wu and B. Caron, "Digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 32, no. 5, pp. 16-22, May 1994.
- [6] R. O'Neill and L. Lopes, "Performance of amplitude limited multitone signals," *Proc. IEEE VTC '94*, Stockholm, Sweden, pp. 1675-1679, June 1994.
- [7] D. Mestdagh, P. Spruyt, and B. Biran, "Effect of amplitude clipping in DMT-ADSL transceivers," *Electron Lett.*, vol. 29, no. 15, pp. 1354-1355, July 1993.
- [8] D. Wulich, "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding," *Electron Lett.*, vol. 32, no. 5, pp. 432-433, Feb. 1996.
- [9] X. Li and J.A. Ritcey, "M-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction and error correction," *Electron Lett.*, vol. 33, no. 7, pp. 554-555, Mar. 1997.
- [10] A. Jones, T. Wilkinson, and S. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electron Lett.*, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
- [11] B. M. Popović, "Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 7, pp. 1031-1033, July 1991.
- [12] S. H. Müller, R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation," *Annals of Telecommun.*, vol. 52, nos. 1-2, pp. 58-67, Feb. 1997.
- [13] S. H. Müller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electron Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [14] S. H. Müller and J. B. Huber, "A novel peak



power reduction scheme for OFDM," Proc. *IEEE PIMRC'97*, Helsinki, Finland, pp. 1090-1094, Sep. 1997.

[15] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.

---

저 자 소 개

---

姜 碩 根(正會員)

1965년 7월 10일생. 1988년 2월 경북대학교 전자공학과 학사. 1993년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 석사. 1999년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 박사. 관심 분야는 디지털 통신시스템, 디지털신호처리, 이동통신시스템 등임.

金 貞 九(正會員) 第 32卷 A編 5號 參照

현재 밀양대학교 정보통신공학과 조교수.

姜 君 錫(正會員)

1997년 2월 경북대학교 공과대학 전자전기공학부 학사. 1999년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 석사. 현재 한국전자통신연구원(ETRI) 무선방송기술연구소 위성통신시스템연구부 근무. 관심분야는 디지털통신시스템, 부호이론 등임.

朱 彥 煥(正會員) 第 32卷 A編 5號 參照

현재 경북대학교 전자전기공학부 교수.