

# 스펙트럼 효율적인 주파수 분할 다중화를 위한 낮은 복잡도 인접 부반송파 간섭 추정 기법

박경원\*, 강동훈\*, 이아림\*, 오왕록<sup>o</sup>

## Low Complexity ICI Estimation Scheme for Spectrally Efficient FDM

Kyeongwon Park\*, Donghoon Kang\*, Arim Lee\*, Wangrok Oh<sup>o</sup>

### 요약

SEFDM (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing)은 일반적인 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 비해 부반송파 (sub-carrier) 간격을 줄임으로써 더 많은 데이터를 전송하는 기법이다. 그러나 부반송파 간 직교성이 유지되지 않아 ICI (Inter-Carrier Interference)를 추정 및 보상하는 과정이 필수적이다. 기존에 부호화된 SEFDM에 적합한 시간 영역 ICI 추정 기법이 제안되었으나 특정 대역폭 압축 인자에서 복잡도가 과도하게 증가하는 문제가 있다. 이를 보완하기 위해 주파수 영역 ICI 추정 기법이 제안되었으며 연 심벌과 ICI 패턴의 순환 컨볼루션 (Circular convolution)을 통해 주파수 영역에서 ICI를 추정함으로써 복잡도를 낮출 수 있다. 본 논문에서는 인접 부반송파에서 야기되는 ICI만을 고려하여 ICI를 추정함으로써 낮은 복잡도로 ICI를 보상하는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존에 제안된 기법과 거의 동일한 비트 오류율 (Bit Error Rate) 성능을 보일 뿐만 아니라 낮은 복잡도로 ICI를 추정할 수 있다.

**Key Words** : SEFDM, ICI estimator, Block convolution

### ABSTRACT

SEFDM (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing) transmits more data by reducing sub-carrier spacing compared to conventional OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). However, orthogonality between the sub-carriers can not be guaranteed and thus, ICI (Inter-Carrier Interference) should be estimated and compensated. A time-domain ICI estimator for coded SEFDM was proposed but, unfortunately, the required complexity drastically increases for some bandwidth compression factors. A frequency-domain ICI estimator was proposed which reduces complexity by estimating ICI in frequency-domain with a circular convolution of the soft estimated symbols and a ICI pattern sequence. In this paper, we propose a low complexity ICI estimator which estimates the ICI by only considering major ICI terms from adjacent sub-carriers. The proposed scheme not only offers virtually identical bit error performance but also requires less complexity compared to those of the previously proposed ICI estimators.

\* First Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, kyeongwon@cnu.ac.kr, 학생회원

<sup>o</sup> Corresponding Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, kingrock@cnu.ac.kr, 종신회원

\* Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, 학생회원

논문번호 : KICS2017-09-236, Received September 5, 2017; Revised November 20, 2017; Accepted November 22, 2017

## I. 서론

무선통신 시스템에 대한 대역폭 요구량이 계속해서 증가하고 있으며 이를 충족시키기 위해 대역폭을 효율적으로 사용하는 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 주파수 대역폭 효율이 좋은 기법이 많이 제안되고 있으며 그중 하나가 SEFDM (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing) 기법이다<sup>[1,2]</sup>. SEFDM은 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템과 비교해 동일한 대역폭 내에 보다 많은 부반송파를 중첩하여 전송함으로써 더 많은 데이터를 전송하는 기법이다. 그러나 부반송파 간 직교성이 만족되지 않아 ICI (Inter-Carrier Interference)가 발생하며 이를 추정 및 제거하는 과정이 필요하다.

부호화된 SEFDM에 적합한 시간 영역 ICI 추정 기법이 제안되었다<sup>[3]</sup>. 이 기법은 수신기에서 수신 신호의 LLR (Log-Likelihood Ratio)을 계산해 연 판정 채널 복호를 수행하고 이를 통하여 송신 심벌에 대한 연 심벌 (soft symbols)을 생성한다. 다중 IFFT 변조기 (multiple Inverse Fast Fourier Transform modulator)를 이용하여 연 심벌을 시간 영역 신호로 변환하여 ICI를 추정 및 보상한 후 해당 결과를 나머지 복조 및 복호 과정을 위하여 다시 주파수 영역으로 변환한다. 이 과정에서 특정 압축 인자일 때 복잡도가 과도하게 증가하는 문제가 발생한다. 이를 보완하기 위해 시간 영역이 아닌 주파수 영역에서 ICI를 추정 및 보상하는 기법이 제안되었다<sup>[4]</sup>. 이 기법은 압축 인자와 부반송파의 개수를 바탕으로 생성할 수 있는 ICI 패턴과 연 심벌의 순환 컨볼루션 (circular convolution)을 이용하여 ICI를 추정한다. 이를 통해 복잡도를 낮출 수 있으며 기존에 제안된 시간 영역 ICI 추정 기법과 유사한 성능을 보인다. 그러나 반송파 개수가 증가함에 따라 여전히 복잡도가 높은 단점이 있다.

기존에 제안된 기법들은 특정 부반송파에서의 ICI를 추정할 때 나머지 모든 부반송파들을 고려한다. 그러나 특정 부반송파에서의 ICI는 대부분 소수의 인접 부반송파들로부터 발생한다. 따라서 인접한 부반송파에서 야기되는 ICI만을 고려하여 특정 부반송파에서의 ICI를 추정함으로써 성능은 유지하며 복잡도를 낮출 수 있다. 본 논문에서는 복잡도를 낮춘 부호화된 SEFDM에 적합한 주파수 영역 ICI 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 특정 부반송파에 나타나는 ICI에 크게 기여하는 인접 부반송파들만 고려하여 ICI를 추정함으로써 기존 기법과 동일한 성능을 보이면서

복잡도를 낮출 수 있다.

## II. 시스템 모델

SEFDM의 송신 신호는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있으며

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j\frac{2\pi\alpha nk}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

여기에서  $N$ 은 부반송파의 개수,  $\alpha$ 는 대역폭 압축 인자이며  $0 < \alpha \leq 1$ 의 값을 갖는다.  $X[k]$ 는  $k$ 번째 부반송파에 매핑된 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 심벌이다. 정수  $b$ 와  $c$ 가 서로소이며  $b < c$ 일 때,  $\alpha = b/c$ 로 정의하면 식 (1)은 식 (2)와 같이 정리할 수 있으며

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{cN-1} X'[k] e^{j\frac{2\pi nk b}{cN}}, \quad (2)$$

여기에서 길이가  $cN$ 인 수열  $X'[k]$ 는 식 (3)과 같이 주어지며

$$X'[i] = \begin{cases} X[i/b], & i \bmod b = 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (3)$$

식 (2)는 식 (4)로 다시 정리할 수 있다.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{c-1} e^{j\frac{2\pi in}{cN}} \sum_{m=0}^{N-1} X'[i+mc] e^{j\frac{2\pi mn}{N}}. \quad (4)$$

식 (4)는 다중 IFFT 변조기의 과정을 나타낸 것이며 식 (4)에서 볼 수 있는 바와 같이 SEFDM 변조 신호는  $N$  포인트 IFFT 연산 후 위상을 천이한 신호  $c$ 개의 조합으로 생성할 수 있다. 채널을 통과한 수신 신호를  $r[n]$ 으로 정의하면 수신기에서 수행하는 SEFDM의 복조 과정은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] e^{-j\frac{2\pi\alpha nk}{N}}. \quad (5)$$

식 (5)는 식 (2)-(4)와 동일한 과정을 통해 식 (6)과 같이 다시 정리가 가능하고

$$R[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{c-1} e^{-j\frac{2\pi ik}{cN}} \sum_{m=0}^{N-1} r'[i+mc] e^{-j\frac{2\pi mk}{N}}, \quad (6)$$

식 (6)에서  $r'[n]$ 은 식 (7)과 같다.

$$r'[i] = \begin{cases} r[i/b], & i \bmod b = 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

복조된 신호  $R[k]$ 를 바탕으로 연 출력 채널 복호기에서 복호를 수행한다. 채널 복호기의 출력 신호는 연 심벌 디매퍼 (soft symbol demapper)에 의해 연 심벌  $Y[k]$ 로 매핑되고<sup>[5]</sup> 식 (8)과 같이 시간 영역 신호로 전환되어 ICI 추정 및 제거에 사용된다.

$$i_G[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq G}}^{c-1} e^{\frac{j2\pi in}{cN}} \sum_{m=0}^{N-1} Y'[i+mc] e^{\frac{j2\pi mn}{N}} \quad (8)$$

$G \in 0, 1, \dots, c-1$

여기서  $Y'[k]$ 는 다음과 같으며

$$Y'[i] = \begin{cases} Y[i/b], & i \bmod b = 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

식 (8)에서 볼 수 있는 바와 같이  $i_G[n]$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ 은  $G$ 번째 OFDM 신호에 나타나는 시간 영역 ICI 신호이며  $i_G[n]$ 들을 구하기 위해  $c$ 번의 IFFT 과정이 필요하다. 따라서  $c$ 값이 큰 경우에 해당하는 주파수 압축 인자를 사용할 경우에는 복잡도가 크게 증가한다. 식 (10)과 같이  $G$ 번째 OFDM 신호에 존재하는 ICI를 제거한 후

$$r_G[n] = r[n] - i_G[n], \quad (10)$$

$r_G[n]$ 은 식 (11)과 같이 위상 천이를 보정한 후  $N$  포인트 FFT를 통해 주파수 영역으로 변환된다.

$$R_G[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left[ r_G[n] e^{-\frac{j2\pi Gn}{cN}} \right] e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (11)$$

위의 과정을  $c$ 번 반복해  $c \times N$  행렬  $\mathbf{R} = [R_0; R_1; \dots; R_{c-1}]$ 을 구하고 이를 식 (12)와 같이 행벡터  $\tilde{r}[k]$ ,  $k=0, 1, \dots, cN-1$ 로 변환한다.

$$\tilde{r}[c \times j + i] = \mathbf{R}(i, j). \quad (12)$$

여기서  $i=0, 1, \dots, c-1$ 이고  $j=0, 1, \dots, N-1$ 이며  $\mathbf{R}(i, j)$ 는 행렬  $\mathbf{R}$ 의  $i$ 번째 행,  $j$ 번째 열에 해당하는

원소를 나타낸다. 식 (13)과 같이 ICI가 제거된  $\hat{X}[k]$ 를 얻을 수 있으며

$$\hat{X}[i/b] = \tilde{r}[i], \quad i \bmod b = 0, \quad (13)$$

ICI가 제거된  $\hat{X}[k]$ 를 바탕으로 다음 이터레이션을 수행한다. 이와 같은 과정을 미리 정해놓은 최대 이터레이션 수만큼 반복한 후 경 관정 하여 송신 심벌을 추정한다.

특정  $\alpha$ 에서 복잡도가 크게 증가하는 문제를 보완하기 위해 ICI를 주파수 영역에서 추정 및 제거하는 기법이 제안되었다. 수신 신호  $R[k]$ 는 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R[k] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k'] \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi \alpha n(k-k')}{N}} \quad (14)$$

식 (14)에서 볼 수 있는 바와 같이  $X[k]$ 에 미치는 ICI는 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I[k] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k'] \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi \alpha n(k-k')}{N}} - X[k]. \quad (15)$$

길이가  $2N$ 인 ICI 패턴  $A[k]$ 를 다음과 같이 정의하고

$$A[k] = \begin{cases} 0, & k = N \\ \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi \alpha n(N-k)}{N}}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

연 심벌  $Y[k]$  끝에  $N$ 개의 0을 추가하여 생성한 수열을  $Y'[k]$ ,  $k=0, 1, \dots, 2N-1$ 라 하면  $Y'[k]$ 와  $A[k]$ 의 순환 컨볼루션  $D[k]$ 를 구할 수 있으며 최종적으로  $I[k]$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I[k] = D[N+k], \quad k=0, 1, \dots, N-1. \quad (17)$$

순환 컨볼루션 결과인  $D[k]$ 를 구하는데 필요한 복잡도를 줄이기 위해 식 (18)과 같이  $2N$  포인트 FFT와 IFFT를 이용할 수 있으며

$$D[k] = \text{IFFT} [\text{FFT}[Y'[k]] \cdot \text{FFT}[A[k]]], \quad (18)$$

식 (18)의  $\text{FFT}[A[k]]$ 는  $\alpha$ 와  $N$ 이 주어졌을 때 미리 계산할 수 있으므로 식 (18)의 구현을 위해서  $2N$

포인트 FFT 및 IFFT와  $2N$ 번의 복소 곱셈이 필요하다. 이와 같이 추정한  $I[k]$ 를  $R[k]$ 에서 제거하고 해당 결과를 이용하여 다음 이터레이션을 수행한다. 앞서 기술한 과정을 미리 설정된 최대 이터레이션 수까지 반복하여 송신 심벌을 추정한다. 이 기법은 시간 영역 ICI 추정 기법과 비교하였을 때 유사한 성능을 보일뿐만 아니라  $\alpha$ 에 관계없이 일정한 복잡도를 가지며 보다 낮은 복잡도로 구현이 가능하다.

### III. 제안하는 기법

반송파의 개수가  $N=1024, 2048$ 인 경우에 대해  $\alpha=0.8$ 일 때 주파수 영역 ICI 추정기에서 사용된 ICI 패턴,  $A[k]$ 의  $k$ 에 따른 절댓값  $|A[k]|$ 를 살펴보면 그림 1과 같다.

그림 1에서 볼 수 있는 바와 같이 검출하고자 하는 부반송파에 미치는 ICI는 상당 부분 인근에 위치한 소수의 부반송파에 의해 발생하며 부반송파의 거리가 멀어질수록 ICI를 미치는 정도가 급격하게 줄어든다. 이와 같은  $|A[k]|$ 의 특징은 다른  $N$  및  $\alpha$ 들에서도 동일하게 나타난다.

인접한  $M$ 개의 부반송파만을 고려하여 ICI를 추정하기 위해 ICI 패턴을 절단하여 다음과 같이  $A_T[k]$ 를 정의한다.

$$A_T[k] = A[N - M/2 + k], \quad k = 0, 1, \dots, M. \quad (19)$$

따라서  $M$ 개의 인접 부반송파로 인한 ICI는 연 심벌  $Y[k]$ 와  $A_T[k]$ 의 컨볼루션으로 구할 수 있다. 해당 컨볼루션의 구현에 필요한 복잡도를 낮추기 위해 블록 컨볼루션 (block convolution)<sup>[6]</sup>을 사용할 수 있으며  $M=2^p$ ,  $p$ 는 임의의 양의 정수로 설정하고  $Y[k]$ 를  $M$ 개씩 전달하여 블록 컨볼루션을 수행하면 FFT와 IFFT를 이용하여 구현 복잡도를 낮출 수 있다.  $Y[k]$ 의 처음과 끝에 각각  $M$ 개의 0을 추가하여  $S[k]$ ,  $k=0, 1, \dots, N+2M-1$ 를 정의하고  $S[k]$ 를  $M$ 개씩 중첩하여  $2M$ 개씩 자른 수열  $S_i[k]$ ,

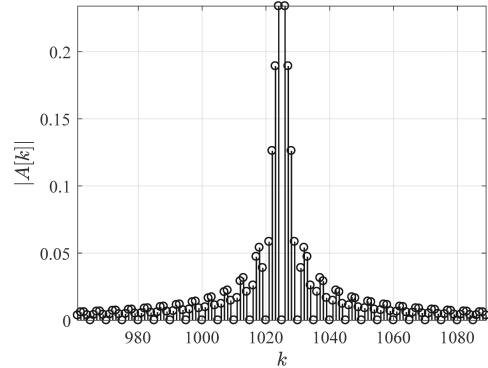


그림 1.  $N=1024, 2048$ 일 때  $\alpha$ 에 따른  $A[k]$ 의 절댓값  
Fig. 1. Absolute value of  $A[k]$  with  $N=1024, 2048$  for various  $\alpha$

$k = 0, 1, \dots, 2M-1$ 를 정의한다.

$$S_i[k] = S[Mi + k], \quad i = 0, 1, \dots, \frac{N}{M}. \quad (20)$$

$A_T[k]$ 의 뒷부분에  $M-1$ 개의 0을 추가해 얻은 수열을  $P[k]$ ,  $k=0, 1, \dots, 2M-1$ 라 하고  $D_i[k]$ 를 식 (21)과 같이 정의하면

$$D_i[k] = \text{IFFT}[\text{FFT}[S_i[k]] \cdot \text{FFT}[P[k]]], \quad (21)$$

블록 컨볼루션의 결과는  $D_i[k]$ 들의 끝  $M$ 개 샘플들을 연결한 수열이 된다. 따라서  $D[k]$ 를  $D_i[k]$ 들의 마지막  $M$ 개의 원소들을 연결하여 만든 수열로 정의하면  $k$ 번째 부반송파에 미치는 ICI는 식 (22)와 같다.

$$I[k] = D\left[k + \frac{M}{2}\right], \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (22)$$

식 (21)의  $\text{FFT}[P[k]]$ 는 미리 계산할 수 있으므로 최종 블록 컨볼루션의 구현을 위해서  $2M$  포인트 FFT 및 IFFT와  $2M$ 번의 복소 곱셈이  $\frac{N}{M}+1$ 번 필요하다. 기존에 제안된 기법들과 제안하는 기법의 복잡도는

표 1. 각 SEFDM ICI 추정 기법에서 한 회의 이터레이션에서 요구되는 복소 계산량  
Table 1. Required complex complexity of each SEFDM ICI estimator per a iteration

	Time-domain ICI estimator	Frequency-domain ICI estimator	Proposed Scheme
Multiplications	$cN(\log_2 N + 1)$	$2N(\log_2 N + 2)$	$2(N + M)(\log_2 M + 2)$
Additions	$2cM\log_2 N + (3c - 1)N$	$4M\log_2 2N + N$	$4(N + M)\log_2 2M + N$

표 1과 같다. 표 1에 나타난 복잡도는 SEFDM에서 ICI 추정 및 보상에 필요한 복잡도만을 나타낸 것이며 OFDM 대비 SEFDM에서 추가적으로 요구되는 복잡도이다.

#### IV. 전산 실험

본 논문에서는 제안하는 기법과 기존에 제안된 기법들의 성능을 비교하기 위해 표 2와 같은 전산 실험 파라미터를 사용해 전산 실험을 수행하였으며 전산 실험 결과는 그림 2, 그림 3과 같다.

그림 2는  $N=1024$ 일 경우, 그림 3은  $N=2048$ 일 경우 ICI 추정 기법들의 비트 오류 (Bit Error Rate) 성능을 나타낸 것이며 기존에 제안된 시간 영역 ICI 추정 기법과 주파수 영역 ICI 추정 기법, 제안하는 기법의 성능을 비교하였다. 각 그림에 나타난 바와 같이 SEFDM은 OFDM에 비해  $\alpha$ 가 작아질수록 주파수 효

표 2. 전산 실험 파라미터  
Table 2. Simulation parameters

Information frame size( $N$ )	1024, 2048
Block size( $M$ )	16, 32, 64, 128
Modulation	4-QAM
Channel code	Turbo code
Code rate	1/2
Channel	AWGN
Compression factor( $\alpha$ )	0.9, 0.8, 0.7

율은 증가하지만 비트 오류 성능은 열화되는 것을 확인할 수 있으며 시간 영역 ICI 추정 기법과 주파수 영역 ICI 추정 기법은 거의 동일한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 제안하는 기법은  $M$ 이 증가할수록 기존 기법과 유사한 성능을 보이며  $N=1024$ 일 경우와  $N=2048$ 일 경우 고려하는 모든  $\alpha$ 에서  $M=128$ 을 사용하면 낮은 복잡도를 통해 기존 기법과 거의 동일한 성능을 달성할 수 있다.

그림 4는 전체 ICI 파워와 제안하는 ICI 추정 기법에서 고려한 ICI 파워의 비를  $M$ 에 대해 도식화한 결과이다. 그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 전체 ICI 파워 대비 고려한 ICI 파워의 비는  $N$ 에 무관하고  $\alpha$ 의 영향을 받는 것을 확인할 수 있으며 고려한 모든 경우에서  $M > 64$ 일 경우 95%,  $M > 128$ 일 경우 98% 이상의 ICI 파워가 고려됨을 확인할 수 있다. 표 1을 바탕으로 하여 기존에 제시된 기법들과 제안하는 기법의 복소 곱셈의 횟수를 비교한 결과는 그림 5와 같다.

그림 5에서 주파수 영역 ICI 추정 기법<sup>[4]</sup>과 본 논문에서 제안하는 기법의 복잡도는  $\alpha$ 와 무관하나 시간 영역 ICI 추정 기법<sup>[3]</sup>의 복잡도는  $\alpha$ 에 따라 복잡도가 달라짐을 확인할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 기법은 기존 기법들에 비해 낮은 복잡도를 통해 ICI를 추

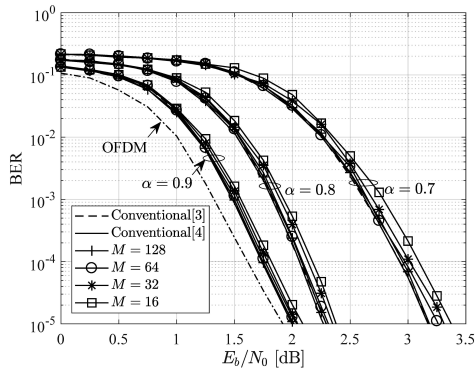


그림 2.  $N=1024$ 일 때,  $\alpha$ 와  $M$ 에 따른 BER 성능  
Fig. 2. BER performances with  $N=1024$  versus  $E_b/N_0$  for various  $\alpha$  and  $M$

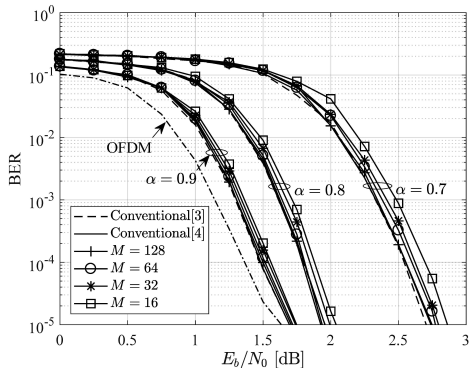


그림 3.  $N=2048$ 일 때,  $\alpha$ 와  $M$ 에 따른 BER 성능  
Fig. 3. BER performances with  $N=2048$  versus  $E_b/N_0$  for various  $\alpha$  and  $M$

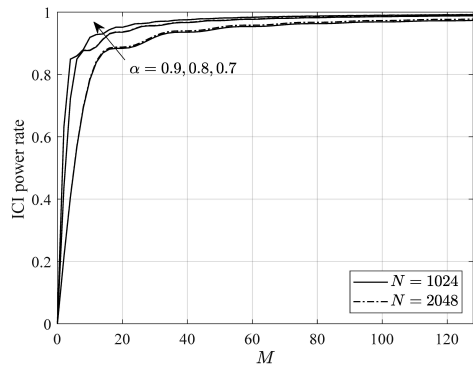


그림 4.  $M$ 에 따른 전체 ICI와 고려한 ICI 파워의 비  
Fig. 4. ICI power rate according to  $M$

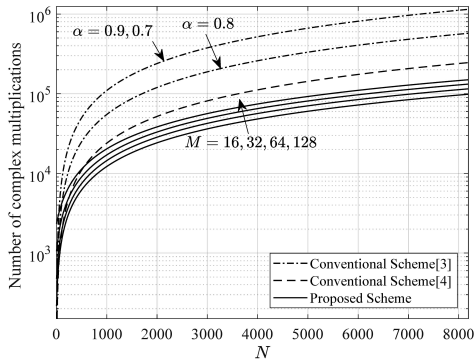


그림 5.  $M$ 에 따라 요구되는 복소 곱셈의 계산량  
 Fig. 5. Required number of complex multiplications versus  $N$  for various  $M$

정할 수 있으며  $M$ 을 조절하여 비트 오율 성능과 복잡도 간 트레이드오프 (trade-off)를 수행할 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 기존에 제안된 SEFDM의 시간 및 주파수 영역 ICI 추정 기법들보다 더 낮은 복잡도를 통해 ICI를 추정하는 기법을 제안하고 그 성능을 확인하였다. 특정 부반송파에 미치는 ICI를 추정할 때 나머지 모든 부반송파를 고려하는 기존 기법과 달리 제안하는 기법은 ICI에 크게 기여하는 인접 부반송파들만 고려하여 ICI를 추정한다. 제안하는 기법은 기존 기법들과 유사한 성능을 보일 뿐만 아니라 구현 복잡도가 낮은 장점이 있다.

### References

[1] M. Rodrigues and I. Darwazeh, "A spectrally efficient frequency division multiplexing based communications system," in *Proc. 8th Int. OFDM-Wksp.*, pp. 48-49, Hamburg, Germany, Sept. 2003.

[2] P. Whatmough, M. Perrett, S. Isam, and I. Darwazeh, "VLSI architecture for a reconfigurable spectrally efficient FDM baseband transmitter," *IEEE Trans. Cir. and Syst. I: Regular Papers*, vol. 59, no. 5, pp. 1107-1118, May 2012.

[3] T. Xu and I. Darwazeh, "A soft detector for spectrally efficient systems with non-orthogonal overlapped sub-carriers," *IEEE*

*Commun. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 1847-1850, Oct. 2014.

[4] K. Park, H. Kim, A. Lee, D. Kang, and W. Oh, "Iterative frequency-domain inter-carrier interference cancellation for coded SEFDM," *Electron. Lett.*, vol. 53, no. 19, pp. 1333-1335, Sept. 2017.

[5] J. Hagenauer, "The turbo principle in mobile communications," in *Proc. Int. Symp. Inf. Theory and Its Appl.*, Xian, China, Oct. 2002.

[6] A. Oppenheim, R. Schaffer, and J. Buck, *Discrete-time signal processing*, 2nd Ed., Prentice-Hall, Inc., pp. 582-588, 1999.

### 박 경 원 (Kyeongwon Park)



2016년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사  
 2016년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

### 강 동 훈 (Donghoon Kang)



2009년 2월 : 충남대학교 전기정보통신공학부 학사  
 2015년 8월 : 충남대학교 정보통신공학과 석박통합과정 박사  
 2015년 9월~현재 : 충남대학교 정보통신연구소 연구원 <관심분야> 오류정정부호, 디

지털 통신

이 아 립 (Arim Lee)



2017년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사  
2017년 3월~현재 : 충남대학교 전자정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호

오 왕 록 (Wangrok Oh)



1994년 2월 : 포항공과대학교 학사  
1997년 2월 : 포항공과대학교 석사  
2003년 8월 : 포항공과대학교 박사  
1997년~2000년 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원  
2003년~2006년 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원  
2006년~2010년 : 충남대학교 정보통신공학과 조교수  
2010년~2015년 : 충남대학교 정보통신공학과 부교수  
2015년~현재 : 충남대학교 정보통신공학과 교수  
<관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호, MIMO 시스템