

톤 제어 방식의 CI/OFDM 통신 시스템 설계와 IMD 저감을 이용한 BER 성능 향상

정회원 김 선 애*, 이 일 진*, 백 광 훈*, 유 흥 균*

Design of Tone-Controlled CI/OFDM Communication System and Improvement of BER Performance by IMD Reduction

SeonAe Kim*, Il-Jin Lee*, Gwang Hoon Baek*, Heung-Gyoon Ryu* *Regular Members*

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 높은 데이터 전송률과 고속의 데이터 전송에 매우 효과적인 시스템이다. 그러나 높은 PAPR(peak to average power ratio) 때문에 송신기의 비선형 HPA(high power amplifier)에서 비선형 왜곡이 되어 통신성능이 매우 나빠진다. 본 논문에서는 통신 성능을 개선하기 위하여 비선형 왜곡에 의한 IMD(inter-modulation distortion)를 저감 기법을 기반으로 하는 톤 제어 방식의 CI/OFDM(tone-controlled carrier interferometry orthogonal frequency division multiplexing)을 제안한다. 톤 제어 방식의 CI/OFDM 시스템은 CI/OFDM 시스템의 각 데이터 심볼마다 추가로 컨트롤 톤을 삽입하여 비선형의 영향을 미치는 PAPR과 IMD를 감소시켜 비선형에 보다 잘 대처할 수 있는 방법이다. 그러므로, PAPR 저감을 기반으로 한 기존의 방법보다 BER(bit error rate) 성능을 더 향상시킬 수 있다.

Abstract

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) is very effective for high data rate transmission system. However, communication performance becomes worse because of nonlinear distortion resulting from the PAPR. In this paper, we like to propose a tone-controlled CI/OFDM system including the IMD (inter-modulation distortion) reduction method in order to improve the BER performance. In this tone-controlled CI/OFDM system, control tone is additionally inserted in each data symbol of CI/OFDM system to make the CI/OFDM lower the PAPR and robust to nonlinear distortion. So, tone-controlled CI/OFDM using the IMD reduction method shows better BER (bit error rate) performance than methods based on PAPR reduction.

Keywords : OFDM, tone control, carrier interferometry, IMD, PAPR (peak-to-average power ratio)

I. 서 론

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)은 시간 영역에서 등화 기술이 없이 높은 비율의 정보 전송을 가능하게 하는 효과적인 기술이다. OFDM은 송신신호의 전력을 각 부반송파로 분배시켜 전송하므로 주파수 선택적 채널 특성에 강

건함을 보이는 가장 큰 장점이 있다. 그래서 OFDM은 하나의 반송파를 사용하던 기존 기술들과 달리 여러 개의 부반송파를 사용하게 됨으로써 높은 데이터율의 정보를 고속으로 전송할 수 있게 하였다^[1].

OFDM 신호는 각 부반송파에 의해 직교성을 유지하면서 송신되는데, 각각의 부반송파들이 시간 영역에서 불안정한 포락선을 나타내며, 이것이 동위상

* 충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(ecomm@cbu.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-01-021, 접수일자 : 2009년 1월 17일, 최종논문접수일자 : 2009년 5월 9일

으로 더해질 경우 첨두값이 나타나게 되어 높은 PAPR이 발생하는 중요한 단점이 있다. PAPR은 통신 성능에 중요한 손실을 가져오게 되므로 PAPR 문제를 해결하기 위한 방법들, block coding, selective mapping(SLM), partial transmit sequence(PTS)이 제안되었다²⁻⁵⁾. 하지만 이러한 방법들은 PAPR이 감소되는 반면에 BER에 영향을 미치거나 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 갖고 있다.

본 연구에서 제안하는 톤 제어 방식의 CI/OFDM (tone-controlled carrier interferometry OFDM)은 CI/OFDM의 장점에 컨트롤 톤을 삽입하여 비선형에 대한 영향을 좀 더 줄이기 위한 방법이다. CI/OFDM은 CI(carrier interferometry) 위상 코드를 이용하여PAPR 저감과 BER 향상을 동시에 만족시킬 수 있는 방법으로 Carl R. Nassar에 의해 제안되었다⁶⁻⁸⁾. 이 시스템은 기존의 OFDM에서 각 정보 심볼을 직교 CI 확산 코드를 사용한 N개의 sub-carrier로 나누어 확산시킨다. 그렇게 되면 주파수 다이버시티 효과를 얻게 되므로 채널 환경의 변화에 따른 BER 성능 손실을 줄이게 된다. 또한, CI/OFDM은 하나의 데이터를 모든 부반송파와 직교성이 있는 서로 다른 CI 위상 성분에 나누어 전송한다. 이렇게 되면 하나의 부반송파에는 일정한 위상 오프셋을 갖는 모든 데이터가 포함되어 상호 간에 전력을 상쇄시켜 첨두값을제거하게 되므로, OFDM과는 평균 전력이 같으면서 첨두 전력이 낮아지게 되어 PAPR을 감소시킨다. 톤 제어 방식의CI/OFDM은 N 개의 부반송파 중에 톤을 넣고 CI/OFDM 처리 과정을 거쳐 낮은 PAPR을 선택하여 전송한다. 송신기에서 삽입된 톤은 채널에서 신호처럼 처리되고 수신기에서 톤 신호만 제거 되고 복원하므로 선택 신호에 대한 추가 정보를 전송하지 않는다.

본 논문에서는 비선형에 영향을 줄이기 위한 톤 제어 방식의 CI/OFDM을 제안하고, 전력 증폭기의 비선형성으로 인해 발생하는 IMD를 계산하고, 톤 제어 방식의CI/OFDM에서 IMD 감소를 기반으로 한 방법이 PAPR 감소를 기반으로 한 방법보다 BER 성능을 향상시킨다는 것을 보인다. IMD 감소 기법은 비선형 입출력 특성 다항식의 3차 항에 의해 발생된 왜곡 신호 중에 최소 왜곡 신호를 수신기로 전송하는 방식이다.

II. 비선형 왜곡에 대한 오차 확률과 IMD 계산

비선형 왜곡된 OFDM 신호들의 오차 확률 성능은

왜곡되지 않은 PAPR 함수 보다 왜곡된 신호의 IMD 함수로 표현되는 것을 보인다. 그림 1은 OFDM 통신 시스템 모델을 보인다. $s(t)$ 는 송신된 OFDM 신호의 복소 진폭, $r(t)$ 는 수신된 OFDM 신호의 복소 진폭, $n(t)$ 는 PSD(power spectral density) N_0 을 갖는 AWGN(additive white Gaussian noise), 그리고 대역 통과 비선형의 입출력 특성 $f(\cdot)$ 은 기저 대역의 파워 급수로 표현된다.

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} c_{2n-1} x |x|^{2n-2} \tag{1}$$

송신된 OFDM 신호의 complex 진폭은 식(2), (3)과 같이 주어진다.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} g_n(t - kT) \tag{2}$$

$$g_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_{CP}}} e^{j\frac{2\pi n(t - T_{CP})}{T - T_{CP}}}, & t \in [0, T] \\ 0, & t \notin [0, T] \end{cases} \tag{3}$$

여기서, $S_{k,n}$ 은 k번째 time slot과 n번째 sub-channel에서 송신된 심볼을 의미한다. N은 OFDM의 부반송파의 개수이다. T는 OFDM 신호의 심볼 주기이고, T_{CP} 는 cyclic prefix 시간이다. OFDM 수신신호의 진폭은 식(4)로 주어진다.

$$r(t) = c_1 s(t) + c_3 s(t) s(t)^* + \dots + n(t) \tag{4}$$

최종적으로, k번째 time slot과 n번째 sub-channel에서 수신된 심볼은 다음과 같다.

$$R_{k,n} = c_1 \sum_{n_1=0}^{N-1} S_{k,n_1} \frac{1}{(T - T_{CP})^0} \delta(n_1 - n) + c_3 \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{n_3=0}^{N-1} S_{k,n_1} S_{k,n_2} S_{k,n_3}^* \frac{1}{(T - T_{CP})} \delta(n_1 + n_2 - n_3 - n) + \dots + N_{k,n} \tag{5}$$

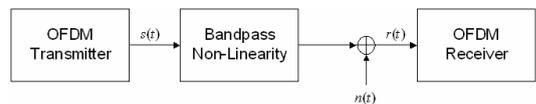


그림 1. OFDM 통신 시스템 모델. Fig 1. OFDM communication system model.

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker delta product이고, $N_{k,n}$ 은 Gaussian random variable이고 평균이 0이고 편차가 N_0 이다. OFDM 신호의 전체적인 오차 확률 $P(e)$ 는 모든 OFDM sub-channel에서 오차 확률 $P(e_n)$ 의 평균으로 얻어진다. ($n = 0, 1, \dots, N-1$)

$$P(e) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P(e_n) \quad (6)$$

특히 송신된 신호가 BPSK(binary phase shift keying)이면, 식(6) right hand side에서 조건적 오차 확률은 식(7)이다.

$$P(e_n) = \frac{1}{2} P(e_n | S_{k,n} = -A) + \frac{1}{2} P(e_n | S_{k,n} = A) \quad (7)$$

식(7)의 right hand side에서 조건적인 오차 확률은 다음과 같다.

$$P(e_n | S_{k,n} = -A) = E \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(-\frac{\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\} + \operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}}{\sqrt{2N_0}} \right) \right] \quad (8)$$

$$P(e_n | S_{k,n} = A) = E \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\} + \operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}}{\sqrt{2N_0}} \right) \right] \quad (9)$$

여기서 $\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\}$ 은 time-slot k 번째와 n 번째 서브채널에서 수신 심볼이고, $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 은 타임슬롯 k 번째와 n 번째 서브채널에서 IMD 값이다. 기대값 $E[\cdot]$ 는 $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 에 관하여 얻어진다. $\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\}$ 과 $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 는 다음과 같다.

$$S'_{k,n} = c_1 S_{k,n} \frac{1}{(T - T_{CP})^0} + c_3 S_{k,n} S_{k,n} S_{k,n}^* \frac{1}{(T - T_{CP})^1} + \dots \quad (10)$$

$$S''_{k,n} = c_1 \sum_{\substack{n_1=0 \\ n_1 \neq n}}^{N-1} S_{k,n_1} \frac{1}{(T - T_{CP})^0} \delta(n_1 - n) + c_3 \sum_{\substack{n_1=0 \\ n_1, n_2, n_3 \neq n, n, n}}^{N-1} \sum_{\substack{n_2=0 \\ n_2 \neq n}}^{N-1} S_{k,n_1} S_{k,n_2} S_{k,n_3}^* \frac{1}{(T - T_{CP})^1} \delta(n_1 + n_2 - n_3 - n) + \dots \quad (11)$$

식(6), (7), (8), (9)는 확실히 비선형 왜곡된 OFDM의 오차 확률 성능이 최종적으로 왜곡되지 않은 신호의 PAPR 함수로 나타내지는 것 보다 왜곡된 신호의 IMD 함수로 표현되는 것을 증명한다.

$$PAPR = \frac{\max[|s(t)|^2]}{E[|s(t)|^2]}, \quad kT < t < (k+1)T. \quad (12)$$

그러므로 식(8), (9)의 유도식이 비선형성에 대한 OFDM 통신 시스템의 오차 확률 성능을 개선 하는 수단으로 IMD를 감소시키는 것을 제안할 수 있도록 한다.

IMD 저감을 기반으로 한 OFDM 응용 기술들의 송신기에서는 OFDM 심볼 $s^{(u)}$ 는

$$\max[-\operatorname{Re}\{S''_{k,n}{}^{(u)}\} / \operatorname{Re}\{S'_{k,n}{}^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$$

의 값이 최소가 되도록 선택한다. 이 결정 기준은 $P(e) \leq \max[P(e_n); n = 0, \dots, N-1]$ 인 것에 의해 정의되는데, $\max[P(e_n); n = 0, \dots, N-1]$ 는

$$\max[-\operatorname{Re}\{S''_{k,n}{}^{(u)}\} / \operatorname{Re}\{S'_{k,n}{}^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$$

와 관련된다(식(6), (7), (8), (9)에서 보인다). 따라서 이 결정 기준은 오차 확률 자체보다 오차 확률의 상한계를 최소화한다.

$\max[-\operatorname{Re}\{S''_{k,n}{}^{(u)}\} / \operatorname{Re}\{S'_{k,n}{}^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$ 의 양은 MAIR(maximum-to-average IMD ratio)에 적용된다. PAPR 저감을 기반으로 하는 OFDM 응용 기술들의 송신기에서는 PAPR 값이 가장 낮은 OFDM 심볼 $s^{(u)}$, $u = 1, \dots, U$ 가 선택된다.

PAPR이나 MAIR 값의 계산은 특별히 선택된 OFDM 심볼과 상관이 있음을 주목한다. 이 OFDM 심볼은 OFDM 응용 기술들에서 최적화 되어 선택된 블록이다.

MAIR 값은 식(10)과 식(11)을 사용하여 계산할 수 있다. 다른 방법으로는 그림 2에 나타난 구조를 사용하여 계산할 수 있다. 잡음이 없는 경우에 $S''_{k,n} = R_{k,n} - S'_{k,n}$ 이 비선형 왜곡된 값이므로,

$\max[-\operatorname{Re}\{S''_{k,n}{}^{(u)}\} / \operatorname{Re}\{S'_{k,n}{}^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$ 은 MAIR 값을 결정한다. 그러므로 여기서 MAIR을

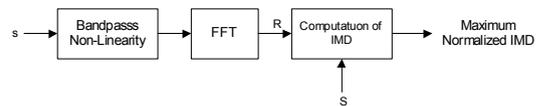


그림 2. Maximum normalized IMD 계산.
Fig 2. Computation of maximum normalized IMD value.

다음 식과 같이 정의한다.

$$MAIR = 10 \cdot \log \left(\frac{\max(\text{abs}(S_k^n))}{\text{avg}(\text{abs}(S_k^n))} \right) \quad (13)$$

여기서 $R = [R_{k,0}, R_{k,1}, \dots, S_{k,N-1}]$ 은 송신기에서 FFT(fast Fourier transform)을 거친 수신 심볼의 벡터이고 $S = [S'_{k,0}, S'_{k,1}, \dots, S'_{k,N-1}]$ 는 송신 심볼의 벡터이다. S_k^n 는 k 번째 심볼에서 발생한 모든 왜곡 신호이다. 그러나 Maximum normalized IMD값의 정확한 계산을 위해서는 시스템의 비선형 차수 이상의 factor로 오버샘플 된 신호가 필요하다.

OFDM 응용 기술들의 송신기는 최적의 송신 심볼을 발생하는 factor를 수신기에 알려야 한다. 여기서 수신기는 송신기에서 최적의 OFDM 심볼을 생성하는 factor 대한 정확한 정보를 갖고 있다고 추정한다. 사이드 정보를 전송하는 방법은 [5]에서 설명한다.

III. CI/OFDM 시스템

일반 OFDM의 송신 신호는 다음과 같다.

$$s(t)_{OFDM} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j(2\pi f_c t + 2\pi f_k t)} \quad (14)$$

여기서 a_k 는 k 번째의 QPSK 심볼이다. 그리고 $f_k = k\Delta f$ 이고 $\Delta f = 1/T_b$ 는 반송파 주파수이며, 반송파들은 직교성을 갖고 있다.

그림 3은 CI/OFDM의 송신기 모델이다. CI/OFDM에서 데이터가 S/P converter를 거친 후, 각 bit는 N 개의 반송파로 변조되고 다시 선택된 위상 옵셋을 갖는 CI 코드와 곱해진다. k 번째의 CI 코드는 $c_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \beta_k^i e^{j2\pi\Delta f i}$ 이다. 여기서 확산 시퀀스 $\beta_k^i = e^{j\theta_k^i}$ 이고, 위상옵셋 $\theta_k^i = 2\pi \cdot k/N$ 이다. 그러므로, k 번째 bit의 위상 확산 시퀀스는 식(15)이다. $1/\sqrt{N}$ 은 정규화 된 비트 에너지라 가정한다.

$$\begin{aligned} \{\beta_k^0, \beta_k^1, \dots, \beta_k^{N-1}\} &= \{e^{j\theta_k^0}, e^{j\theta_k^1}, \dots, e^{j\theta_k^{N-1}}\} \\ &= \{e^{j(2\pi/N) \cdot 0 \cdot k}, e^{j(2\pi/N) \cdot 1 \cdot k}, \dots, e^{j(2\pi/N) \cdot (N-1) \cdot k}\} \end{aligned} \quad (15)$$

각 bit는 식(15)의 위상 옵셋을 갖고 그림 3처럼 CI 코드가 생성되며 서로 다른 것과 직교성을 보인다. N 개의 반송파와 위상코드로 나누어진 각 bit는 송신되기 전 다시 합쳐지는 과정을 거치면서 최고 전력은 $N-1$ 개의 낮은 전력들에 의해 상쇄되는 효과를 갖는다. 그러므로, PAPR 문제를 해결하는 방안이 될 수 있다. k 번째 bit의 송신신호와 N bit를 갖는 최종적인 CI-OFMD 송신 신호는 식(16), (17)로 표현된다.

$$\begin{aligned} s_k(t)_{CI/OFDM} &= \frac{1}{\sqrt{N}} a_k \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\theta_k^i} e^{j2\pi i\Delta f} e^{j2\pi f_c t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} a_k \times \exp \left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k \right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} s(t)_{CI/OFDM} &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \times \exp \left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k \right) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 a_k 는 k 번째 QPSK 심볼이고, $f_i = i\Delta f$ ($i = 1, \dots, N$), $\Delta f = 1/T_b$ 는 반송파 주파수이며, 이때 T_b 는 S/P 변환 후 bit rate이다. 각각의 반송파들은 직교성을 유지한다. $\frac{2\pi}{N} i \cdot k$ 는 k 번째 bit의 i 번째 반송파를 갖는 데이터의 위상 옵셋이다.

주파수 선택적 페이딩 채널 혹은 협대역 간섭 잡음 채널을 거친 후 수신되는 신호는 식(18)이다.

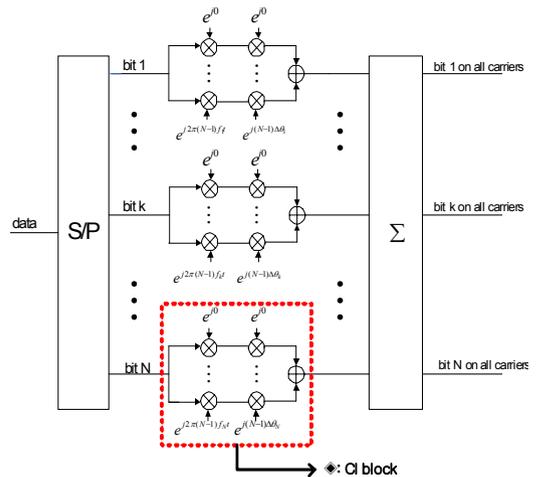


그림 3. CI/OFDM 송신기 블록 구성도
Fig 3. Block diagram of CI/OFDM transmitter,

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i a_k \times \exp(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k + \phi_i) + n(t) \quad (18)$$

여기서 α_i 와 ϕ_i 는 각각 페이딩 파라미터와 위상 옵셋이다. $n(t)$ 는 AWGN이다. 표현의 간략하게 하기를 위해 위상 동기는 완전히 이루어진 것으로 가정한다. 그림 4는 k번째 bit를 복원하기 위한 CI/OFDM 수신기 구성도이다. 수신된 신호 $r(t)$ 는 다운 컨버터를 거친 후 N 개의 각 직교 반송파와 CI 위상 코드에 의해 분리된다. 각 반송파로부터 k 번째 비트의 페이딩에 의한 위상 옵셋이 되었다면, 최종적인 k 번째 비트의 i 번째 복원신호 r_k^i 는 다음과 같다.

$$r_k^i = (r_k^0, r_k^1, r_k^2, \dots, r_k^{N-1}), \quad i = 0, 1, \dots, N-1. \quad (19)$$

$$r_k^i = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \alpha_i \cdot a_k + \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} \alpha_j a_j \cdot \exp(i(\Delta\theta_k - \Delta\theta_j)) + n_i \quad (20)$$

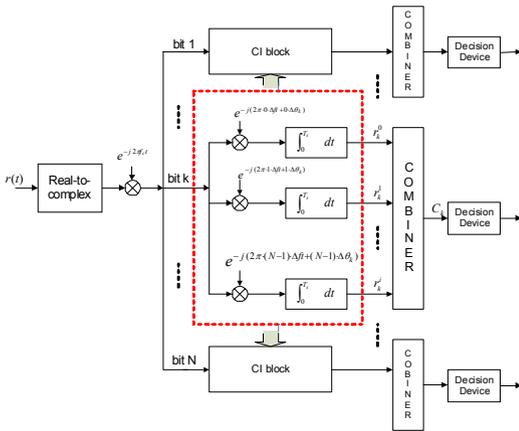


그림 4. CI/OFDM의 수신기 블록 구성도
Fig. 4. Block diagram of CI/OFDM receiver.

여기서 두 번째 항은 k 번째 비트에 대한 간섭 성분으로 작용하는 나머지 비트들의 항이다. $\Delta\theta_k$ 을 적절하게 선택하여비트간의 직교성이 유지된다면 간섭 성분으로 작용하는 두 번째 항은 0이 된다. Combiner은 심볼 스트림 간에 직교성의 복원을 도와주기 위한 것이다. 그러면 주파수 다이버시티 효과를 최대화하고 잡음을 최소화한다. AWGN이나 플랫 페이딩 채널에서는 $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n$ 로 되는 EGC(equal gain combining)이 최적 결합이 된다. 즉, C_k 는 코드 간에 직교성을 제공하고, 잡음을 최소화한다.

IV. 톤 제어 방식의 CI/OFDM 시스템

IMD 감소를 기반으로 하는 CI/OFDM을 제안하려면 CI 위상 시퀀스의 위상 옵셋을 달리 주어 IMD가 감소되는 데이터 심볼을 전송해야 한다. 하지만 CI/OFDM의 위상 옵셋은 서로 직교를 유지해야 하므로 임의적으로 위상 옵셋 값을 지정하면, 수신기에서 신호를 복원할 때 서로 직교를 유지하지 못한 신호들끼리 서로 합쳐져서 수신되기 때문에 송신한 신호를 복원할 수 없게 된다⁸⁾. 본 논문에서는 CI/OFDM의 IMD나 PAPR 값을 톤을 이용하여 저감하는 CI/OFDM을 제안한다.

그림 5는 톤 제어 방식의 CI/OFDM의 송신기 블록 구성도이다. 입력된 데이터는 S/P 컨버터에 의해 병렬 데이터로 나누어지고, 각 데이터 심볼마다 PAPR 또는 IMD감소하기 위한 TC(tone controlled) bit가 삽입되어 CI/OFDM 처리과정을 거친다. 만약 TC bit가 1개이고, N 번째라고 하면, 생성된 병렬 데이터의 N 번째 데이터는 QPSK 심볼 $[1+j, 1-j, -1+j, -1-j]$ 이 반복해서 TC가 되고, N 번째는 비선형의 영향을 줄이기 위한 컨트롤 용이 되어 나머지 CI/OFDM 처리 과정으로 입력된다. TC의 4개의 QPSK 심볼 중에서 하나가 다른 비트의 데이터와 상쇄되어 낮은 PAPR이나 IMD 발생한다. 그 때의 QPSK 심볼이 선택되어 수신기로 전송된다. 그러므로, 톤 제어 방식의 CI/OFDM의 k 번째 bit에서의 송신 신호는 CI/OFDM의 송신 신호와 차이가 없다.

$$S_k(t)_{TC-CI/OFDM} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot X_k \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\theta_k} e^{j2\pi i\Delta f} e^{j2\pi f_i t}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k\right) \quad (21)$$

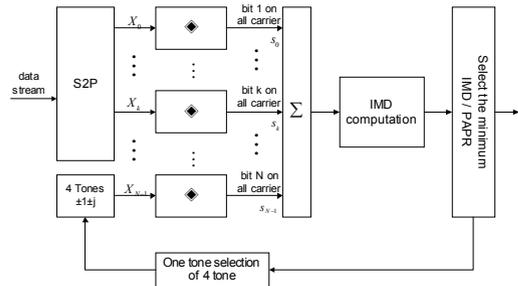


그림 5. 톤 제어 방식의 CI/OFDM 송신기 블록 구성도
Fig. 5. Block diagram of tone-controlled CI/OFDM transmitter.

$$\begin{aligned}
 s(t)_{TC-CI/OFDM} &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k\right)
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

주파수 선택적 페이딩 채널에서, 톤 제어 방식의 CI/OFDM 수신 신호에는 AWGN 성분 이외에도 페이딩에 의한 성분과 간섭에 의해 발생된 성분이 존재한다.

톤 제어 방식의 CI/OFDM 수신기에 수신된 신호는 식 (23)으로 표현되고, 수신기 구성도는 그림 6에 보인다.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i X_k \times \exp(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k + \phi_i) + n(t)
 \tag{23}$$

여기서 $r(t)$ 는 톤 제어 방식의 CI/OFDM 송신기에서 가장 작은 PAPR이나 IMD를 선택하여 전송했을 경우 수신단에서 수신된 신호이다. α_i 와 ϕ_i 는 각각 페이딩 파라미터와 위상 옵셋이다. 협대역 간섭 채널이 있을 경우에는 ϕ_i 에 더 많은 성분이 존재하게 된다. $n(t)$ 는 AWGN이고, 수식을 간략하게 표현하기 위해 송수신기간의 위상 동기는 완전히 이루어진 것으로 가정한다.

수신된 신호 $r(t)$ 는 다운 컨버터를 거친 후의 신호이고, 그림 6는 k 번째 bit를 복원하기 위한 톤 제어 방식의 CI/OFDM 수신기 구성도이다. 수신된 신호 $r(t)$

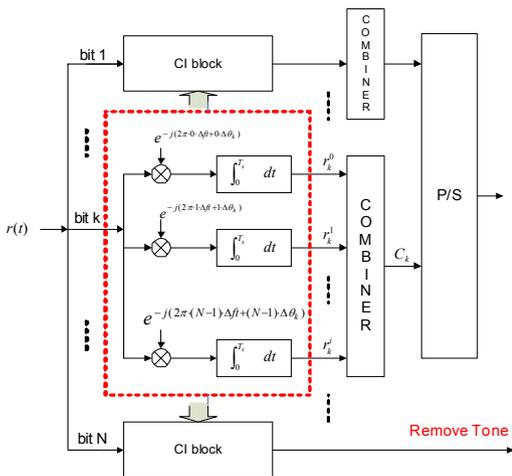


그림 6. 톤 제어 방식의 CI/OFDM의 수신기 블록 구성도
Fig. 6. Block diagram of 톤 제어 방식의 CI/OFDM receiver.

는 N 개의 각 직교 반송파와 CI 위상 코드에 의해 분리된다.

V. 시뮬레이션 결과와 논의

톤 제어 방식의 CI/OFDM 통신 시스템에서 $T = 4\mu s$, $T_{CP} = 0$, $N = 16$ 이고, 비선형 3차 타입의 일반적인 파라미터 값이 $c_1 = 1.00$, $c_3 = -0.20$, $c_{2n-1} = 0(n > 2)$ 을 갖는 OFDM/QPSK를 사용한다. 또한 TC가 1bit, 2bit, 3bit로 조정하고, output back-off(OBO)를 2 dB로 고려한다. 여기서 OBO는 비선형의 출력에서 최대 전력과 평균 전력의 dB 차이로 정의한다. 톤 제어 방식의 CI/OFDM 시스템은 AWGN 채널에서도 좋은 성능을 보이나 특히 주파수 선택적 페이딩 채널에 대하여 다른 시스템들 보다 매우 좋은 성능을 보인다. 그러므로 시뮬레이션 채널 환경은 주파수 선택적 페이딩 채널로 한다. 또한 3차 다항식의 근사는 비선형성이 다항식의 3차 항에 주로 의존하는 것을 의미하고 시스템의 계산 복잡도를 줄이게 한다.

PAPR 저감과 IMD 저감을 기반으로 한 톤 제어 방식의 CI/OFDM 시스템의 maximum normalized IMD의 CCDF(complementary cumulative distribution function)는 각각 그림 7에 보인다. 또한, IMD 감소는 PAPR 감소보다 maximum normalized IMD 값이 더 낮다는 사실은 시스템의 개선된 BER 성능으로 나타나고, 주파수 선택적 페이딩 채널과 비선형 3차 항을 고려한 BER 통신 성능을 그림 8에 보인다.

MAIR 값은 비선형에 대한 영향을 적게 받는 심볼들의 전송을 대표하는 값이므로 비선형에 대해서

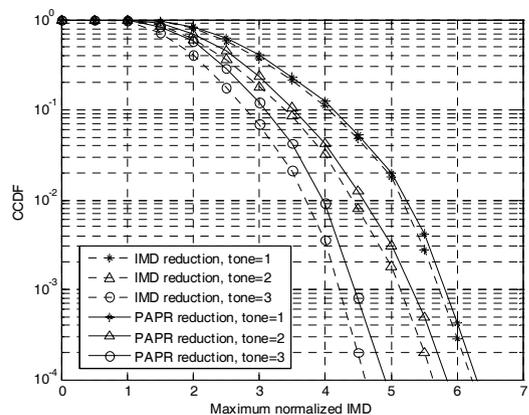


그림 7. PAPR 감소 기법과 IMD 감소 기법의 CCDF
Fig 7. CCDF of the PAPR and IMD reduction method.

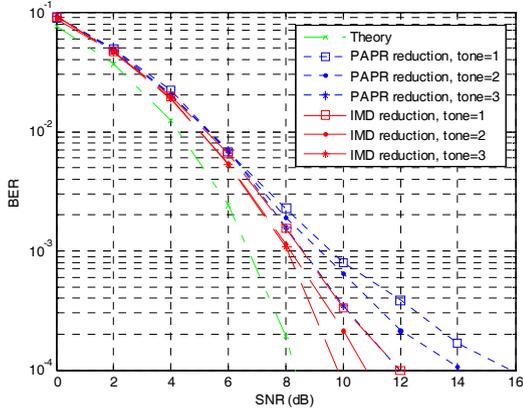


그림 8. IMD와 PAPR 감소 기법을 한 톤 제어 방식의 CI/OFDM의 BER.
Fig 8. BER of tone-controlled CI/OFDM with PAPR and IMD reduction.

PAPR 값보다 더 낮은 오차 확률을 가진다. 예를 들면, IMD 저감을 기반으로 한 기법은 톤의 수가 증가하면 IMD 값이 줄어들어 비선형 왜곡의 영향을 덜 받는다. 또한 그림 8의 시뮬레이션 결과에서 보이듯이 목표 BER 성능을 유지하기 위한 IMD 저감의 요구 SNR은 PAPR 저감의 요구 SNR보다 톤이 세 개일 경우 4dB 정도 더 낮은 값을 갖는다.

그림 9와 10은 주파수 선택적 페이딩 채널에서, 비선형 입출력 다항식 특성에 대한 성능 확인을 기반으로 하여 비선형 high power amplifier(HPA)을 사용하여 IMD 감소 기법이 PAPR 감소 기법보다 BER 성능이 향상됨을 보인다. 다시 한번 그림1에 보인 OFDM 통신 시스템을 고려하고, $T = 4\mu s$, $T_{CP} = 0$, $N = 16$ 인 OFDM/QPSK 신호와 또한 TC가 1bit, 2bit, 3bit로 조정되는 톤 제어 방식의 CI/OFDM 시스템을 고려한다. 이 경우에서 HPA의 출력 $y(t)$ 의 복소수 진폭은 입력 $x(t)$ 다음과 같은 관계가 있다^[11].

$$y(t) = f_{AM/AM}(x(t)) e^{j(f_{AM/PM}(x(t)) + \angle x(t))}. \quad (24)$$

여기서 $f_{AM/AM}(\cdot)$ 은 HPA의 AM/AM 특성이고 $f_{AM/PM}(\cdot)$ 은 HPA의 AM/PM의 특성이다. 그림 9는 solid state power amplifier(SSPA)를 사용하고, 그림 10은 traveling wave tube amplifier(TWTA)를 사용하는 성능 곡선이다. 여기서 AM/AM, AM/PM 특성은 식 (16)과 식 (17)으로 주어진다.

$$f_{AM/AM}(r(t)) = \frac{r(t)}{[1 + (r(t)/A_0)^2]^p} \quad \text{and} \quad f_{AM/PM}(r(t)) \approx 0 \quad (25)$$

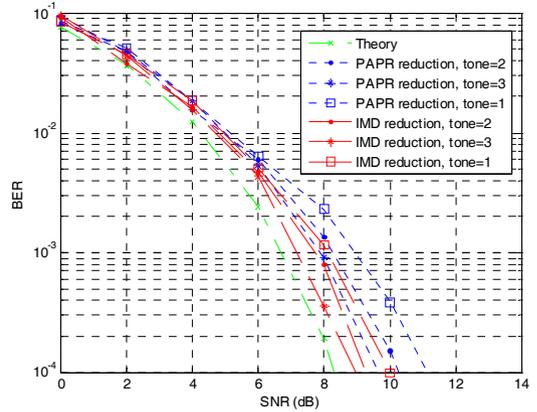


그림 9. 주파수 선택적 페이딩 채널과 SSPA를 고려한 BER 성능.
Fig 9. BER performance in the SSPA and frequency selective fading channel.

$$f_{AM/AM}(r(t)) = \frac{2r(t)}{r(t)^2 + A_0^2} \quad \text{and} \quad f_{AM/PM}(r(t)) \approx \frac{\pi r(t)^2}{3(r(t)^2 + A_0)} \quad (26)$$

여기서 v 는 소신호 이득이고, A_0 는 출력 진폭이고, 선형영역부터 제한 영역까지 변화는 파라미터 p 에 의해 조절된다. 파라미터 값은 $v=1$, $A_0=1$, $p=3$ 이다^[7]. 여기서 output back-off(OBO)를 각각 1 dB와 5dB로 고려한다.

그림 9에서는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 SSPA 특성에 따른 BER 성능 곡선을 나타내면서 그림 8에서처럼 IMD 저감 기법이 PAPR 저감 기법보다 더 좋은 BER 성능을 얻는 것을 보인다. 그림 10은

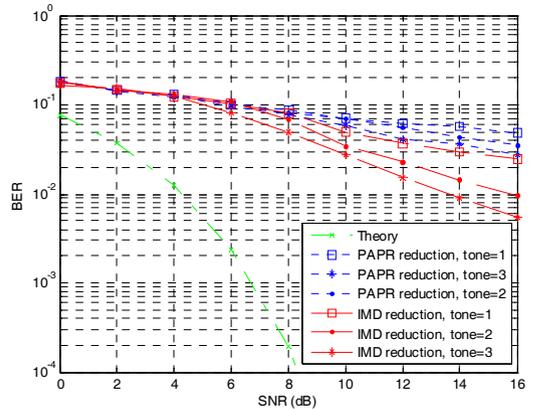


그림 10. 주파수 선택적 페이딩 채널과 TWTA에서 BER 성능.
Fig 10. BER performance in TWTA and frequency selective fading channel.

주파수 선택적 페이딩 채널에서 TWTA 성능을 보인다. SSPA보다 더 큰 비선형을 갖고 있으므로 작은 back-off로 인하여 전체적인 BER 성능이 나빠지지만 IMD 저감 기법에 대한 BER 성능이 더 좋음을 알 수 있다. 그러므로 비선형 다항식의 근사에 대한 시뮬레이션 결과를 바탕으로 하여 HPA에 대해서 IMD 저감 기법을 기반으로 한 톤 제어 방식의 CI/OFDM의 성능을 확인 할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 비선형 왜곡된 OFDM 신호의 오차 확률 성능을 개선하기 위한 IMD 저감 기법을 기반으로 한 톤 제어 방식의 CI/OFDM 시스템을 제안하였다. 또한, IMD 저감기술이 PAPR 저감 기술보다 BER 성능을 개선하였고, 그 성능을 확인하였다. 시뮬레이션 결과, 3차 비선형 다항식 근사를 사용한 통신 시스템에서 IMD 저감기법을 기반으로 한 BER 성능이 PAPR 저감 기법을 기반으로 한 BER 성능보다 약 2~4dB의 성능 개선을 보인다. 그 이외에도 IMD 저감 기법을 기반으로 한 BER 성능은 HPA를 사용한 경우에서 동일하다는 것을 보였다. 그러므로, IMD 저감 기법을 기반으로 한 톤 제어 방식의 CI/OFDM은 비선형에 대한 OFDM 통신 시스템의 성능 향상을 위해 유용한 기술임을 보였다.

참 고 문 헌

[1] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.

[2] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp89-101, Jan. 2002.

[3] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *Proc. IEEE ICC*, vol. 1, pp 511-515, Jun. 1999.

[4] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.

[5] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an

OFDM signal using partial transmit sequences with embedded side information," *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 2, pp. 746-750. Nov. 2000.

[6] D. A Wiegandt and C. R. Nassar, "High-performance OFDM via carrier interferometry," in *Proc. IEEE Int. Conf. 3rd-Generation Wireless and Beyond, 3Gwireless'01*, San Francisco, CA, 2001, pp.404-409.

[7] D. A Wiegandt and C. R. Nassar, and Z. Wu, "Overcoming peak-to-average power ratio issues in OFDM via carrier interferometry codes," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, 2001, pp.660-663.

[8] B. Natarajan, C. Nassar, S. Shattil, M. Micheleni, and Z. Wu, "High performance MC-CDMA via carrier interferometry codes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1344-1353, Nov. 2001.

[9] M. R. D Rodrigues and I. J. Wassell, "A novel coding strategy to improve the error probability performance of non-linearly distorted OFDM signals," *Proc. IEEE V Fall*, Oct. 2003.

[10] J. Jong and W. E. Stark, "Performance analysis of coded multicarrier spread-spectrum systems in the presence of multipath fading and non-linearities," *IEEE Trans. Commn.*, vol. 49, pp. 168-179, Jan. 2001.

[11] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system," *Proc. 2nd European Conference on a Satellite Communications*, pp. 179-184, Oct. 1991.

김 선 애 (SeonAe Kim)

정희원



2005년 8월 충북대학교 전기전
자컴퓨터공학부(공학사)

2005년 9월~2007년 8월 충북
대학교 전자공학과(공학석사)

2008년 3월~현재 충북대학교 전
자공학과 박사과정

<관심분야> 무선 통신 시스템, 위
성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 전력선통신, 등

이 일 진 (Il-Jin Lee)

정회원



1994년 2월 충북대학교 전자공학
학과(공학사)
1996년 2월 충북대학교 전자공
학과 통신공학전공(공학석사)
2004년 3월~현재 충북대학교 전
자공학과 박사과정
1996년~1999년 삼성항공(주) 전

임연구원

1999년~2000년 삼성전기(주) 전임연구원

2000년~현재 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원
<관심분야> VoIP, OFDM시스템, 디지털 통신, 정
보통신시스템

백 광 훈 (Gwang Hoon Baek)

정회원



1988년 2월 경북대학교 전자공
학과(공학사)
1990년 2월 경북대학교 전자공
학과(공학석사)
2007년 3월~현재 충북대학교 전
자공학과 박사과정
1990년 1월~현재 국방과학연구

소 연구원

<관심분야> 위성통신시스템, 네트워크, 모뎀

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1988년~현재 충북대학교 전자
공학과 교수
2002년 3월~2004년 2월 충북
대학교 컴퓨터정보통신연구소
소장
1996년~현재 IEEE, IET 논문
심사위원

2002년 한국전자파학회 학술상 수상

2008년 ICWMC 2008 국제학술대회 “Best Paper
Award” 수상

<관심분야> 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G
이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 및 통신 신
호 처리