

OFDM 통신 시스템에서 비선형 왜곡 방지를 위한 IMD 저감 기반의 Tone Reservation 방식의 성능 분석

Performance Analysis of IMD-Reduction-based Tone Reservation Method for the Protection of Nonlinear Distortion in the OFDM Communication System

변희섭 · 김남일* · 김영훈* · 유흥균

Heui Seop Byeon · Namil Kim* · Young-Hoon Kim* · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 유무선 고속 디지털 통신 분야에 응용되고 있다. 그러나 OFDM은 다수의 반송파를 이용하기 때문에 동위상의 신호가 합쳐져 높은 PAPR(Peak to Average Power)이 발생하고, 그로 인해 비선형 증폭기를 거치면서 신호가 왜곡되는 문제점이 발생한다. 이러한 문제의 대책으로 대개 PAPR을 낮게 하여 전송하는 기법을 이용한다. 그러나 본 논문에서는 가장 낮은 PAPR을 찾는 PAPR 저감 기법 대신에, 비선형성으로 나타난 IMD(Inter-Modulation Distortion)를 저감시키게 하는 방법을 연구한다. IMD 감소 기법은 비선형 입출력 특성 다항식의 3차 항에 의해 발생된 왜곡 신호 중에 최소 왜곡 신호를 수신기로 전송하는 방식이다. 본 논문에서는 기존에 PAPR을 저감하기 위하여 제안된 TR(Tone Reservation) 기법을 사용하되, PAPR 자체를 저감하기 보다는 비선형 HPA를 거친 후 발생하는 IMD 성분을 저감하는 방식을 제안한다. 그리고 TR 기법을 이용하여 PAPR 저감과 제안된 IMD 저감의 시뮬레이션 비교 분석 결과, 3차 비선형에 대해 IMD 저감이 PAPR 저감에 비해 BER 성능이 좀 더 향상되었다.

Abstract

The OFDM system is very good for the high data rate communication system. However, OFDM system has a high PAPR problem. This makes the OFDM signal distorted through the nonlinear HPA(High Power Amplifier). To solve this problem, generally, simple PAPR reduction methods have been considered. However, in this paper, we introduce IMD reduction method instead of PAPR. PAPR is the signal property and the IMD is signal component of the HPA output, which degrades the communication quality. So, instead of PAPR we want to use the IMD reduction method. This is to transmit a signal with the smallest distortion by considering the third order nonlinearity when the data is recovered. We use the TR method that was proposed for the PAPR reduction and we find out the BER performance of two methods. As results, we show that the IMD reduction method improves better BER performance than the PAPR reduction.

Key words : OFDM, Tone Reservation Method, PAPR, IMD, BER

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

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

*한국전자통신연구원 이동통신연구단 이동패킷전송연구팀(Mobile Packet Transmission Research Team, Mobile Telecommunication Research Division, ETRI)

· 논문 번호 : 20060711-075

· 수정완료일자 : 2006년 9월 25일

은 여러 높은 데이터 속도를 요구하는 기술의 표준으로 채택되었다. OFDM은 직렬 입력 데이터를 병렬로 전환하여 직교하는 다중 부반송파를 이용하여 고속으로 데이터를 전송하는 방식으로서, IEEE 802.11a와 ETSI BRAN'S HYPERLAN 2 표준, 그리고 유럽의 디지털 TV 방송의 표준 방식인 DAB와 DVB-T에 채택하였다. 직병렬 변환된 N 개의 비트들은 N 개의 직교하는 부반송파로 동시에 전송되므로 OFDM은 고속의 데이터 전송이 가능하며 주파수 선택적 채널에서 다중 경로에 의한 페이딩에도 강하다. 즉, N 개의 비트로 변화시키는 S/P과 N 개의 반송파로 동시에 그것들을 송신하는 것에 의해 OFDM은 주파수 선택 채널에서 다중 경로를 피하는 동안에 높은 데이터 속도에 도달할 수 있다^[1].

그러나 OFDM과 그것의 직교 반송파 송신에 장애가 없는 것은 아니다. OFDM은 부반송파의 직교성을 유지하지 못하는 경우에는 성능이 열화된다. 또한 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들이 동위상으로 더해질 경우에는 신호의 크기가 크게 발생하여 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 발생한다. 만약 데이터의 개수가 N 이라면, 평균 N 배 이상인 파워에서 높은 peak 값은 불안정한 포락선과 독립적으로 변조된 반송파들의 합의 결과로서 나타난다. 그로 인해 비선형 증폭기를 통과하게 되면 신호가 감쇠되어 BER 성능에 영향을 준다. 또한 PAPR이 증가하면 RF 전력증폭기의 효율이 감소하므로 시스템의 성능 열화의 요인이 된다. 그리고 여러 동위상의 신호가 섞임으로써 A/D, D/A converter에서 신호를 변환하는데 어려움이 있다.

그래서 이러한 높은 PAPR을 저감하기 위해 PAPR 저감 기법이 사용되고 있다. PAPR 저감 기법은 비선형 왜곡된 OFDM 신호들의 성능을 개선하기 위해 논문에서 제안되었다. PAPR 저감 기법에는 clipping, peak windowing, SLM, PTS, TR 기법 등이 있다^{[2]~[4]}. Clipping 방식은 문턱값을 정해 그 이상 되는 신호 크기를 자르는 방식이다. 이것은 또한 매우 간단하고 전력 효율측면에서 효율적인 방식이다. 하지만 송신 신호 크기를 자르기 때문에 이 기법은 신호의 in-band 및 out-band를 왜곡시켜 BER 성능이 악화되고, 특히 out-band에 regrowth를 발생시키기 때문에 ACI가 발생하는 문제점이 있어 크게 각광받지는 못한다

^[5]. 또 다른 방식으로는 위상을 회전시키는 방식인 PTS 방식과 SLM 방식이 있다. PTS 방식은 여러 개의 서브 블록으로 나누어 블록당 다른 위상값을 곱해 주어 회전시키고 이런 동작을 반복하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 값을 출력값으로 내보낸다. 이 방식은 PAPR을 낮추고, BER 성능을 향상시킨다. 하지만, 선택된 곱해준 위상값에 대한 정보를 추가적으로 보내야 하기 때문에 데이터율이 낮아지고, 또 반복 수행함으로써 수행 시간이 길어지는 단점이 있다^{[6]~[8]}. SLM 방식은 하나의 심볼을 여러 개로 복사한 후 각 심볼에 다른 위상값을 곱하여 회전시킨 후 이중 가장 낮은 PAPR을 갖는 값을 출력값으로 내보내는 방식이다. 이 방식 또한 PAPR을 낮추고, BER 성능을 향상시킨다. 그러나 PTS 방식과 마찬가지로 선택된 곱해준 위상값에 대한 추가적인 정보를 보내야 하기 때문에 데이터율이 낮아지고, 하나의 심볼을 여러 개로 복사함으로써 시스템의 복잡도가 증가하는 단점이 있다^[9]. TR 기법도 이러한 PAPR을 줄이기 위한 하나의 방법이다. TR 기법은 PRT 신호라 불리는 신호를 부반송파에 실어 PAPR을 줄인다. 우선, 데이터가 IFFT를 통과하면 IFFT를 통과한 PRT 신호와 결합하여 PAPR을 계산한다. 그 후 IFFT를 통과한 PRT 신호를 shift시킨 후 다시 데이터와 결합하여 PAPR을 측정한다. 이러한 방법으로 반복한 후 최소의 PAPR을 갖는 PRT 신호를 데이터와 함께 송신한다. 이 기법은 PAPR을 낮추고, 여분의 부채널을 사용하기 때문에 데이터율을 감소시키지 않고 또한 부가 정보를 보내지 않아도 되는 장점이 있다^[10]. 그러나 이 PAPR 저감 기법은 3차항을 고려하지 않고 PAPR의 상한선을 제한하는데 목적을 두고 있어서 3차항을 고려하면 최적의 BER 성능을 얻지 못한다. IMD 감소 기법은 Rodrigues and Wassell가 제안한 방식으로서, 비선형 입출력 특성 다항식의 3차 항에 의해 발생된 왜곡 신호 중에 최소 왜곡 신호를 수신기로 전송하는 방식이다^{[15]~[17]}.

본 논문에서는 기존에 PAPR을 저감하기 위하여 제안된 TR(Tone Reservation) 기법을 사용하되, PAPR 자체를 저감하기 보다는 비선형 HPA를 거친 후 발생하는 IMD 성분을 저감하는 방식을 제안한다. TR 기법을 이용하여 PAPR 저감과 제안된 IMD 저감의 시뮬레이션 비교 분석 결과, 3차 비선형에 대해 IMD

저감이 PAPR 저감에 비해 BER 성능이 더 향상되었다.

II. OFDM 시스템과 PAPR 저감 기법

OFDM의 기본 원리는 고속 전송률을 갖는 데이터 열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터열로 나누고 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 것이다. 낮은 전송률을 갖는 부반송파의 심볼 구간은 증가하게 되므로 다중 경로 지연 확산에 의해 발생하는 시간상에서의 상대적인 신호 분산이 감소한다. 모든 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연 확산보다 긴 보호 구간을 삽입하여 심볼간 간섭을 제거할 수 있다. 또한, 보호 구간에 OFDM 신호의 일부를 복사하여 심볼의 시작 부분에 배치하면 OFDM 심볼은 순환적으로 확장되어 부호간 간섭을 피할 수 있다. 그림 1은 OFDM 시스템의 전체 구성도를 나타낸다^{[11],[12]}. 입력 데이터가 mapper로 들어가 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되고 직렬로 들어온 데이터를 S/P 블록에서 부반송파 수인 N 만큼 병렬로 변환하여 IFFT 블록으로 보낸다. N 개의 병렬인 입력 데이터는 IFFT를 통과하고 P/S 블록에서 병렬로 된 데이터를 직렬로 변환하여 HPA에서 증폭하여 데이터를 전송한다. 이때 S_n 을 복소 데이터 심볼, N 은 부반송파의 수, T 는 OFDM 심볼 구간이라고 하면, 복소 기저 대역 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi n t / T}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (1)$$

수신기에서는 송신기에서의 역과정을 거쳐 데이터를 복원한다. 즉, AWGN이 섞인 받은 신호는 LNA를 통과하면서 크기를 증폭시키고, S/P 블록에서 다

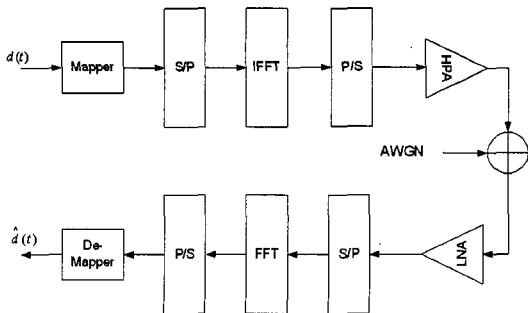


그림 1. OFDM 시스템 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM system.

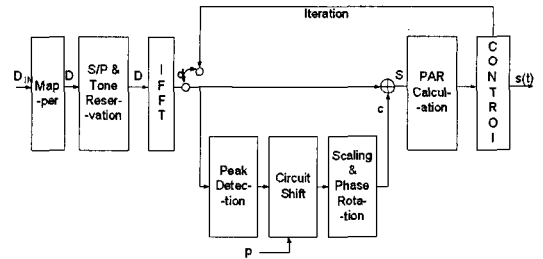


그림 2. Tone reservation 기법의 송신기
Fig. 2. The transfer of tone reservation method.

시 직렬 입력 데이터를 병렬로 변환하여 FFT를 통과 시킨 후 P/S 블록에서 병렬로 된 입력 데이터를 직렬로 변환시킨다. 그리고 Demapper를 통과하여 원하는 신호를 복원시킨다. Tone reservation 기법은 PRT라 명명한 일부의 부반송파를 PAPR 감소의 목적으로 사용한다. 그런데 이 부반송파의 위치에 따라서 저감 성능에 많은 차이가 있다. 그러나 여기에서는 일정한 위치에 예약하고 그러한 부반송파에 대한 수렴 알고리즘을 반복 수행하여 PAPR을 감소시키는 방법이다. 아래 그림은 이 기법의 송신기 블록도의 모습이다. 기존의 OFDM인 그림 1과 비교했을 때 약간 달라진 모습을 볼 수 있다^{[13],[14]}. 그림 2에서 입력 데이터 D_{IN} 가 mapper로 들어가 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되고 직렬로 들어온 데이터를 S/P 블록에서 부반송파 수인 N 만큼 병렬로 변환하되 PRT 신호를 실는 부반송파 위치를 고려하여 데이터를 부반송파에 실는다. 그 후 IFFT의 선형성을 이용하여 데이터를 실는 부반송파 부분과 PRT를 실는 부반송파 부분으로 나누어 고려하자. 우선, 데이터 부분을 고려하면 데이터는 IFFT를 통과하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$d(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D_k e^{j2\pi k t / T}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2)$$

여기서 D_k 을 복소 데이터 심볼, N 은 부반송파의 수, T 는 OFDM 심볼 구간이고, $d(t)$ 는 PRT 신호가 첨가되지 않은 순수한 데이터 신호이다. 한편 PRT 신호는 식 (3), (4)와 같다.

$$P \begin{cases} p_k = 0, & k \notin \{i_0, \dots, i_{L-1}\} \\ p_k = A, & k \in \{i_0, \dots, i_{L-1}\} \end{cases}, \quad (3)$$

$$p = \text{IFFT}\{P\}, \quad (4)$$

S : IFFT input													
Tone		Divided data D				Tone		Divided data D				Tone	
1	2	1	...	(N-L)/2	3	4	(N-L)/2+1	...	(N-L)	5	6		

그림 3. TR 기법의 심볼 블록
Fig. 3. The symbol of TR method.

식 (3)에서 P 는 IFFT를 통과하지 않은 신호로서 전체 부반송파 $N+L$ 개 중 데이터를 싣는 부반송파는 0의 값을 넣고, PRT 신호를 싣는 부반송파는 기본적으로 1값을 넣는다. 이렇게 만들어진 P 는 IFFT를 통과한 후 식 (4)와 같이 p 로 나타낼 수 있다. 여기에서 i 은 첨두 감소를 위해 예약된 l 번째 부반송파로 l 은 0부터 $L-1$ 의 값을 갖는다. 또한 p 는 반복될 때마다 위상 회전 블록에서 위상 회전이 되어 c 를 생성한다. 이렇게 구한 IFFT 연산 후의 정보 행렬 d 와 p 를 이용해 생성한 첨두 감소 행렬 c 를 더하여 OFDM 심볼인 s 를 생성한다. 그리고 이러한 과정이 반복 수렴 알고리즘의 반복수를 수행한 후 데이터는 최소의 PAPR 값을 갖는 PRT 신호와 결합하여 최종적으로 송신 데이터 $s(t)$ 로 전송된다.

이 그림은 데이터와 톤 신호의 배치된 모습이다. 여기서 톤은 6개를 사용하였고, 총 $N-L$ 의 데이터를 두 부분으로 나누었다. 그리고 그림 3처럼 톤 신호는 데이터의 사이사이에 2개씩 배치되어 톤신호와 데이터가 섞인 하나의 데이터 블록을 구성하였다. 톤은 TR 기법은 톤 신호의 위치에 민감하여 적절히 배치하여야 한다. 그러나 여기에서는 톤 신호의 위치는 위치를 고정시켜서 살펴보기로 한다.

이러한 신호는 시간 영역에서 독립적으로 변조된 많은 부반송파들로 구성되므로 이들이 동위상으로 더해질 때 큰 크기의 신호가 발생하여 PAPR이 크게 나타난다. HPA의 비선형 특성에 의한 OFDM 신호의 왜곡을 알아보기 위하여 PAPR(Peak to Average Power Ratio)은 다음과 같이 정의한다.

$$PARK \equiv 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} [dB], \quad (5)$$

여기서, P_{peak} 는 출력의 최대값이고, P_{av} 는 평균값이다. 이 값들은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{peak} = \max |s(t)|^2 = |NA|^2. \quad (6)$$

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt = NA^2. \quad (7)$$

이 결과 $S_n e^{j2\pi n t T}$ 는 최대 값이 신호의 진폭값이므로 그 신호를 A 라 하면 $s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi n t T} = \sum_{n=0}^{N-1} A = NA$ 에서 도출된 것이다. 여기서 보듯이 N 개의 신호가 동일한 위상으로 더해지면 최대 전력은 평균 전력의 N 배가 된다. 결과적으로 OFDM의 최대 PAPR은 다음과 같다.

$$PARK = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} = 10 \log_{10} N [dB]. \quad (8)$$

결국, 이렇게 구한 $PARK$ 값은 문턱값인 $PARK_0$ 에 대한 확률로 표기한 다음과 같은 $PAPR$ 분포식으로 주어지고

$$Pr(PARK \leq PARK_0) = (1 - \exp(-PARK_0))^{aN}, \quad (9)$$

그에 따른 CCDF(complementary cumulative distribution function)는 다음과 같이 표현된다.

$$Pr(PARK > PARK_0) = 1 - (1 - \exp(-PARK_0))^{aN}. \quad (10)$$

여기서 $PAPR_0$ 은 비선형 증폭기의 문턱값이고 N 은 한 심볼의 데이터 수이며 a 는 일반적으로 2.8의 값을 갖는다.

III. IMD 저감 기법을 이용한 TR 기법

이 섹션에서 비선형 왜곡된 OFDM 신호들의 오차 확률 성능은 왜곡되지 않은 PAPR 함수보다 왜곡된 신호의 IMD 함수로 표현되는 것을 보인다. 그림 4는 그림 1과 같이 OFDM 통신 시스템 모델을 보인다 [15]~[17].

$$r(t) = c_1 s(t) + c_3 s(t)s(t)s^*(t) + \dots + n(t). \quad (11)$$

$s(t)$ 는 송신된 OFDM 신호의 complex 진폭, $r(t)$ 는

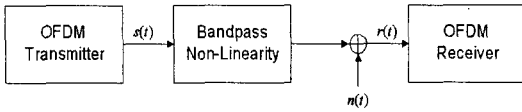


그림 4. OFDM 통신 시스템 모델
Fig. 4. OFDM communication system model.

수신된 OFDM 신호의 complex 진폭, $n(t)$ 는 power spectral density N_0 을 갖는 AWGN을 의미한다. 최종적으로, k 번째 time slot과 n 번째 sub-channel에서 수신된 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 R_{k,n} &= c_1 \sum_{n_1=0}^{N-1} S_{k,n} \frac{1}{(T-T_{CP})^0} \delta(n_1-n) \\
 &= c_3 \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{n_3=0}^{N-1} S_{k,n_1} S_{k,n_2} S_{k,n_3}^* \cdot \\
 &\quad \frac{1}{(T-T_{CP})^1} \delta(n_1+n_2-n_3-n) \\
 &\quad + \dots + N_{k,n}
 \end{aligned} \tag{12}$$

여기서 $S_{k,n}$ 은 k 번째 time slot과 n 번째 sub-channel에서 송신된 심볼이고, $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker delta product 이고, $N_{k,n}$ 은 순환적으로 대칭인 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($n=0, 1, \dots, N-1$).

$$P(e) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P(e_n). \tag{13}$$

특히 송신된 신호가 BPSK constellation $\{-A, A\}$ 에서 어떤 값을 가져도 동일한 확률을 갖는 것을 고려하므로 식 (13) right hand side에서 조건적 오차 확률은 식 (14)이다.

$$P(e) = \frac{1}{2} P(e_n | S_{k,n} = -A) + \frac{1}{2} P(e_n | S_{k,n} = A). \tag{14}$$

또한 AWGN만 있을 때 최적 판별을 고려하므로 식 (14)의 right hand side에서 조건적인 오차 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 &P(e_n | S_{k,n} = -A) \\
 &= E \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(-\frac{\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\} + \operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}}{\sqrt{2N_0}} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 &P(e_n | S_{k,n} = A) \\
 &= E \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\} + \operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}}{\sqrt{2N_0}} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{16}$$

여기서 $\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\}$ 은 time-slot k 번째와 n 번째 서브 채널에서 수신 심볼이고, $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 은 타임 슬롯 k 번째와 n 번째 서브 채널에서 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.

$$S'_{k,n} = c_1 S_{k,n} \frac{1}{(T-T_{CP})^0} + c_3 S_{k,n} S_{k,n} S_{k,n}^* \frac{1}{(T-T_{CP})^1} + \dots \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
 S''_{k,n} &= c_1 \sum_{n_1=0}^{N-1} S_{k,n_1} \frac{1}{(T-T_{CP})^0} \delta(n_1-n) \\
 &\quad + c_3 \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{n_3=0}^{N-1} S_{k,n_1} S_{k,n_2} S_{k,n_3}^* \cdot \\
 &\quad \frac{1}{(T-T_{CP})^1} \delta(n_1+n_2-n_3-n) + \dots
 \end{aligned} \tag{18}$$

식 (13)~(16)은 확실히 비선형 왜곡된 OFDM의 오차 확률 성능이 최종적으로 왜곡되지 않은 신호의 PAPR 함수로 나타내지는 것보다 왜곡된 신호의 IMD 함수로 표현되는 것을 증명한다.

여기서 3차 비선형 왜곡된 OFDM 신호의 BER 성능을 향상하기 위하여 IMD 저감 기법을 이용한 TR 기법을 살펴본다. 그리고 이러한 IMD 저감 기법과 PAPR 저감 기법을 비교한다. 그림 2의 TR 송신기에서 s 는 톤 신호 p 와 정보 신호 $d(t)=\text{IFFT}(D)$ 의 결합으로 $S^{(u)} = [S_{k,0}^{(u)} S_{k,1}^{(u)} \dots S_{k,N-1}^{(u)}]$, ($u=1, \dots, U$)로 나타낸다. U 는 총 반복 횟수를 의미한다. 결과적으로 반복 횟수가 최대 U 인 TR 기법의 송신 신호는 $S^{(u)} = \text{IFFT}[S^{(u)}]$, ($u=1, \dots, U$)로 u 는 총 U 번의 반복 횟수 결과 최적의 값을 갖는 심볼을 의미한다.

IMD 저감을 기반으로 한 TR 기법의 송신기에서 송신 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 $P(e) \leq \max[P(e_n); n=0, \dots, N-1]$ 으로 한 심볼 내에서 에러가 발생할 확률이 가장 높은 것을 선택하는 것으로 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. 이것은 원신호와 3차항에 의

한 에러값의 비를 의미한다. 따라서 이 결정 기준은 BER 자체보다 한 심볼에서 에러의 최대값을 최소화한다. $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\}/\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\}; n=0, \dots, N-1]$ 의 양은 maximum normalized IMD에 적용된다. PAPR 저감을 기반으로 하는 TR 송신기에서는 PAPR 값이 가장 낮은 OFDM 심볼 $s^{(u)}$, $u=1, \dots, U$ 가 선택된다.

PAPR이나 최대 정규화된 IMD 값은 각각의 기법에 의해 최적의 값을 지니는 OFDM 심볼이 선택된다. 즉, 이 OFDM 심볼은 TR 기법에서 최적화된 값을 지니고 있다. 이러한 PAPR 값은 OFDM 심볼로부터 직접 계산할 수 있다. 여기에서 각 심볼들은 정확한 표본을 추출하기 위해 나이퀴스트 샘플링(Nyquist sampling)보다 더 많은 4배의 oversample이 되어야 하므로 송신기의 IFFT는 N 보다 4배의 크기를 갖고, 수신기에서 복원시에도 4배로 커진 신호를 복원하기 위해서는 시뮬레이션 상으로는 수신기의 FFT는 N 보다 4배가 되어야 한다.

Maximum normalized IMD 값은 식 (17)과 식 (18)을 사용하여 계산할 수 있다. 그러나 이 식은 많은 계산을 해야 하기 때문에 사용하지 않고, 그림 5와 같은 구조를 이용하여 계산을 대체하였다. 여기서 AWGN 값은 계산에서 제외하였다. 그러면 maximum normalized IMD 값은 AWGN이 없으면 3차항에 의해 왜곡된 신호는 수신된 신호에서 원신호를 제거한 값이므로 $S_{k,n}'' = R_{k,n} - S_{k,n}'$ 이므로 $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\}/\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\}; n=0, \dots, N-1]$ 으로 주어진다(식 (12), (17), (18)에 의해). 여기서 $R=[R_{k,0}, R_{k,1}, \dots, R_{k,N-1}]$ 은 수신기에서 수신된 심볼의 벡터이고, $S=[S_{k,0}, S_{k,1}, \dots, S_{k,N-1}]$ 는 송신기에서 송신하는 심볼의 벡터이다. 그러나 Maximum normalized IMD 값의 정확한 계산을 위해서는 시스템의 비선형 차수와 같은 factor로 오버샘플된 신호가 필요하다. 그러므로 송

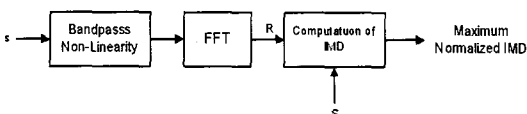


그림 5. Maximum normalized IMD를 계산하기 위한 구조
 Fig. 5. Structure for calculating the maximum normalized IMD.

신기의 IFFT과 FFT는 시스템의 비선형 차수에 N 배와 같은 크기를 갖는다. 그래서, IMD 저감 시스템은 최적의 IMD값을 계산을 하는데 있어서 추가적인 FFT가 필요하기 때문에 PAPR 저감 시스템보다 더 많은 하드웨어를 요구한다.

IV. 시뮬레이션과 특성 분석

시뮬레이션은 기본적으로 AWGN 환경에서 실시하였고, 비선형 증폭기 3차항의 영향을 포함하기 위해 $y(t) = c_1x(t) + c_3x(t)^3$ 에서 $x(t)$, $x(t)^3$ 의 계수인 파라미터 값은 $c_1=1.00$, $c_3=-0.20$, $c_{2n-1}=0(n>2)$ 로 설정하고 3차 이후의 항은 값이 매우 작기 때문에 고려하지 않았다. 또한, 앞의 비선형 증폭기 이외에도 실제적으로 많이 쓰이고 있는 SSPA 증폭기도 사용하여 실험하였다.

$$AM/AM \ A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \left(\frac{r(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad (19)$$

여기서 AM/AM은 진폭 왜곡으로 위상 왜곡은 발생하지 않으며, $r(t)$ 는 원신호, A_0 는 제한된 진폭의 출력 값으로 1로 설정하였으며, 파라미터 $p=2$ 로 설정하였다. 데이터 변조 방식은 QPSK를 사용하였고, 데이터를 실는 부반송파의 수 $N=32$ 로 설정하였다. PRT의 수는 $L=6$ 으로 하고, PRT를 실는 부반송파의 위치는 각각 데이터 심볼 앞에 2개, 가운데에 2개, 맨 뒤에 2개로 설정하였다. 그리고 PRT 신호는 기본적으로 1로 설정하였다. 반복 수렴 알고리즘을 이용한 TR 기법의 주요 매개 변수인 반복 수 u 는 1회에서부터 시작하여 최대 152회까지 실시하였다.

이러한 환경 설정을 바탕으로 두 경우의 CCDF를 확인하였다. 하나는 기존에 PAPR 저감 성능을 확인하기 위해 사용되었던 CCDF이고, 다른 하나는 x축을 Maximum normalized IMD로 하여 최적의 IMD 저감 성능을 확인하기 위한 CCDF이다. 기존의 PAPR 저감과 IMD 저감을 기반으로 한 TR 기법의 CCDF는 각각 그림 6에 보였으며, 두 개의 저감을 기반으로 TR 기법의 CCDF인 Maximum normalized IMD의 CCDF는 그림 7에 보인다.

이 그림은 일반적으로 문턱값을 정해 그 이상 값을 확률을 계산하는 기존의 CCDF로 PAPR과 IMD

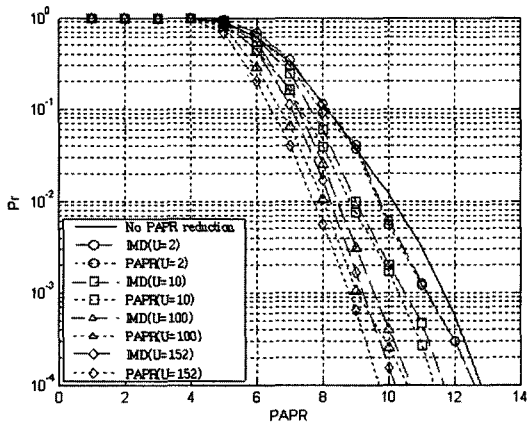


그림 6. TR 기법에서 CCDF 비교
Fig. 6. CCDF comparison in TR method.

기반으로 한 TR 기법의 CCDF 모습을 보여준다. 위 그림에서 보듯이 반복 횟수를 2에서 최대 152회까지 실시하였다. 반복 횟수가 증가할수록 두 기법 모두 PAPR 저감 성능이 향상되는 모습을 보인다. 예로 이 시뮬레이션에서 사용한 PAPR 저감이나 IMD 저감을 사용하지 않은 일반적인 OFDM 시스템은 10^{-4} 에서 12.8 dB 정도에서 측정되나 반복 횟수를 2로 하였을 경우 약 0.2 dB 정도의 향상된 모습을 보인다. 또한 반복 횟수를 최대 152회 하였을 경우 기존의 PAPR 저감은 9.7 dB 정도이나 제안된 IMD 저감은 10.2 dB 정도로 기존의 PAPR 저감과 약 0.5 dB의 차이를 보이고 있다. 그 결과 기존의 3차항을 고려하지 않고 피크값을 사용하고 CCDF를 기준으로 측정 한 결과 PAPR 저감 성능은 PAPR 저감이 제안된 IMD 저감보다 PAPR 저감 성능이 더욱 우수하였다. 그러므로 제안된 IMD 저감은 가장 낮은 PAPR을 선택하는 기존의 방식과는 CCDF 결과가 다르게 나타나는 것을 알 수 있다.

이 그림은 PAPR과 IMD 저감을 기반으로 한 TR의 Maximum normalized IMD의 CCDF이다. 이 그림 역시 반복 횟수를 증가하면서 시뮬레이션을 하였다. 그림 6과 비교하면 x축이 제안된 Maximum normalized IMD로 설정되었는데 이 값은 $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\}/\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\}; n=0, \dots, N-1]$ 이다. 그림 위의 그림을 통해 기존 PAPR 저감과 제안된 IMD 저감의 성능을 살펴보자. 예러 확률 10^{-3} 에서 4회 반복하였을 경우, 제안된 IMD 저감은 3 dB 정도에서 떨어져 기

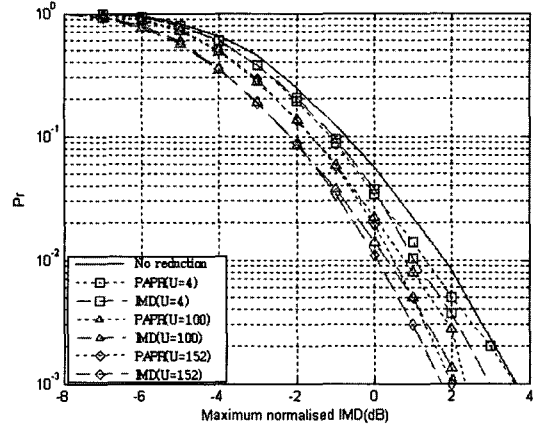


그림 7. Maximum normalized IMD의 CCDF
Fig. 7. CCDF of the maximum normalized IMD.

존의 PAPR 저감보다 0.5 dB 정도 향상되었고, 반복 횟수가 152회일 경우 제안된 IMD 저감은 1.6 dB 정도로 기존의 PAPR 저감보다 0.4 dB 정도 향상된 모습을 보인다. 이것으로 제안된 IMD 저감은 제안된 CCDF로 측정하였을 경우 기존의 PAPR보다 성능이 향상되었다. 결과적으로 그림 6과 7에서 x축을 각각의 CCDF에서의 기준으로 설정하였을 경우, 상호간에 성능이 향상된 모습을 보인다. 그럼 이러한 두 기법을 BER 성능을 통하여 성능을 확인해 보도록 하자.

이 그림은 3차 비선형을 고려하였을 경우, 기존의 PAPR 저감과 IMD 저감을 이용한 TR 기법의 BER이다. 이것은 반복 횟수를 4에서 최대 152회까지 반복한 BER 성능을 보이는데 반복 횟수가 증가할수록 BER 성능이 향상되고 있다. 그리고 두 기법은 반복 횟수가 증가할수록 비슷한 크기로 BER 성능이 향상되어 BER 곡선이 거의 같은 모습을 보이고 있으나, 근소한 차이로 제안된 IMD 저감이 더 좋은 모습을 보이고 있다. 또한 그림을 살펴보면 3차 비선형을 고려한 BER 곡선은 10^{-3} 에 미치지 못하고, floor 현상이 발생하는 모습을 보인다. 이 실험에서 사용하였던 비선형 증폭기의 성능은 좋지 않은 것을 알 수 있다. 이것은 실제적으로 비선형 증폭기를 soft amplitude limiter(SAL) amplifier로 사용하였을 경우와 비슷하다. SAL amplifier의 경우는 다음과 같다.

$$y = x - 0.1995x^3 - 0.9292x^5 \quad (20)$$

여기서 c_1 과 c_3 는 대략 1, -0.1995 로 5차항을 고려하

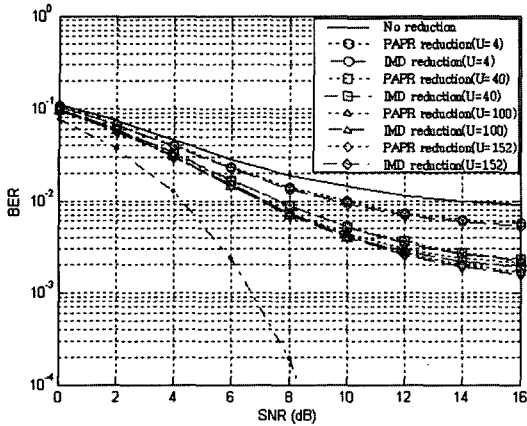


그림 8. 3차 비선형에서 TR 기법의 BER
Fig. 8. BER of TR method in the third order non-linearity.

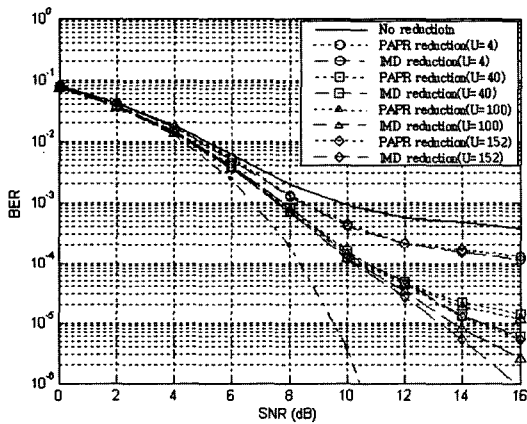


그림 9. 2 dB 백오프를 했을 때 3차 비선형에서 BER
Fig. 9. BER in the third order non-linearity at 2 dB backoff.

지 않으면 우리가 실험에서 사용하였던 c_1, c_3 계수인 1, -0.2와 비슷한 값이다.

이 그림은 그림 8에서 보인 3차 비선형을 고려하였을 경우, 기존의 PAPR 저감과 IMD 저감을 이용한 TR 기법의 BER을 2 dB 백오프 하였을 경우이다. 이 시뮬레이션 또한 반복 횟수를 4에서 최대 152회까지 반복한 BER 성능을 보이는데 반복 횟수가 증가할수록 BER 성능이 향상되고 있다. 전체적으로 2 dB 백오프 하였을 경우, BER 성능이 그림 8에 비해서 많이 향상된 모습을 보인다. 그리고 두 기법은 BER이 10^{-4} 까지는 반복 횟수가 증가할수록 비슷한 크기로 BER

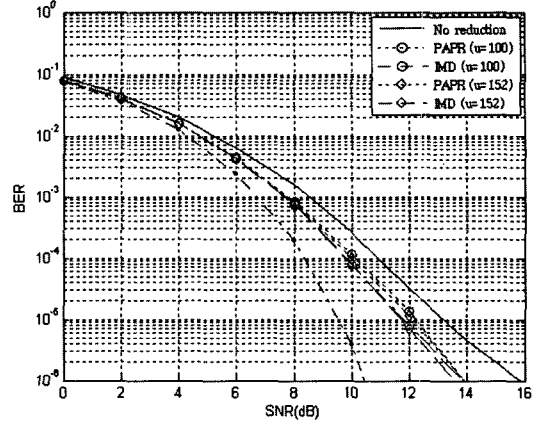


그림 10. SSPA에서 TR 기법의 BER
Fig. 10. BER of TR method in SSPA.

성능이 향상되어 BER 곡선이 거의 같은 모습을 보이고 있으나, 그보다 더 작은 에러 확률에서 비교해 볼 경우 많은 차이를 보인다. 예로 반복 횟수가 152회 일 경우 10^{-4} 에서 거의 SNR(dB)가 차이가 없지만 10^{-5} 에서는 약 1.2 dB 정도의 차이를 보이고 있으며, 에러 발생 확률이 작아질수록 차이는 점점 더 커지는 모습을 보이고 있다. 다음 실험에서는 이제 많이 쓰이고 있는 SSPA에 적용해 보자.

이 그림은 이전에 사용하였던 비선형 증폭기를 사용하지 않고, 일반적으로 널리 쓰이고 있는 비선형 증폭기인 SSPA를 사용하여 PAPR 저감과 IMD 저감을 이용한 TR 기법의 BER을 본 것이다. 우선 PAPR이나 IMD 저감을 하지 않은 OFDM의 경우 10^{-4} 에서 11 dB 정도로 떨어져 두 저감 성능과 뚜렷한 차이를 보이고 있다. PAPR과 IMD 저감을 비교해 보면 각각 100회나 152회는 큰 차이를 보이지 않으며 두 기법이 조금씩 차이를 보이다가 차이가 점점 벌어져 10^{-5} 에서 약 0.5 dB 정도의 차이가 발생하는 모습을 볼 수 있다. 그 결과 SSPA에서도 IMD 저감이 PAPR 저감보다 BER 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

이 논문에서는 고속으로 데이터를 전송하여 차세대 통신 방식으로 여겨지는 OFDM 기법을 살펴보고, 이러한 OFDM 시스템의 동위상 신호로 인해 발생하

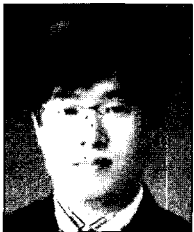
는 PAPR 문제를 해결하는 기존의 PAPR 저감과 3차 비선형을 고려하는 제안된 IMD 저감을 tone reservation 기법을 통하여 비교, 분석하여 BER 성능을 살펴보았다. 그 결과 기존의 PAPR 저감은 IMD 저감보다 PAPR 저감 성능이 더 우수하였으나 maximum normalized IMD를 x축으로 한 제안된 기법의 CCDF 경우, 제안된 IMD 저감이 오류와 데이터의 차이가 적었다. 또한 이로 인해 3차 비선형을 고려한 BER 성능에서 10^{-4} 이하에서 더욱 향상된 모습을 보였다. 이러한 결과는 SSPA 증폭기를 사용하였을 경우에도 적용되어 IMD 저감된 수신 신호가 기존의 PAPR 저감된 수신 신호보다 10^{-5} 에서 약 0.5 dB 정도 BER 성능이 향상되었다. 결과적으로 기존의 PAPR 저감은 비선형 증폭기에서 큰 피크값으로 인해 왜곡이 발생하는 것을 막기 위해 피크값을 제한하는 것에 목적을 두었기 때문에 제안된 IMD 저감보다 피크치는 좀 더 줄일 수 있다. 그러나 실질적으로 시스템에 영향을 주는 3차항에 의한 오류를 줄이는 것을 목적으로 하는 제안된 IMD 저감에 비해 약간의 BER 성능 차이를 보였고, 10^{-4} 이하로 좀 더 정확한 데이터를 원한다면 제안된 IMD 저감이 BER 성능이 더욱 우수하다는 것을 알 수 있다. 그러나 IMD는 계산 과정에서 블록이 추가되어 시스템의 복잡도가 좀 더 복잡해지는 단점이 있다. 그러므로 OFDM 기법을 사용하는 시스템에서 제안된 IMD 저감은 기존의 PAPR 저감보다 BER 성능을 좀 더 정확하게 분석하여 실제 시스템에서 유용하게 쓰일 수 있으며, 복잡도를 좀 더 줄인다면 더욱 활용 가치가 높을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Heung-Gyoon Ryu, Jus Sok Park, and Jin-soo Park, "Threshold IBO of HPA in the predistorted OFDM communication system", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 50, Issue 4, pp. 425-428, Dec. 2004.
- [2] B. S Krongold, D. L. Jones, "A new tone reservation method for complex-baseband PAR reduction in OFDM systems", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. 2321-2324, May 2002.
- [3] B. S. Krongold, D. L. Jones, "A new method for PAR reduction in baseband DMT systems", *Conference Record of the Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 502-506, Nov. 2001.
- [4] Dae-Woon Lim, Jong-Seon No, Chi-Woo Lim, and Habong Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, Issue 2, pp. 93-96, Feb. 2005.
- [5] Xiaodong Li, Cimini, L. J. Jr. "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", *IEEE Communications Letters*, pp. 131-133, May 1998.
- [6] 유흥균, 박종현, 박진수, "PTS 방식에서 기준 심볼을 이용한 부가 정보 전송", *한국전자과학회논문지*, 15(4), pp. 414-420, 2004년 4월.
- [7] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEE Elect. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [8] 이재은, 허근재, 김상우, 유흥균, "OFDM 통신 시스템의 PAPR 저감을 위한 Dummy Sequence를 삽입하는 새로운 SLM 기법", *한국전자과학회논문지*, 15(4), pp. 379-386, 2004년 4월.
- [9] C-l Wang, Y. Ouyang, "A low-complexity selected mapping scheme for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems", *IEEE Vehicular Technology Conference(VTC'2004)*, vol. 1, pp. 665-668, Sep. 2004.
- [10] J. Telledo, J. M. Cioffi, "Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems", *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory, Cambridge, MA*, p. 191, 1998.
- [11] P. Banelli, G. Baruffa, and S. Cacopardi, "Effects of HPA non linearity on frequency multiplexed OFDM signals", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 47, pp. 123-136, Jun. 2001.
- [12] Heung-Gyoon Ryu, Jae-Eun Lee, and Jin-Soo Park, "Dummy sequence insertion(DSI) for PAPR reduction in the OFDM communication system", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 50, Issue 1, pp. 89-94, Feb. 2004.

- [13] 유승수, 윤석호, 김선용, "OFDM 시스템의 PAR 감소를 위한 SMORT 기법", 한국통신학회 추계 종합학술대회논문집, p. 337, 2004년.
- [14] S. E. Park, S. R. Yun, J. Y. Kim, D. S. Park, and P. Joo, "Tone reservation method for PAPR reduction scheme", *IEEE802.16e-03/60rl*, 2003.
- [15] M. R. D. Rodrigues, I. J. Wassell, "IMD reduction coding to improve the error probability performance of nonlinearly distorted OFDM signals", *IEEE Proceedings on Communications*, vol. 152, Issue 5, pp. 559-566, Oct. 2005.
- [16] M. R. D. Rodrigues, I. J. Wassell, "SLM and PTS based on an IMD reduction strategy to improve the error probability performance of non-linearly distorted OFDM signals", *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 857-861, Jun. 2004.
- [17] M. R. D. Rodrigues, I. J. Wassell, "A novel coding strategy to improve the error probability performance of non-linearly distortion OFDM signals", *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 294-298, Oct. 2003.

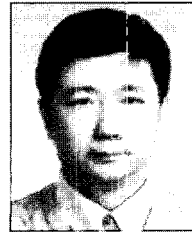
변희섭



2002년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)
 2002년 3월~2004년 6월: ROTC 군복무 (통신장교)
 2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 디지털 통신, OFDM

통신시스템, 통신신호처리 등

김영훈



1985년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 5월: Florida Institute of Technology (공학석사)
 1998년 5월: Colorado State University (공학박사)
 1999년 3월~현재: 한국전자통신연구원 이동통신연구단 이동패킷전송연구팀 팀장

[주 관심분야] WCDMA UE synchronizer, Cell searcher, WiBro UE modem and 3GPP LTE systems, blind signal separation, equalization for multichannel systems, multicarrier communication over fading channel, and digital communications areas

김남일



1996년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 1998년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2002년 3월~2006년 2월: 충북대학교 박사과정 수료
 1999년 3월~현재: 한국전자통신연구원 이동통신연구단 이동패킷전송연구팀 선임연구원

[주 관심분야] 이동통신, 3GPP LTE 시스템, OFDM 시스템, 디지털 신호 처리 등

유홍균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
 1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
 2002년: 한국전자과학회 학술상 수상
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리