

OFDM에서 전송 신호의 oversampling을 통한 BER 성능개선에 관한 연구

김지범, 전형구, 장종욱

A study on the BER Performance Improvement by Oversampling of the Transmit Signal Waveform in OFDM

Jeebum Kim, Hyounggoo Jeon, Jongwook Jang

요 약

본 논문에서는 oversampling에 의하여 BER 성능을 개선할 수 있는 OFDM 변복조 방식을 제안하였다 제안된 OFDM 변복조 방식은 사용하는 반송파 개수 N 과 동일한 개수의 0 데이터를 삽입하여 $2N$ point IFFT하여 전송한다 수신단에서는 두 배 높은 주파수로 샘플링하여 $2N$ point FFT하여 신호를 복조한다. 본 논문에서는 AWGN 환경에서 제안된 방식이 기존의 방식에 비하여 SNR에서 3 dB 성능 개선이 이루어진다는 것을 수학적인 증명을 시도하였다 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 AWGN 채널 환경에서 기존의 방식과 제안된 방식의 BER 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 동일 에러 확률 성능을 얻기 위한 E_b/N_0 이 3 dB 개선됨을 보였다

ABSTRACT

In this paper, we propose an OFDM scheme to increase the BER performance. The proposed OFDM scheme makes the baseband OFDM signal by using the oversampled OFDM signal values which are obtained by inserting $N(=2^k)$ zeros and carrying out $2N$ point IFFT. In the demodulation part, the sampling operation for A/D conversion is carried out with the 2 times high sampling speed $2N$ point FFT is carried out for the data demodulation. In this paper, we show, with the mathematical method and the computer simulation, that the SNR of the proposed OFDM scheme is 3 dB higher than that of the conventional OFDM in the same AWGN channel conditions given

I 서 론

이동통신은 제 2세대의 시기를 지나 현재 IMT-2000이라고 하는 제 3세대 이동통신 시대를 맞고 있다 이러한 이동 통신의 기술 발전 추세는 사용자들의 이동성과 고속 통신 욕구를 충족시켜 주기위한 것 들이다 최근에는 hot-spot 셀 지역에서 고속 데이터 전송을 기반으로 인터넷에 접속할 수 있는 무선 랜(wireless LAN) 기술이 활발히 연구되고 있다 [1].

무선 랜 규격인 IEEE 802.1x 계열의 물리계층은 고속의 데이터 통신을 가능하게 하는 변복조 기술로 OFDM 변복조 방식을 사용하고 있다. OFDM 변조 방식은 고속의 데이터를 저속의 병렬 데이터로 만들어 각각의 저속 데이터에 적교하는 다수의 부반송파(sub-carrier)를 곱하여 전송하는 변조 방식이다 저속의 병렬 데이터는 좁은 대역을 차지하므로 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 flat fading 채널 환경에 놓이게 된다 따라서 OFDM 방식은 다중 경로 환경에서 우수한 성능을 갖게 된다 [2-4]

* 동의대학교 정보통신과(hgjeon@dongeui.ac.kr)

논문번호 #030534-1206, 접수일자 2003년 12월 6일

※ 본 논문은 2004년도 정보통신진흥원 기초기술 연구지원 사업 과제에 의한 결과물입니다

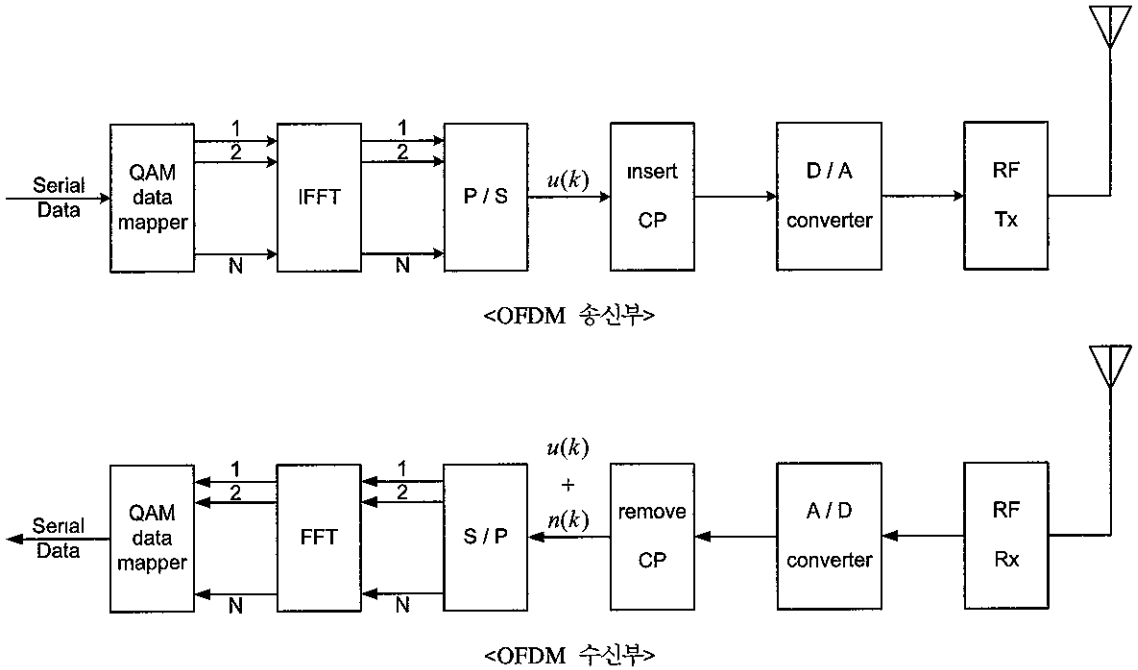


그림 2-1 기존의 OFDM 변복조 방식

OFDM 방식은 오래전에 제시되었지만 그 당시에는 구현 기술상의 문제로 인하여 널리 사용되지 못하였다 근래들어 DSP 기술의 발달로 OFDM은 Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)과 Fast Fourier Transform (FFT) 알고리즘을 이용하여 실시간으로 쉽게 구현할 수 있게 되었다 OFDM에서 주파수 대역 사용 효율을 높이기 위하여 고속 데이터 전송시 IFFT 전에 여러 개의 비트가 1개의 블록으로 묶여 1개의 해당 QAM 심벌로 mapping된다. IEEE 802.11a 무선 랜 규격에서는 BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM mapping 방식을 규격으로 정하였다. QAM 방식에서 송신 전력이 제한되어 있을 때 QAM 심벌의 개수가 많아질수록 심벌 간의 간격이 좁아져 BER 성능이 저하된다 데이터 전송시 고속일 수록 높은 차수의 QAM을 사용하므로 BER 성능을 향상시키기 위한 송신 다이버시티 기법 과 MIMO 등 많은 연구가 수행되고 있다 [5-8] 본 연구에서는 OFDM에서 송신 및 수신시 전송 파형을 oversampling하여 수신단에서 BER 성능을 개선할 수 있는 OFDM 방식을 제시하고 그 성능을 분석하였다

본 논문의 구성은 다음과 같다 서론에 이어 2장에서는 기존의 변복조 방식에 대하여 기술하였다 제 3장에서는 제안된 oversampled OFDM 방식에

대하여 논하였다 제 4장에서는 제안된 oversampled OFDM 방식에 대하여 AWGN 채널환경에서 성능을 분석하였다 끝으로 5장에서 결론을 맺었다.

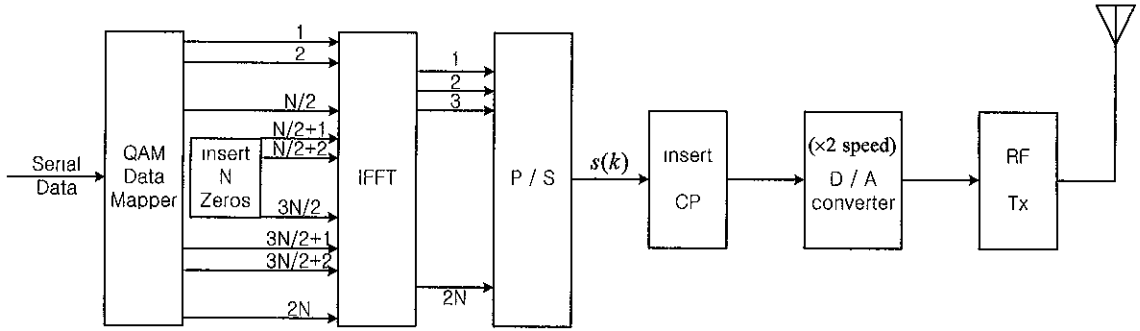
II 기존의 OFDM 변복조 방식

그림 2-1은 IEEE 802.1x 계열에서 현재 사용되고 있는 기본적인 OFDM 변복조 방식을 보여주고 있다 기저대역 OFDM 신호는 $N = 2^l$ 개의 데이터를 Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)하여 얻을 수 있다 여기서 N 은 부반송파(subcarrier)의 개수를 나타낸다 이 IFFT의 출력은 N 개의 이산(discrete) 값이며 이 이산 값은 1개의 기저대역 OFDM 신호를 N 개로 sampling한 표본치와 같다 IFFT 출력은 식 (1)로 나타낼 수 있다

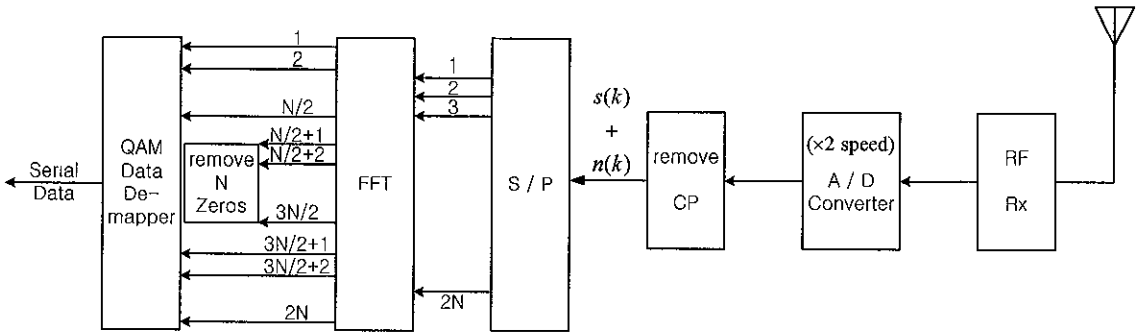
$$u(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j \frac{2\pi nk}{N}},$$

$$(k = 0, 1, \dots, N-1) \quad \text{----- (1)}$$

여기서 $d_n = a_n + jb_n$ 이며 복소 QAM 신호를 나타낸다 그림 2-1에서 CP는 cyclic prefix이며 다중



<제안된 OFDM 방식 송신부>



<제안된 OFDM 방식 수신부>

그림 3-1 제안된 OFDM 변복조 방식

경로 환경에서 부반송파간 직교성을 유지하기 위하여 송신단에서 삽입한다 수신단은 역으로 FFT 전에 CP를 제거한다.

복조는 변조의 역으로 이루어진다. 즉 수신 신호의 1 심벌 구간을 N 개로 나누어 샘플링한 N 개의 이산 값을 FFT하여 복조된 데이터를 얻는다 식 (2) 는 $u(k)$ 의 FFT의 나타낸다.

$$z_l = FFT[u(k)] = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \right] e^{-j \frac{2\pi kl}{N}}, \quad (l = 0, 1, \dots, N-1) \quad (2)$$

여기서 z_l 은 복조된 l 번째 데이터를 나타낸다

III 제안된 oversampled OFDM 변복조 방식

그림 3-1은 제안된 oversampled OFDM 변복조

방식을 보여주고 있다. 제안된 OFDM 변조 방식에서 송신단은 송신 신호를 oversampling하기 위하여 IFFT 전에 N 개의 데이터 열의 중간에 N 개의 0 을 삽입한 후 2 point IFFT를 수행한다. 다음 CP를 삽입하고 2배의 동작 속도를 갖는 D/A converter를 동작시킨다 애널로그 기저대역 신호는 RF Tx 블록에서 반송파가 곱해져 전파가 송신된다. 그림 3-1에서 OFDM 신호의 복조 과정은 다음과 같다 수신단은 RF Rx 블록을 통하여 수신한 기저대역 신호를 2배의 동작 속도를 갖는 A/D converter를 동작시켜 2N 개의 표본치를 얻는다 이 2N 개의 표본치를 FFT하여 2N 개의 출력을 얻는다 2N 개의 출력 중 양끝의 N/2개 씩 모두 N개의 데이터가 복조된 데이터가 된다

제안된 방식에서 OFDM 전송 신호의 생성은 다음과 같다 기저대역 OFDM 신호의 정밀 표본치를 구하기 위하여 만약 $d_n = 0$ ($n = N/2 \sim 3N/2 - 1$)인 데이터를 삽입하여 2N개의 데이터 열 c_n 을 만든다.

$$\begin{aligned} c_n &= d_n & (0 \leq n \leq N/2 - 1), \\ c_n &= 0 & (N/2 \leq n \leq 3N/2 - 1), \\ c_{N+n} &= d_n & (N/2 \leq n \leq N - 1) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)으로 표시되는 $2N$ 개의 데이터 열 c_n 을 IFFT를 수행하면 식 (4)와 같다.

$$g(k) = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} c_n e^{j\frac{2\pi nk}{2N}}, \quad (k = 0, 1, \dots, 2N-1) \quad (4)$$

식 (4)는 sampling 간격이 반으로 줄어든 $2N$ 개의 OFDM 기저대역 신호의 표본치를 나타내고 있다. 식(1), 식(3) 및 식(4)로부터 식 (5)가 성립함을 알 수 있다.

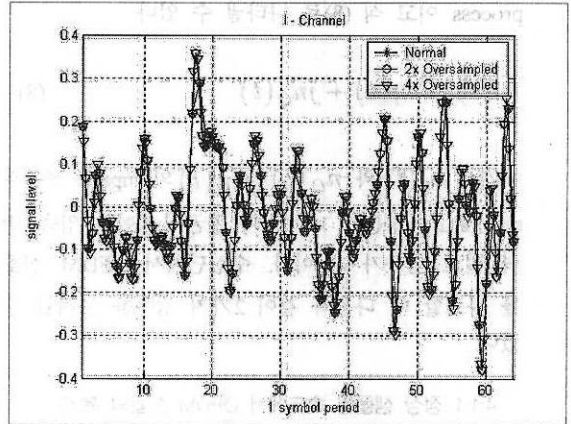
$$u(k) = 2 \times g(2k), \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (5)$$

식 (1)과 (5)로부터 알 수 있듯이 데이터 열 중간에 N 개의 0을 삽입하여 $2N$ 개의 IFFT를 구하였을 경우 그 파형의 진폭은 oversampling 전에 비하여 $1/2$ 로 줄어든다. 이 $2N$ 개의 표본치를 그대로 2배의 동작 속도를 갖는 D/A converter를 통과시켜 전송하면 송신 신호의 전력은 4배로 줄어든다. 따라서 2배의 oversampling 전과 동일한 신호 전력을 유지하려면 oversampling된 출력에 2배를 곱해 주어야 한다. 이때 출력은 식 (6)와 같다.

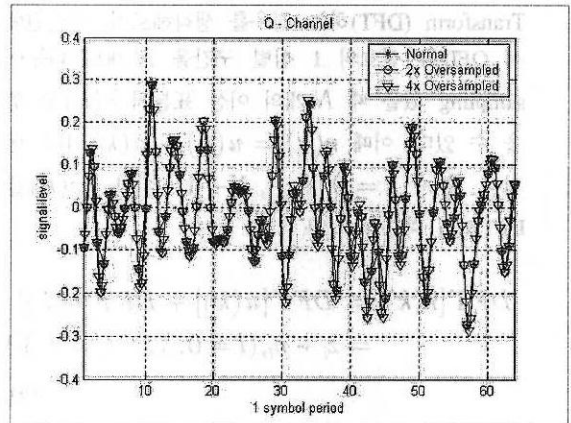
$$s(k) = 2 \times g(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{2N-1} c_n e^{j\frac{2\pi nk}{2N}}, \quad (k = 0, 1, \dots, 2N-1) \quad (6)$$

따라서 $u(k) = s(2k)$, ($k = 0, 1, \dots, N-1$)가 된다.

송신단에서는 $s(k)$ 를 2배의 동작 속도를 갖는 D/A converter를 통해서 연속 시간 함수인 에널로 그 신호 $s(t)$ 를 만들어 전송한다고 하자. 그림 3-1은 기존의 방식에서 기저대역 파형과 oversampling 한 기저대역 파형을 보여주고 있다. 그림에서 보였



<I channel 출력 파형>



<Q channel 출력 파형>

그림 3-1. N point 및 $2N$ point IFFT 출력 파형의 비교

듯이 $u(k) = s(2k)$ 가 정확히 성립함을 알 수 있다. 이와 같은 방식으로 전송 파형을 만들었을 때 oversampling으로 인한 대역폭 증가는 없다.

IV. AWGN 채널 환경에서 제안된 방식의 성능분석

4.1 OFDM 신호의 복조

Additive White Gaussian Noise (AWGN) 채널 환경인 경우에 기저대역에서 수신 신호 $r(t)$ 는 식 (7)과 같다.

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (7)$$

여기서 $n(t)$ 는 복소(complex) Gaussian random

process 이고 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$n(t) = n_I(t) + jn_Q(t) \quad (8)$$

여기서 $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 $n(t)$ 의 inphase 성분과 quadrature 성분을 나타내며 평균이 0이고 양측 전력 밀도 함수가 N_o 이다 수신단에서 OFDM 신호를 복조할 때 다음과 같이 2가지 경우를 고려할 수 있다.

4.1.1 정상 샘플링 속도에서 OFDM 신호의 복조

먼저 수신단에서 전송된 데이터 d_n 을 복조하기 위하여 정상 속도로 sampling하여 Discrete Fourier Transform (DFT)하는 경우를 생각해보자. 수신단에서 OFDM 신호의 1 심벌 구간을 N 개로 나누어 sampling 했을 때 N 개의 이산 표본치 $r(k)$ 를 얻을 수 있다. 이때 $r(k) = u(k) + n(k)$ 이다 여기서 k 는 $k = 0, 1, \dots, N-1$ 이다 $r(k)$ 를 DFT하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} DFT[r(k)] &= DFT[u(k)] + DFT[n(k)] \\ &= z_l + n_l, (l = 0, 1, \dots, N-1) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} z_l &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \right] e^{-j\frac{2\pi kl}{N}}, \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(n-l)k}{N}}, \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)에서 식 (11)의 관계가 성립한다

$$\sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(n-l)k}{N}} = \begin{cases} N, & \text{if } n = l \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

따라서 식(12)가 성립하고 원 데이터 d_n 을 복조할 수 있다

$$z_l = \frac{1}{N} d_l \times N = d_l, (n = l \text{ 인 경우}) \quad (12)$$

AWGN noise $n(t)$ 의 영향에 대해서 알아보자 Sampling 된 수신신호 $r(k)$ 에는 AWGN noise $n(t)$ 를 sampling한 $n(k)$ 가 포함되어있다. $n(k)$ 를 N point FFT하면 식 (13)를 얻을 수 있다.

$$DFT\{n(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} n(k) e^{-j\frac{2\pi kl}{N}} \quad (13)$$

식 (13)의 실수부를 n_I 이라고 하자 n_I 이 복조된 데이터 z_l 의 실수부 a_l 에 noise로 작용하게 된다.

$$n_I = \sum_{k=0}^{N-1} \left(n_I(k) \cos\frac{2\pi kl}{N} - n_Q(k) \sin\frac{2\pi kl}{N} \right) \quad (14)$$

n_I 은 Gaussian Noise가 된다. n_I 의 평균과 분산을 구해보자.

$$E[n_I] = \sum_{k=0}^{N-1} \left(E[n_I(k)] \cos\frac{2\pi kl}{N} - E[n_Q(k)] \sin\frac{2\pi kl}{N} \right) \quad (15)$$

따라서 n_I 의 평균은 0가 된다. 분산은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 &= E \left\{ \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left(n_I(k) \cos\frac{2\pi kl}{N} - n_Q(k) \sin\frac{2\pi kl}{N} \right) \right]^2 \right\} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} E[n_I(k)n_I(l)] \cos\frac{2\pi kl}{N} \cos\frac{2\pi ll}{N} \\ &\quad - 2 \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} E[n_I(k)n_Q(l)] \cos\frac{2\pi kl}{N} \sin\frac{2\pi ll}{N} \\ &\quad + \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} E[n_Q(k)n_Q(l)] \sin\frac{2\pi kl}{N} \sin\frac{2\pi ll}{N} \end{aligned} \quad (16)$$

식(16)에서 $n_f(k)$ 와 $n_Q(k)$ 는 서로 상관 관계가 없고 $k \neq i$ 인 경우 $n_f(k)$ 와 $n_f(i)$ 그리고 $n_Q(k)$ 와 $n_Q(i)$ 는 서로 상관 관계가 없으므로 식 (17)이 성립한다.

$$E[n_f(k)n_Q(i)] = 0, \\ E[n_f(k)n_f(i)] = 0 \text{ and } E[n_Q(k)n_Q(i)] = 0 \text{ (if } k \neq i) \quad (17)$$

따라서 식(17)은 식 (18)로 간략히 나타낼 수 있다.

$$\sigma_i^2 = \sum_{k=0}^{N-1} E[n_f^2(k)] \cos^2 \frac{2\pi kl}{N} + \sum_{k=0}^{N-1} E[n_Q^2(k)] \sin^2 \frac{2\pi kl}{N} \quad (18)$$

$E[n_f^2(k)]$ 및 $E[n_Q^2(k)]$ 는 k 에 무관하게 N_0 로 일정하다. 따라서 식(18)에서 분산을 구하면 식 (19)과 같다.

$$\sigma_i^2 = N_0 \sum_{k=0}^{N-1} 1 = N_0 N, \\ (l = 0, 1, \dots, N-1) \quad (19)$$

여기서 SNR을 구해보면 식(20)과 같다

$$SNR = \frac{(a_l)^2}{N_0 N} \quad (20)$$

4.1.2 Oversampling 속도에서 OFDM 신호의 복조

수신단에서 정상 속도 보다 2배로 oversampling을 수행하여 $2N$ 개의 표본치를 가지고 FFT하여 신호를 복조하는 경우를 고려해보자. 수신단에서 OFDM 신호의 1 심벌 구간을 $2N$ 개로 나누어 oversampling 했을 때 $2N$ 개의 표본치 $r(k)$ 를 얻을 수 있다 이때 $r(k) = s(k) + n(k)$ 이다. 여기서 k 는 $k = 0, 1, \dots, 2N-1$ 이다. $r(k)$ 를 DFT하면 다음과 같다.

$$DFT[r(k)] = DFT[s(k)] + DFT[n(k)] \\ = z_l + n_l, \\ (l = 0, 1, \dots, 2N-1) \quad (21)$$

$$z_l = \sum_{k=0}^{2N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{2N-1} c_n e^{j\frac{\pi nk}{N}} \right] e^{-j\frac{\pi kl}{N}}, \\ (l = 0, 1, \dots, 2N-1) \\ = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{2N-1} c_n \sum_{k=0}^{2N-1} e^{j\frac{\pi(n-l)k}{N}} \quad (22)$$

식(22)에서 식(23)이 성립한다

$$\sum_{k=0}^{2N-1} e^{j\frac{\pi(n-l)k}{N}} = \begin{cases} 2N, & l = n \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (23)$$

따라서 z_l 은 식(24)와 같다.

$$z_l = \frac{1}{N} \times c_l \times 2N = 2c_l, \\ (l = 0, 1, \dots, 2N-1) \quad (24)$$

따라서 식(3)을 고려했을 때 복조된 데이터는 다음과 같다

$$z_l = 2c_l, \quad (0 \leq l \leq N/2-1) \text{ or } (3N/2 \leq l \leq 2N-1) \\ z_l = 0, \quad \text{otherwise}$$

즉, FFT의 양쪽 끝에서 데이터를 각각 $N/2$ 개씩 총 N 개 FFT 결과를 구하면 된다. 식 (24)으로부터 다음 사실을 알 수 있다. 즉, 송신단에서 기저대역 OFDM 신호를 oversampling하여 전송하고 수신단에서 기저대역 OFDM 신호를 $2N$ 개로 oversampling하여 $2N$ point FFT하면 신호의 크기가 2배로 증가하고 신호의 signal power는 4배로 증가하게 된다.

AWGN noise $n(t)$ 를 1개의 OFDM 심벌구간에 대하여 $2N$ 개로 oversampling한 경우에 대하여 noise의 영향을 분석하자. $2N$ 개의 noise 표본 값 $n(k)$ 를 $2N$ point FFT하면

$$DFT[n(k)] = \sum_{k=0}^{2N-1} n(k)e^{-j\frac{2\pi kl}{2N}} \quad (25)$$

식 (25)의 실수부를 n_l' 이라고 하자 n_l' 이 z_l 의 실수부 데이터 $2a_l$ 에 noise로 작용한다.

$$n_l' = \sum_{k=0}^{2N-1} \left(n_I(k)\cos\frac{2\pi kl}{2N} - n_Q(k)\sin\frac{2\pi kl}{2N} \right) \quad (26)$$

n_l' 은 Gaussian Noise가 된다. 앞에서의 비슷한 방법으로 n_l' 의 평균과 분산을 구해보자

$$E[n_l'] = \sum_{k=0}^{2N-1} \left(E[n_I(k)]\cos\frac{2\pi kl}{2N} - E[n_Q(k)]\sin\frac{2\pi kl}{2N} \right) \quad (27)$$

따라서 n_l' 의 평균은 0가 된다. 분산은 다음과 같이 구할 수 있다

$$\begin{aligned} \sigma_l'^2 &= E\left\{ \left(\sum_{k=0}^{2N-1} \left(n_I(k)\cos\frac{2\pi kl}{2N} - n_Q(k)\sin\frac{2\pi kl}{2N} \right) \right)^2 \right\} \\ &= \sum_{k=0}^{2N-1} E[n_I^2(k)]\cos^2\frac{2\pi kl}{2N} + \sum_{k=0}^{2N-1} E[n_Q^2(k)]\sin^2\frac{2\pi kl}{2N} \end{aligned} \quad (28)$$

$E[n_I^2(k)]$ 및 $E[n_Q^2(k)]$ 는 k 에 무관하게 N_0 로 일정하다 따라서 식(28)에서 분산을 구하면 식 (29)와 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_l'^2 &= N_0 \sum_{k=0}^{2N-1} 1 = 2N_0N, \\ (l &= 0, 1, \dots, 2N-1) \end{aligned} \quad (29)$$

식 (18)과 (28)으로부터 $\sigma_l'^2 = 2\sigma_l^2$ 가 된다는 사실을 알 수 있다. 즉, sampling이 2배로 증가함에 따라서 FFT의 각 출력에서 noise variance는 2배로 증가한다는 사실을 알 수 있다 Oversampling 후에

FFT를 통해 복조된 z_l 의 실수부는 $2a_l$ 이다 따라서 수신단에서 OFDM 심벌을 2배 oversampling하였을 경우 FFT 출력에서 signal power는 4배로 증가한다 이때의 신호대 잡음비 SNR'는 다음과 같다.

$$SNR' = \frac{(2a_l)^2}{\sigma_l'^2} = 2\frac{(a_l)^2}{N_0N} = 2SNR \quad (30)$$

식 (30)로부터 알 수 있듯이 FFT 각 출력에서 SNR은 oversampling 전에 비하여 2배(3dB) 개선된다는 것을 알 수 있다

4.2 Computer simulation

본 절에서는 수학적인 방법으로 구한 결과를 검증하기 위하여 간략화된 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- 1) Subcarrier의 수 : 64
- 2) FFT 개수 : 128
- 3) 변조방식 : QPSK
- 4) 채널환경 : AWGN
- 5) 사용언어 : MATLAB 6.5 version

기존의 방식과 제안된 oversampling 방식에서 사용한 AWGN 잡음 $n(k)$ 는 샘플링 속도에 관계없이 동일한 variance를 갖는다고 가정하였다 시뮬레이션에서 송신단과 수신단의 반송파의 위상 동기는 일치한다고 가정하였다 그림 4-1은 기존의 OFDM 변복조 방식과 제안된 방식의 BER 성능 곡선을 보여준다. 그림 4-1에 보였듯이 2배의 oversampled OFDM인 경우 BER = 10^{-4} 경우에 약 E_b/N_0 이 약 5.5 dB인 반면 기존의 OFDM 방식에서는 약 8.5 dB 이다 즉 3 dB의 성능 개선을 보이고 있다. 이 시뮬레이션 결과는 수학적 해석 결과와 정확히 일치함을 알 수 있다 4배의 oversampled OFDM에 대한 결과를 예측하는 것도 흥미가 있다. 그림 4-1에 보였듯이 4배의 oversampled OFDM인 경우 BER = 10^{-4} 을 얻기 위한 E_b/N_0 이 약 2.5 dB 정도 된다. 따라서 기존의 OFDM에 비하여 약 6 dB 개선됨을 알 수 있다.

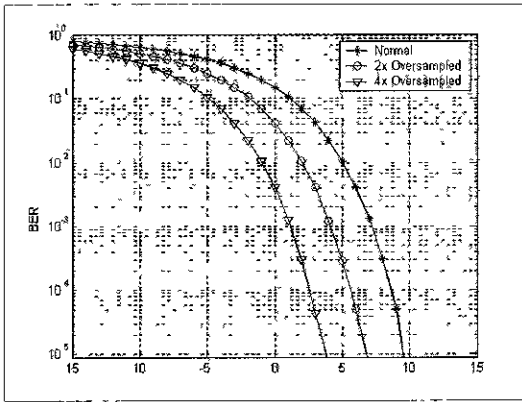


그림 4-1 BER 성능 곡선

이론적으로 볼 때 수신단에서 oversampling 으로 인한 SNR이 개선되지만 실제 구현상에서 하드웨어 복잡도와 정밀도가 증가하므로 2~4배의 oversampling이 하드웨어적으로 구현할 수 있는 한 계라고 생각된다.

V 결론

본 논문에서는 oversampling에 의하여 BER 성능을 개선할 수 있는 OFDM 변복조 방식을 제안하였다. 제안된 OFDM 변복조 방식은 사용하는 반송파 개수 N과 동일한 개수의 0 데이터를 삽입하여 2N point IFFT하여 전송한다 수신단에서는 2N point FFT하여 신호를 복조한다 본 논문에서는 AWGN 환경에서 제안된 방식이 기존의 방식에 비하여 SNR에서 3 dB 성능 개선이 이루어진다는 것을 수학적인 증명을 시도하였다 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 BER 성능에서 동일 에러 확률 성능을 얻기 위한 Eb/No이 3 dB 개선됨을 보였다

본 논문에서 제안된 OFDM 변복조 방식은 송신단과 수신단에서 H/W가 복잡해진다는 단점이 있다 그러나 이러한 H/W의 복잡도는 ASIC 기술의 발달로 극복될 수 있을 것으로 보이며 제안된 방식은 실제 시스템에서 유용하게 사용될 것으로 보인다

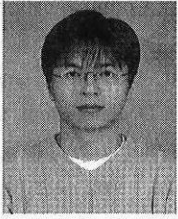
참고 문헌

[1] IEEE 802.11a, High Speed Physical Layer in the 5 GHz band, 1999
 [2] R V. Nee and R Prasad, Artech House Pub, OFDM for wireless Multimedia

communications, 2000.

[3] S Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Communication, Mag, Vol. 35, pp. 126-136, Dec 1997
 [4] S Hara and R. Prasad, "Design and Performance of multicarrier CDMA system in frequency selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans Vehicular Tech, Vol. 48, pp 1584-1595, Sep. 1999.
 [5] V. Tarokh, N Seshadri, and A R Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Trans on Information theory, Vol. 44, No. 2, pp.744-765, Mar 1998
 [6] A. F. Naguib, N Seshadri, and A R Calderbank, "Space-time coding and signal processing for for high data rate wireless communications," IEEE Signal Processing Mag, Vol 17, pp. 76-92, No 3, May 2000.
 [7] Y Li, J C. Chuang, and N R Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No 7 July 1999.
 [8] G J Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas," Bell Lab Technical Journal, pp 41-59, Autumn 1996

김 지 범 (Jeebum Kim)



2003.2. : 동의대학교 정보통신
과 학사

2004. 현재 : 동의대학교 정보통
신과 석사

전 형 구 (Hyounggoo Jeon) :

1987.2 ~2001.2 : 한국전자통신연구원 선임연구원

2000.8 : 연세대학교 전기 및 컴퓨터 공학과 박사

2001. 3~ 현재 : 동의대학교 정보통신과 조교수

장 종 욱 (Jongwook Jang) :

1995년 2월 : 부산대학교 컴퓨터공학과 공학박사

1999.1~2000.2 Univ. of Missouri at Kansas City,
Post Doc. fellowship

1995년 3월~현재 : 동의대학교 컴퓨터공학과 부교
수

<관심분야> APON, EPON, Ad-hoc Network