

수신신호의 비정수배 과표본화를 이용한 OFDM 수신기의 성능 개선

이영수*, 서보석**

요약

이 논문에서는 직교 주파수분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 수신기에서 수신 신호를 과표본화(oversampling)하여 성능을 개선하는 방법을 제안한다. 수신된 OFDM 신호를 복조하는 것은 각 부반송파에 해당하는 정현파 성분의 진폭과 위상을 추출하는 것과 동일하다. OFDM 수신신호를 과표본화 하면 주파수 영역에서 진폭은 동일하고 위상만 다른 신호를 과표본화율만큼 중복해서 얻을 수 있다. 이 성질을 이용하여 과표본화율만큼 신호대잡음비를 개선할 수 있다. 이 논문에서는 과표본화율이 정수인 경우만 가능하던 기존의 과표본화 방법을 일반적인 비정수로 확장하고 그에 적합한 수신기 구조를 제안하고자 한다. 또 모의실험을 통해 비이상적인 대역제한 필터를 사용하는 수신기의 성능을 비교함으로써 제안한 방식의 타당성을 보인다.

Performance Improvement of OFDM Receivers by Using Rational Oversampling of the Received Signals

Young-Su Lee*, Bo-Seok Seo**

Abstract

In this paper, we propose a method to improve the performance of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) receivers by using oversampling the received signals. Demodulation of the received OFDM signals is to detect the amplitude and phase components of the subcarriers. From the oversampled OFDM signals, we can get redundant informations in frequency domain for the data, which are different in phase but the same in amplitude. By using these properties, we can obtain signal to noise ratio (SNR) gain by the oversampling ratio compared to the receivers which sampled with symbol rate. In this paper, we propose oversampled receivers whose oversampling ratio is expanded from integer to general rational number. Through computer simulations, we show the validity of the proposed methods by comparing the performance of the receivers with nonideal band-limiting filters.

Keywords : oversampling, rational oversampling, OFDM receiver

1. 서론

직교 주파수분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 시스템은 광대역 무선 전송 시스템에서 큰 문제가 되고 있는 심

불간섭(inter-symbol interference: ISI)을 보호 구간(guard interval)을 이용하여 효과적으로 제거 할 수 있다. 또 각 부반송파가 차지하는 채널이 협대역이기 때문에 채널 등화기를 쉽고 간단하게 설계할 수 있다. 뿐만 아니라 부반송파의 대역이 서로 겹쳐 있기 때문에 대역효율이 높다. 이와 같은 장점 때문에 OFDM 시스템은 디지털 비디오 방송(digital video broadcasting: DVB), 디지털 오디오 방송(digital audio broadcasting: DAB), 무선 LAN(local area network), 휴대인터넷(Wibro)과 같은 방송 및 통신시스템에 널리 이용되고 있다[1][2].

※ 제일저자(First Author) : 이영수
접수일:2009년 02월 24일, 완료일:2009년 5월 25일
* 충북대학교 전자공학과
** 충북대학교 전자공학과 컴퓨터정보통신연구소(교신저자) boseok@cbnu.ac.kr
■ 이 논문은 2007년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

병렬 전송 시스템의 일종인 OFDM 변조기는 역이산푸리에변환(inverse discrete Fourier transform: IDFT)을 이용하여 변조하고, 복조기에서는 이산푸리에변환(discrete Fourier transform: DFT)을 이용하여 전송 데이터를 복원한다. IDFT 및 DFT 과정은 고속푸리에 변환(fast Fourier transform: FFT)을 이용하여 비교적 쉽게 구현할 수 있다. OFDM 신호를 복조하는 것은 수신 신호에 포함된 각 부반송파 성분의 진폭과 위상을 추출하는 것과 동일하기 때문이다. 한편 OFDM 신호를 복조하기 위해서는 심볼 동기, 주파수 동기, 채널 추정 등의 주요 기술이 필요하다. 이에 대해서는 지금까지 많은 연구가 진행되어 왔으며 다양한 방법들이 제안되었다. 그러나 지금까지의 연구는 대부분 수신기에서 일단 심볼 전송률(symbol rate)로 A/D(analog to digital) 변환하는 것을 가정하고 있다.

수신신호를 처리하기 위해 과표본화(oversampling)를 적용하는 방법은 몇몇 논문에서 제시되었다[3][4]. [3]의 경우 신호를 두 배 과표본화했을 때 주파수영역에서 짝수번째 표본을 FFT하여 얻은 데이터와 홀수번째 표본을 FFT하여 얻은 데이터가 표본 간격의 차이에 의해 발생하는 위상차 이외에 주파수 오프셋에 의해서도 위상차가 발생한다는 것을 이용하여 주파수 오프셋을 자력으로 추정하는 방법을 제시하였다. [4]에서는 신호를 심볼율의 정수배로 과표본화 하는 경우, 예를 들어 [3]과 같이 두 배 과표본화 하는 경우 짝수번째 표본과 홀수번째 표본의 FFT 출력이 일정한 위상차를 갖는 동일한 신호라는 사실을 이용하여 위상차를 보정한 후 두 출력 신호의 평균을 취함으로써 수신신호 자체의 신호 대잡음비(signal to noise ratio: SNR)를 개선하는 방법을 제시하였다. 그러나 위 방법들은 표본화 주파수와 심볼율의 비인 과표본화율이 정수인 경우만을 고려하고 있다.

이 논문에서는 과표본화율을 정수에서 실수로 확장하여 일반화하고자 한다. 또 동일한 표본화율에서 다양한 수신기의 구조를 제시한다. 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서 일반적인 OFDM 시스템의 모델을 간단히 설명하고, 3장에서 기존의 정수배 과표본화 방식 OFDM 수신기를 설명한다. 4장에서는 제안한 실수배 과표본화 방식의 OFDM 수신기에 대해 설명하고 그 성능

을 이론적으로 분석한 다음, 5장에서 비이상적인 대역제한 필터를 컴퓨터 모의실험을 통해 제안 방법의 성능을 확인한다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

2. OFDM 시스템

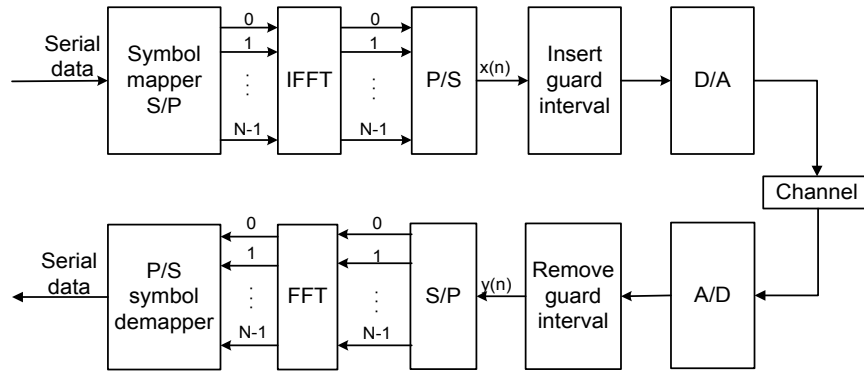
일반적인 기저대역 OFDM 시스템의 구조를 그림 1에 나타내었다. 송신기에서는 직렬 데이터를 부반송파의 변조방식에 따라 심볼로 대응시키고 개의 심볼마다 병렬로 변환한 다음 FFT하여 개의 부반송파를 변조한 신호를 얻는다. 여기서 N 은 FFT 크기를 나타낸다. 송신기의 필터에 의해 발생하는 왜곡이 없다고 가정할 때, OFDM 변조 후 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

여기서 $X(k)$ 는 k 번째 부반송파의 심볼을 나타낸다. 이 식은 N 개의 데이터를 IDFT한 것이며 [그림 1]과 같이 IFFT를 이용하여 구현한다. 보통 실제 데이터를 전송하기 위해 사용하는 부반송파의 수는 FFT의 크기 N 보다 작지만 이 논문에서는 같다고 가정한다. 이렇게 만든 $x(n)$ 에 인접 OFDM 심볼로부터의 간섭을 방지하기 위한 보호구간을 삽입한다. 보호구간은 신호의 연속성과 각 부반송파 사이의 직교성이 유지되도록 순환적으로 심볼의 앞에 삽입한다. 보호구간의 길이는 채널의 충격응답(impulse response)의 길이보다는 길어야 하며 보통 OFDM 유효 심볼길이의 25%를 넘지 않도록 선택한다. 변조를 마친 신호는 D/A(digital to analog) 변환기를 거쳐 채널을 통해 전송한다.

수신기에서의 복조과정은 변조과정의 역순으로 진행된다. 수신 신호는 A/D 변환기에서 심볼율로 표본화하여 디지털 신호로 변환하고, 보호구간을 제거한 후 OFDM 블록단위로 FFT를 한다. 채널은 최소한 한 개의 OFDM 블록 동안은 변하지 않는 시불변(time invariant) 채널이라 가정할 때, 보호구간을 제거한 수신 신호 $y(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) + \eta(n) \quad (2)$$



(그림 1) 기저대역 OFDM 시스템의 송수신기 구조

여기서 $h(n)$ 은 채널의 충격응답을 의미하며, \otimes 는 순환중첩(circular convolution) 연산을 의미한다. $\eta(n)$ 은 평균이 0이고, 실수 및 허수부의 분산이 각각 $\sigma_n^2/2$ 인 복소 AWGN(additive white Gaussian noise)을 의미한다. FFT 과정을 마친 k 번째 부반송파의 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j\frac{2\pi nl}{N}} \right] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} + N(k) \quad (3)$$

여기서 $N(k)$ 는 k 번째 부반송파에 포함된 잡음성분을 나타낸다.

3. 정수배 과표본화 OFDM 수신기

심볼 전송률의 정수배 과표본화 OFDM 수신기는 [그림 2]의 구조를 갖는다. 여기서 정수배 과표본화란 수신기에서 기저대역 신호를 A/D 변환할 때 표본화 주파수를 본래 표본화 주파수보다 R (R 은 정수)배 만큼 올리는 것을 말한다. 정수배 과표본화 OFDM 시스템은 [4]에서 제시하였다. 과표본화 과정은 수신기의 A/D 변환기에서 수행하기 때문에 송신기는 일반적인 OFDM 시스템과 동일하다. 이 논문에서는 A/D 변환기의 과표본화 주파수와 본래의 표본화 주파수(심볼 전송률)의 비를 과표본화율이라 부르기로 한다.

수신기에서 타이밍 오차, 주파수 오프셋 등이 없다고 가정할 때, 정수배 과표본화 수신기의 경우

R 배 과표본화한 신호는 다음과 같이 일정한 시간지연을 갖는 R 개의 블록 $y_1(n), y_2(n), \dots, y_R(n)$ 으로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned} y_1(n) &= y(Rn) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \otimes h(n) + \eta_1(n) \\ y_2(n) &= y(Rn+1) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi k}{N} \left(n + \frac{1}{R} \right)} \otimes h(n) + \eta_2(n) \\ &\vdots \\ y_R(n) &= y(Rn+R-1) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi k}{N} \left(n + \frac{R-1}{R} \right)} \otimes h(n) + \eta_R(n) \end{aligned} \quad (4)$$

$n = 0, 1, \dots, N-1$

여기서 각 블록 $y_r(n)$ 을 FFT한 결과는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

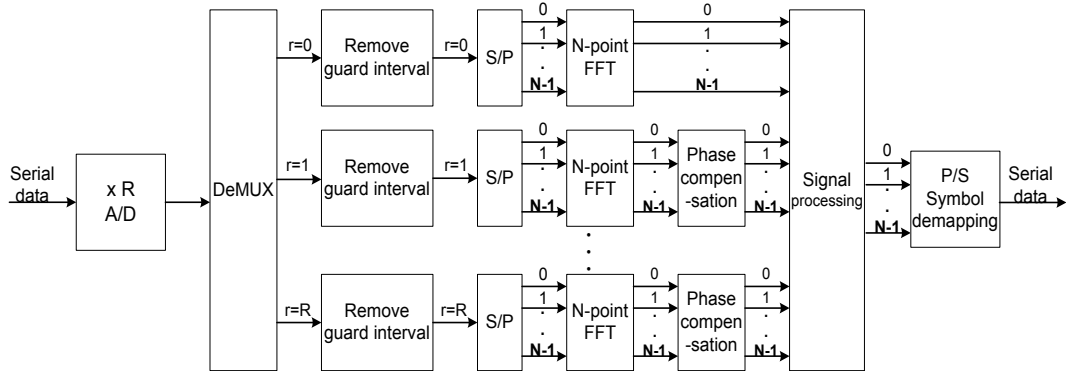
$$Y_1(k) = H(k)X(k) + N_1(k) \quad (5)$$

$$Y_2(k) = H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi k}{RN}} + N_2(k) \quad (6)$$

\vdots

$$Y_R(k) = H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi(R-1)k}{RN}} + N_R(k) \quad (7)$$

위 식을 보면 r 번째 블록의 FFT 출력은 $r=1$ 인 경우에 비해 $2\pi(r-1)k/RN$ 만큼의 위상차를 나타낸다[4][5]. 따라서 FFT 출력의 위상을 보상하면 동일한 여러 블록의 신호를 얻을 수 있다. 이렇게 얻은 여러 블록의 신호를 이용하여 주파수 오프셋 추정, 시간 오프셋 추정 등의 성능을 향상시킬 수 있다.



(그림 2) 정수배 과표분화를 이용하는 OFDM수신기

FFT 출력의 위상 보상 및 평균은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(k) = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R Y_r(k) e^{-j \frac{2\pi(r-1)k}{RN}}, \quad k=0, \dots, N-1 \quad (8)$$

수신신호의 대역을 제한하지 않은 경우, R개 블록의 FFT 출력에 포함된 신호성분은 미리 정해진 위상차만 존재하고, 잡음성분 $N_r(k)$ 는 서로 독립인 불규칙변수가 된다. 따라서 (8)식은 심볼을 표분화인 경우에 해당하는 (5)식에 비해 잡음전력을 $1/R$ 로 줄일 수 있으며 신호대잡음비의 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_{gain} \text{ (dB)} = 10 \cdot \log R \quad (9)$$

한편 기존의 과표분화 OFDM 수신기는 과표분화율이 양의 정수로 제한되는 단점이 있다. 예를 들어 OFDM 수신기의 A/D 변환기가 심볼율의 최대 1.9배로 동작 할 수 있다면 기존의 방법으로는 과표분화를 적용할 수 없다. 따라서 하드웨어 성능을 100% 이용할 수 없다는 한계를 갖는다. 과표분화율을 정수에서 비정수로 확장하면 이와 같은 한계를 극복할 수 있다.

4. 제안한 비정수배 과표분화 OFDM 수신기

4.1 비정수배 과표분화 OFDM 수신기

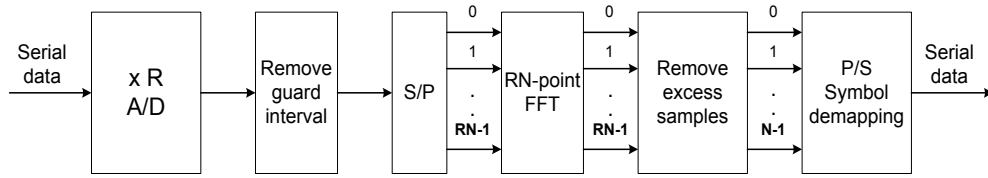
수신신호를 과표분화하여 처리하는 기존의 OFDM 수신기에서는 과표분화율 R이 정수인 경우만 가능했다. 이 논문에서는 과표분화율을 정수가 아닌 유리수(rational number)까지 확장하고자 한다.

과표분화율을 나타내는 실수 R은 다음 조건을 만족하도록 선택한다.

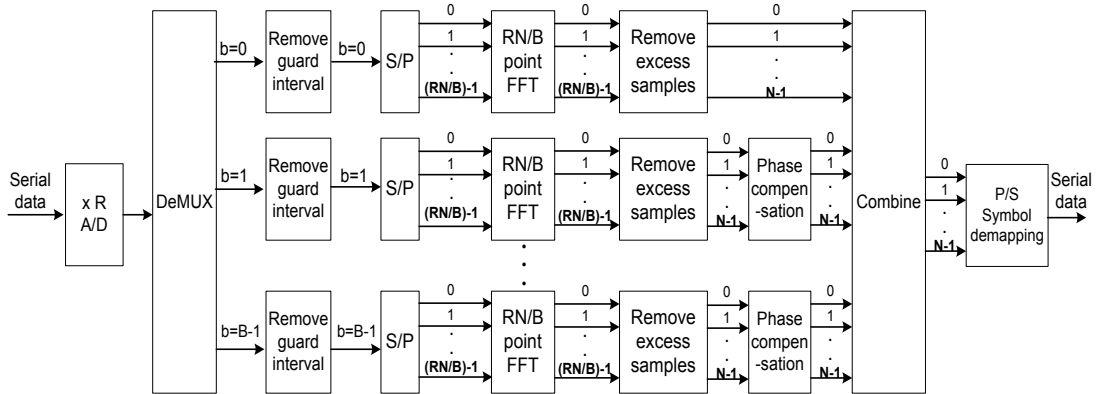
$$\frac{RN}{B} = \text{정수} \quad (10)$$

여기서 B는 과표분화한 신호를 병렬로 처리하는 가지(branch)의 개수로 $1 \leq B \leq R$ 인 정수이다. 동일한 과표분화율에서 B는 1개 이상 존재할 수 있으며, 이에 따라 수신기의 구조가 달라진다. 예를 들어 FFT의 크기가 $N=64$ 이고 어떤 A/D 변환기의 표분화 속도를 심볼율의 4.5배로 하고 싶은 경우 가능한 $(R/B, B)$ 쌍은 (1.125, 4), (1.5, 3), (2, 25, 2), (4.5, 1)이다. B가 커지면 병렬 가지의 수가 증가하여 하드웨어의 복잡도는 증가하지만 각 처리기(processor)의 동작 주파수는 감소하게 된다. 마찬가지로 B가 작으면 병렬 가지의 수가 감소하여 하드웨어의 복잡도는 감소하지만 각 처리기의 동작 주파수는 높아지게 된다. 위에서 살펴보겠지만 세 경우 모두 SNR 이득은 동일하므로, 구현의 복잡도, 처리기 속도 등에 따라 적합한 것을 선택할 수 있다.

$B=1$ 및 $B>1$ 인 경우 (그림 3) 및 (그림 4)에 수신기의 구조를 나타내었다. 그림 3이 그림 1의 심볼을 표분화 수신기와 다른 점은 FFT 크기가



(그림 3) B=1인 비정수배 과표본화를 이용하는 OFDM 수신기



(그림 4) B > 1개의 가지로 구현한 비정수배 과표본화를 이용하는 OFDM 수신기

RN 이라는 것과 FFT 출력에서 마지막 $RN-N$ 개의 출력을 제거한다는 것이다. 시간 영역에서 OFDM 심볼의 유용구간(useful period)을 T_u 라 할 때, R 배 과표본화하여 크기가 RN 인 FFT를 거친 출력에서 각 출력(부반송파) 사이의 주파수 간격은 $1/T_u$ 이 된다. 따라서 처음 N 개만이 전송 데이터를 포함한 부반송파이고, 나머지 $RN-N$ 개의 출력은 과표본화에 의해 생성된 고조파 성분이다. 이 관계를 [그림 5]에 나타내었다.

$B > 1$ 일 때 비정수배 과표본화 수신기는 [그림 4]와 같이 B 개의 병렬 가지로 구성된다. R 배 과표본화된 신호는 역다중화기를 거쳐 B 개로 나뉘는 다음 각 가지로 입력된다. 이때 역다중화기의 출력 $y_1(n), y_2(n), \dots, y_R(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_1(n) = y(Bn) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \otimes h(n) + \eta_1(n)$$

$$y_2(n) = y(Bn+1) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi k}{N} \left(n + \frac{1}{R} \right)} \otimes h(n) + \eta_2(n)$$

$$\vdots$$

$$y_R(n) = y(Bn+B-1) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi k}{N} \left(n + \frac{B-1}{R} \right)} \otimes h(n) + \eta_R(n)$$

$$n = 0, 1, \dots, \frac{RN}{B} - 1 \quad (11)$$

각 가지에서는 먼저 보호구간을 제거하고 직병렬 변환기를 거쳐 FFT를 한다. 이때 FFT의 크기 N' 는 다음과 같다.

$$N' = \frac{RN}{B} \quad (12)$$

그 다음 $B=1$ 인 경우와 동일하게 N' 개의 FFT 출력 중에서 데이터를 포함한 처음 N 개를 제외한 나머지 출력을 제거한다. 이때 r 번째 가지의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_b(k) = H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi(b-1)k}{RN}} + N_b(k)$$

$$b = 1, 2, \dots, B, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

이로부터 b 번째 가지의 FFT 출력은 $b=1$ 인 경우에 비해 $2\pi(b-1)k/RN$ 만큼의 위상이 회전되어 있음을 알 수 있다. 따라서 다음과 같이 각 가지 출력신호의 위상을 보정한 후 결합할 수 있다.

$$Y(k) = \frac{1}{B} \sum_{b=1}^B Y_b(k) e^{-j\frac{2\pi(b-1)k}{RN}}$$

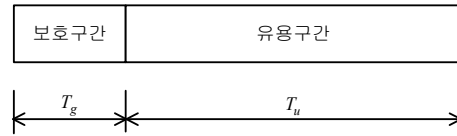
$$k = 0, \dots, N-1 \quad (14)$$

과표분화율 R 이 비정수인 경우 OFDM 수신기는 B 에 관계없이 RN 개의 입력을 받아 N 개를 출력한다. 즉 잡음전력을 $N/RN=1/R$ 로 감소시킨다. 이것은 R 이 실수인 경우와 동일하며 신호 대 잡음비의 이득은 (9)식이 된다.

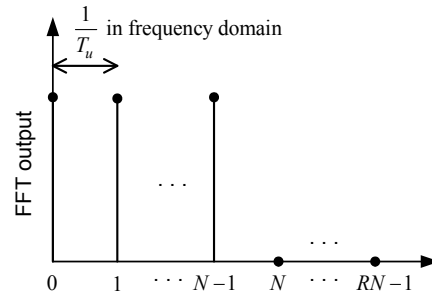
앞에서 살펴본 바와 같이 제안한 방법은 B 에 따라 수신기의 복잡도와 계산량이 달라진다. 즉 B 가 클수록 다수의 저속 FFT가 필요하며, 작을수록 소수의 고속 FFT가 필요하다. 표 1은 동일한 과표분화 수신기구조 $B=1$ 에서 $N=64$ 일 때 R 에 따른 FFT의 복소곱셈 연산의 수와 SNR 이득을 비교한 것이다. 또 표 2는 과표분화율이 $R=4.5$ 로 동일하고 $N=64$ 일 때 B 에 따른 FFT의 복소곱셈 연산의 수를 비교한 것이다. FFT 크기가 2의 거듭제곱이 아닌 경우 FFT 연산은 radix-3 알고리즘과 radix- k 알고리즘을 이용하여 구현하는 것으로 가정하였다[6][7]. 과표분화율이 증가 할수록 SNR 이득도 증가하지만 FFT 계산량 또한 크게 증가함을 알 수 있다. 한편 동일한 과표분화율에서는 B 가 커질수록 복소곱셈의 연산량은 감소한다. 그러나 이 경우 (그림 4)와 같이 병렬구조가 되어 하드웨어 복잡도는 증가하게 된다. 따라서 응용하고자 하는 시스템에 따라 적합한 구조를 선택할 수 있다.

1.2 비정수배 과표분화 OFDM 수신기의 응용

수신기에서 이상적인 대역제한 필터는 신호대역만을 통과시키고 주변대역의 잡음은 차단한다. 그러나 실제 대역제한 필터는 비이상적이기 때문에 신호대역 주변의 잡음이 유입된다. 이 경우



(a)



(b)

(그림 5) 시간 영역 OFDM 신호와 과표분화했을 때 주파수 영역 신호와의 관계. (a) 시간 영역 OFDM 심볼의 구조, (b) 과표분화했을 때의 주파수 영역 신호.

과표분화를 통해 유입되는 잡음을 제거할 수 있다. 대역제한 필터의 대역폭을 신호의 점유대역폭으로 나눈 비율을 다음과 같이 정의한다.

$$\alpha = \frac{\text{대역제한 필터의 대역폭}}{\text{신호의 점유대역폭}} \quad (15)$$

여기서 α 의 값이 크다는 것은 필터의 대역제한 특성이 좋지 않아 신호대역 이외의 주변으로부터 더 많은 AWGN이 유입됨을 의미한다. 실제 시스템에서 이상적인 디지털 필터는 구현할 수 없으며, 이상적인 특성에 가깝게 만들수록 필터의 복잡도는 증가한다.

이 논문에서는 대역제한 디지털 필터의 복잡도를 줄이는 대신 과표분화 방법을 통해 유입된 잡음을 제거하는 방법을 제시한다. 즉 대역제한 필터로 작은 차수의 필터를 사용하고 유입된 부가적인 잡음은 과표분화를 통해 제거한다.

<표 3>은 동일한 심볼오류 10^{-3} 을 나타낼 때 (SNR은 근사적으로 모두 17dB) α 와 과표분화율 R 에 따라 하나의 OFDM 심볼을 처리하기 위한 복소 곱셈의 수를 비교한 것이다. 대역제한

필터는 필터의 지연시간이 7인 올림 코사인 필터(raised cosine filter)를 사용하여 동일한 심볼 오류율을 얻을 수 있을 때까지 필터의 차수를 증가시켰다. 표를 보면 α 가 작아지면 필터의 복소곱셈수는 크게 증가하지만, 동일한 성능을 얻기 위한 과표본화율에서 FFT의 복소곱셈수는 그 감소 정도가 크지 않다. 필터의 연산량이 크게 증가하는 이유는 α 가 작아지면 필터의 차수가 증가하는데, 디지털 필터는 연산량이 필터 차수에 지수함수적으로 증가하는 중첩연산(convolution)을 하기 때문이다.

이 결과로부터 잡음을 제거하기 위해 큰 차수의 대역제한 필터를 사용하는 것보다 작은 차수의 대역제한 필터(즉 α 가 큰 필터)를 사용하고 부가적으로 유입된 잡음을 과표본화를 통해 제거하는 것이 전체적인 계산량을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다.

<표 1> R에 따른 연산량 및 SNR 이득($B=1$)

과표본화율 (R)	FFT 크기	FFT 복소곱셈량	SNR이득 (dB)
1	64	516	0
1.5	96	872	1.76
2.25	144	1449	3.52
3	192	2065	4.77
4.5	288	3379	6.53

<표 2> B에 따른 FFT의 복소곱셈 연산의 수($R=4.5$)

가지의 수 (B)	각 가지당 FFT 크기	각 가지당 복소곱셈량	총 복소곱셈량
1	288	3379	3379
2	144	1449	2898
3	96	873	2619
4	72	605	2420

<표 3> 동일한 SNR에서 대역제한 필터를 이용한 경우와 과표본화를 이용한 경우의 복소곱셈량 (여과기 특성; raised cosine filter, filter delay=7)

α	필터의 복소곱셈수	R	FFT 복소곱셈
1	10160	1	516
1.125	9040	1.125	604
1.5	6800	1.5	872

5. 모의실험

제안한 과표본화 OFDM 수신기의 성능을 확인하기 위해 AWGN 채널과 IEEE TGn C 및 E 다중경로 채널[11] 환경에서 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. OFDM 시스템은 IEEE 802.11a 무선 LAN(local area network) 규격을 적용하였다. 즉 FFT 크기는 $N=64$ 이며 이 중에서 52개의 부반송파를 데이터 전송에 이용하고 나머지 12개는 가상 부반송파를 삽입하였다[8]. OFDM 심볼의 보호구간의 길이는 16이고, 부반송파는 16-QAM 변조방식을 적용하였다. 다중경로 채널의 경우 IEEE 802.11a 표준의 긴 혼련심볼을 이용하여 채널을 추정한 후 ZF(zero forcing) 방식으로 채널을 보정하였다[9][10].

(그림 6)은 AWGN채널에서 제안한 과표본화 수신기의 구조를 다르게 했을 때 그 성능을 비교한 것이다. 여기서 α 는 식 (15)에서 정의한 대역제한 필터의 특성을 나타내는 것으로, $\alpha=1$ 인 경우는 이상적인 필터를 나타낸다. 그래프를 보면 과표본화율이 동일한 경우 병렬 가지의 수 B 가 달라도 수신기의 심볼오율(symbol error rate: SER)은 모두 동일함을 알 수 있다.

(그림 7)은 AWGN 채널에서 $\alpha=1.125$ 인 대역제한 필터를 사용했을 때 과표본화율 R 에 따른 SER를 나타낸다. $\alpha=1.125$ 인 경우는 신호대역 대비 주변대역의 AWGN이 12.5% 추가로 유입되는 경우이다. 그림을 보면 $R=1.125$ 일 때 과표본화를 하지 않은 경우에 비해 10^{-3} 의 SER에서 약 0.6dB 정도의 이득을 나타낸다. 한편 $R=1.5$ 로 증가시켜도 더 이상의 SNR 이득은 발생하지 않는다.

(그림 8)은 (그림 7)의 경우와 동일한 조건에서 $\alpha=1.5$ 인 경우의 SER를 나타낸 것이다. 이 경우 신호대역 이외에 주변대역으로부터 신호대역 대비 50%의 추가적인 AWGN이 유입된다. 이 경우 $R=1$, $R=1.125$ 인 경우에 비해 $R=1.5$ 일 때 각각 약 2.2dB, 1.2dB의 SNR 이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

(그림 7)과 (그림 8)을 비교할 때 과표본화 후의 SER이 α 가 큰 경우 더 낮아지는 이유는 모의실험에서 SNR을 필터 통과 후의 신호전력과 잡음전력의 비로 정하였기 때문이다. 이 경우 S

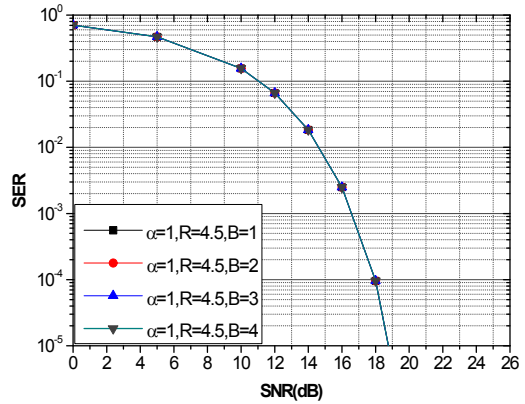
NR이 동일하다고 하면 신호전력이 같을 때 α 와 무관하게 동일한 전력의 잡음이 유입되므로, α 가 큰 경우 (즉 더 넓은 대역에서 잡음이 유입되는 경우) 잡음 전력 밀도는 작아지게 된다. 과표본화의 경우 신호대역 내의 잡음만 SER에 영향을 주므로 잡음 전력 밀도가 작은 경우, 즉 α 가 큰 경우 SER이 작게 나타나게 된다.

(그림 9)와 (그림 10)은 IEEE 802.11 TGn C 채널에서 각각 $\alpha = 1.125$, $\alpha = 1.5$ 인 경우 과표본화율 R 에 따른 제안방법의 SER을 나타낸다. 이 경우에도 과표본화율 $R = 1.125$, $R = 1.5$ 인 경우 $R = 1$ 인 경우에 비해 각각 약 0.7dB, 2.2dB의 SNR 이득이 있음을 볼 수 있다.

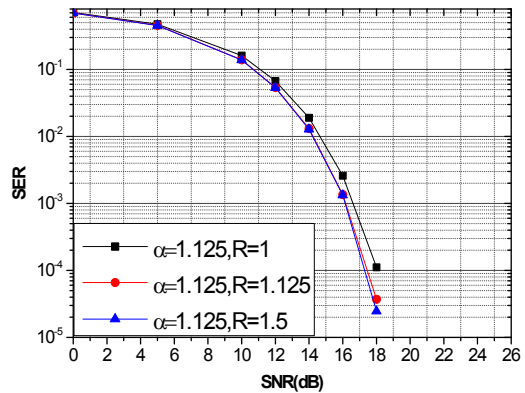
(그림 11)과 (그림12)는 IEEE 802.11 TGn E 채널에서 각각 $\alpha = 1.125$, $\alpha = 1.5$ 인 경우 과표본화율 R 에 따른 제안방법의 SER을 나타낸다. 그림을 보면 과표본화율이 $R = 1.125$ 인 경우는 거의 과표본화에 따른 이득이 없으며, $R = 1.5$ 인 경우는 $R = 1$ 인 경우에 비해 약 1dB의 이득이 있음을 알 수 있다. TGn E 채널은 C 채널에 비해 채널의 시간지연이 큰 비교적 열악한 채널 환경이다. 따라서 채널의 주파수 선택성이 강하므로 과표본화율에 따른 SNR 이득이 크지 않게 된다.

6. 결론

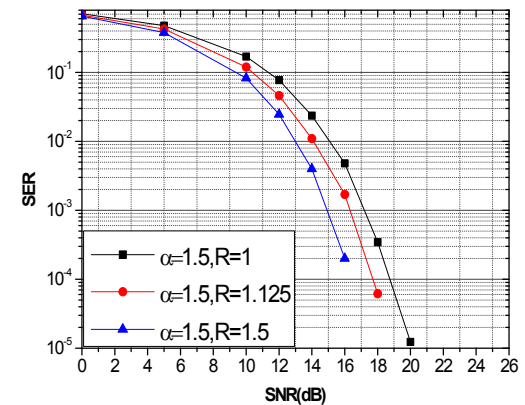
이 논문에서는 OFDM 수신기의 SNR 성능을 개선하기 위한 과표본화 방법에서 과표본화율을 기존의 정수에서 유리수로 확장하고 동일한 과표본화율에 대해 여러 가지의 OFDM 수신기 구조를 제시하였다. 또 과표본화 수신기의 응용으로 대역제한 필터를 간단하게 설계하고 이에 따른 SNR 저하를 과표본화 방법을 통해 보상하는 방법을 제시하였다. 제시한 방법은 A/D 변환기의 성능을 최대한으로 이용하면서 불완전한 디지털 필터에 의한 SNR 저하를 개선하는데 적용할 수 있을 것으로 판단된다.



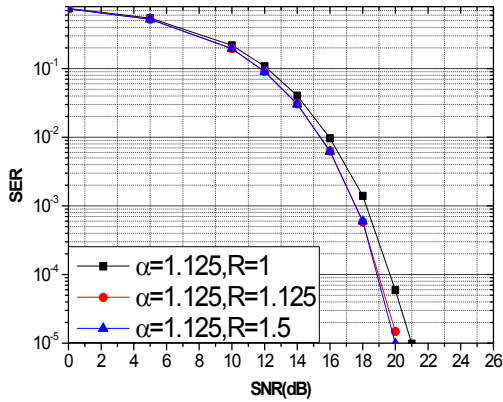
(그림 6) 병렬처리 가치의 수(B)에 따른 SER 성능



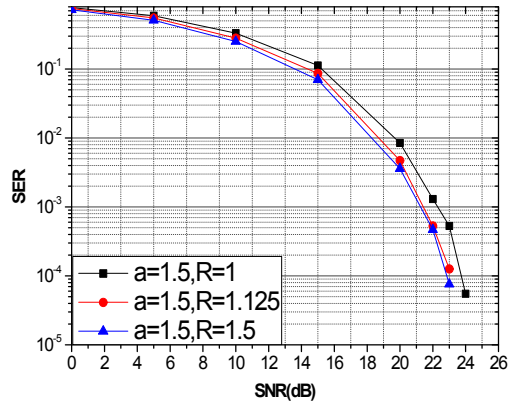
(그림 7) $\alpha=1.125$ 인 경우 AWGN 채널에서의 SER



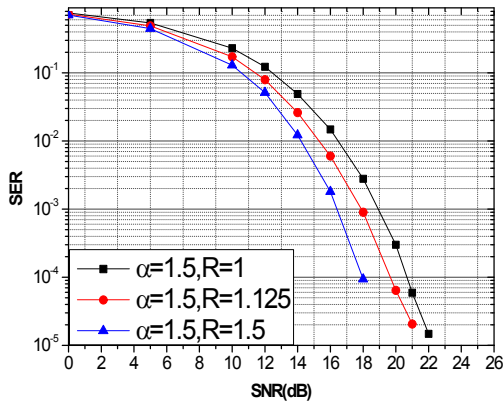
(그림 8) $\alpha=1.5$ 인 경우 AWGN 채널에서의 SER



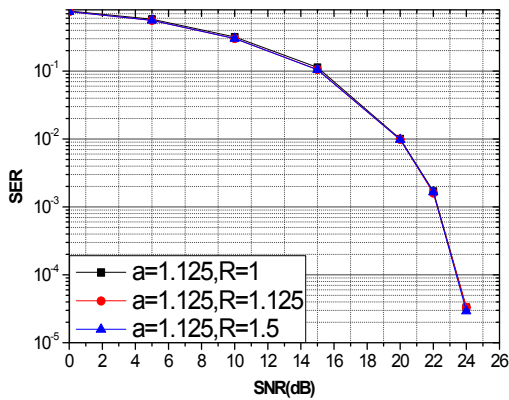
(그림 9) $\alpha=1.125$ 인 경우 IEEE TGn C 채널에서의 SER



(그림 12) $\alpha=1.5$ 인 경우 IEEE TGn E 채널에서의 SER



(그림 10) $\alpha=1.5$ 인 경우 IEEE TGn C 채널에서의 SER



(그림 11) $\alpha=1.125$ 인 경우 IEEE TGn E 채널에서의 SER

참고문헌

- [1] A. Koike, S. Matsumoto, and H. Kokubun, "Personal Mobile DTV Cellular Phone Terminal Developed for Digital Terrestrial Broadcasting With Internet Services," Proc. IEEE Vol. 94, Jan. 2006, pp. 281-288.
- [2] Kyung-Taek Lee, Yong-Suk Park, Se-Ho Park Jong-ho Paik and Jong-Soo Seo, "Development of Portable T-DMB Receiver for Data Services," IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 53, Feb. 2007, pp. 17-22.
- [3] B. Chen, and H. Wang, "Blind OFDM Carrier Frequency Offset Estimation Via Oversampling," Proc. Asilomar Confer. on Signals Systems and Computers, Vol. 2, Nov. 2001, pp. 1465 - 1469.
- [4] 김용운, "직교 주파수분할 다중화 시스템에서 고표본화를 이용한 신호 대 잡음비 최적화 방법 및 장치," 대한민국 특허, 등록번호 10-0605109, 2006년 7월 19일.
- [5] R. Hleiss, P. Duhamel, and M. Charbit, "Oversampled OFDM Systems," Proc. International Conference on DSP, Vol. 1, July 1997, pp. 329 - 332.
- [6] Y. Suzuki, S. Toshio, and K. Kido, "A New FFT Algorithm of Radix 3, 6, and 12," IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal processing, Vol. 34, Apr. 1986, pp. 380 - 383.
- [7] R. Stasinski, "Radix-K FFT's Using K-point Convolution," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 42, no. 4, pp. 743-750, Apr. 1994.
- [8] IEEE Std. 802.11a, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specificat

- ions: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band,
" IEEE, 1999.
- [9] J.J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson,
and P.O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFD
M Systems," Proc. Vehicular Technology Conferenc
e, Vol. 2, July 1995, pp. 815-819.
- [10] J. G. Proakis, Digital Communications 2nd ed., McG
rawHill, 1989.
- [11] IEEE 802.11-03/940r4(2004), Wireless LANs TGn
Channel Models



이 영 수

2007년: 충북대학교 전자공학전공
(공학사)

2009년: 충북대학교 전자공학과
(공학석사)

2009년~현 재: (주)위즈네트 연구원
관심분야 : OFDM, 채널추정



서 보 석

1987년: 서울대학교 전자공학과
(공학사)

1989년: 서울대학교 전자공학과
(공학석사)

1997년: 서울대학교 전자공학과
(공학박사)

1998년~1999년: 삼성 전자
1999년~2004년: 고려대학교 연구교수
2004년~현 재: 충북대학교 전자공학과 부교수
관심분야 : OFDM, 디지털TV, 채널등화