

논문-06-11-2-08

동일 채널 간섭을 고려한 OFDM 시스템의 수신 다이버시티 기법

서 보 석^{a)†}

Receive Diversity for OFDM Systems with Cochannel Interference

Bo-Seok Seo^{a)†}

요 약

이 논문에서는 동일채널 간섭이 존재하는 채널 환경에서 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 수신 다이버시티 결합 방법을 제시한다. 제시한 방법에서 각 수신 안테나로부터의 수신 신호는 주파수 영역에서 부반송파 단위로 결합하며, 잡음과 간섭 전력을 고려한 MRC(Maximum Ratio Combining)를 적용한다. 잡음과 간섭 전력은 채널의 제한된 지연 확산에 기인하는 주파수 대역에서의 상관특성(coherency)을 이용하여 상관성이 큰 일정구간 이내의 부채널에 대해 잡음과 간섭 전력의 평균을 취함으로써 더 정확한 추정치를 얻는다. IEEE 802.11a 무선 LAN 규격에서 모의실험한 결과 제안방법은 간섭전력을 이용하지 않는 방식에 비해 신호대잡음비를 2-3.5dB 개선하였으며, 정확하게 잡음 및 간섭 전력을 추정할 경우에 대해 1 dB 이내로 접근하는 결과를 나타내었다.

Abstract

In this paper, we propose a receive diversity method for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with cochannel interference. In the method, combining is done in the frequency domain by using the subcarrier based maximum ratio combining (MRC) method. For MRC, we exploit the power of cochannel interference as well as the power of channel noise. The accuracy of the power estimate of interference plus noise is enhanced by averaging the initial estimates over the correlated subchannels where the coherency between the subchannel gains comes from the limited delay spread of the channel. Simulation results show that the proposed method yields 2-3.5dB gain of signal to noise ratio compared to the conventional MRC method and less than 1 dB difference to the ideal case.

Key words: OFDM, receive diversity, diversity combining, MRC, cochannel interference

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 변조방식은 데이터 열을 N 개의 병렬 열로 변환하고 각각

의 열을 서로 직교하는 다수의 부반송파를 통해 전송한다. 각 부반송파 신호는 직렬 열에 비해 심볼의 길이가 N 배 이상 길기 때문에 다중경로 채널에 의해 발생하는 심볼간 간섭에 덜 민감하고, 또 채널의 최대 지연 확산 시간보다 긴 보호구간을 삽입하면 심볼간간섭을 완전히 제거할 수 있다^[1]. 주파수 영역에서 보면 각 부반송파의 대역폭이 채널의 상관 대역폭(coherence bandwidth)에 비해 좁기 때문에 각 부채널을 평탄 페이딩(flat fading) 채널이라 가정할 수 있고, 이에 따라 채널등화 과정이 일정한 채널이득을 추

a) 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소
Chungbuk National University, Research Institute for Computer and Information Communication

† 교신저자 : 서보석(boseok@cbnu.ac.kr)

※ 이 논문은 2005년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비지원에 의하여 연구되었음

정하여 곱하면 되므로 단일반송파 변조방식에 비해 상당히 간단해진다. 이와 같이 OFDM 방식은 심볼간간섭이 크게 영향을 미치는 고속 전송 시스템에 유리하기 때문에 휴대 인터넷(Wibro), 무선 LAN(Local Area Network), 지상파 DMB(Digital Media Broadcasting) 등과 같은 광대역 통신 시스템의 전송표준으로 채택되었다^[2-5].

한편 수신 안테나를 여러 개 사용하는 수신 다이버시티 기법은 서로 독립적인 여러 채널을 통해 신호를 수신하고 이를 적절하게 결합함으로써 페이딩 채널의 영향을 효과적으로 감소시킨다^[6-9]. 다이버시티 신호를 결합하는 주요 방법으로는 전력이 큰 신호를 선택하는 선택 결합(selection combining), 여러 안테나로부터의 신호에 위상동기만 맞춘 후 동일한 가중치를 주어 결합하는 동일 이득 결합(equal gain combining), 그리고 채널의 이득에 비례하는 가중치를 주는 최대비 결합(Maximum Ratio Combining: MRC) 등이 있다^[9]. MRC는 각 안테나로부터의 수신 신호가 동일한 평균 신호대잡음비(Signal-to-Noise power Ratio: SNR)를 가지는 채널인 경우 최적의 결합 방법이지만 채널 추정치가 필요하기 때문에 채널 추정이 용이한 경우에 주로 적용하며, 고속 데이터 전송 시스템의 경우 주로 채널추정이 불필요한 선택 결합이나 동일 이득 결합 방법을 적용한다.

OFDM 시스템에서 수신 다이버시티 결합 방법은 시간 영역에서 OFDM 심볼 단위로 결합하는 방법과 주파수 영역에서 부반송파 단위로 결합하는 방법이 모두 가능하다. MRC를 시간 영역에서 적용하는 경우 OFDM 심볼의 길이가 길기 때문에 심볼 구간 전체에 걸쳐 발생하는 페이딩의 평균적인 이득을 계산하여 가중치를 주며, 이것은 주파수 영역에서 보면 모든 부반송파 성분에 대해 동일한 가중치를 주는 것과 같다. 반면에 주파수 영역에서는 각각의 부채널을 이득이 일정한 평탄 페이딩 채널이라고 가정할 수 있으므로 각 부채널의 이득을 추정하여 부채널별로 서로 다른 가중치를 줄 수 있다. 따라서 주파수 영역에서 각 부채널 단위로 결합하는 부반송파 기반 다이버시티 결합 방법이 시간 영역 결합 방법에 비해 훨씬 나은 성능을 나타낸다.

한편 수신 다이버시티에서 지향성 수신 안테나를 사용하는 경우 외부 셀 또는 동일 셀에 있는 동종 또는 이종의

시스템으로부터 방사되는 동일채널 간섭신호에 의해 수신 안테나별로 서로 다른 평균 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 나타낸다. 이 경우 MRC는 잡음과 간섭 전력(Interference plus Noise Power: INP)에 반비례하는 가중치를 주도록 수정할 수 있으며, 이 때 잡음과 간섭 전력 추정치의 정밀도에 의해 다이버시티 시스템의 성능이 크게 영향을 받는다. 따라서 동일채널 간섭신호가 있는 환경에서 MRC의 성능을 향상시키기 위해서는 패킷의 프리앰블에 포함된 제한된 수의 훈련심볼을 이용하여 정확하게 INP를 추정할 필요가 있다.

이 논문에서는 부반송파 기반 MRC를 사용하는 OFDM 시스템에서 각 안테나로부터의 수신 신호가 서로 다른 평균 SINR을 나타낼 때 수신신호를 결합하기 위한 MRC 방법을 유도하고, 간단하게 INP를 추정할 수 있는 방법을 제시하고자 한다. INP 중에서 동일채널 간섭 전력은 간섭 신호가 전달되는 채널의 이득에 의해 결정된다. 간섭 신호가 전달되는 채널은 희망신호가 전달되는 채널과 마찬가지로 제한된 지연확산(delay spread) 시간을 가지는 다중경로 채널이므로 인접한 부채널과 큰 상관성을 가지는 상관 대역폭이 존재한다. 이 논문에서는 이와 같은 부채널간의 상관성을 이용하여 개별 부채널에서 추정된 INP를 상관대역폭 내에서 평균을 취함으로써 더 정확하게 INP를 추정한다.

논문의 구성은 II장에서 수신 다이버시티를 적용하는 OFDM 시스템의 모델을 제시하고 동일채널 간섭을 고려하지 않은 MRC에 대해 설명한다. III장에서는 동일채널 간섭을 고려한 MRC를 유도하고 채널의 상관성을 이용하여 INP를 더 정확하게 추정하는 방법에 대해 설명한다. IV장에서는 제시된 방법의 성능을 평가하기 위한 모의실험 결과를 나타내고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에서 OFDM 신호는 훈련심볼로 이루어진 훈련신호가 먼저 전송되고 이어 데이터를 변조한 신호가 전송된다^[3]. 훈련신호는 4개의 OFDM 심볼구간으로 구성되어 있으며 전송신호의 검출, 심볼과 주

파수의 동기, 채널 추정 등에 이용한다. 이 논문에서는 심볼과 주파수 동기를 완수하였고 나머지 2개 심볼구간만을 이용하여 채널과 INP를 추정하는 것으로 가정한다. 또 채널 환경은 한 패킷구간 동안은 변하지 않는 저속 시변 채널 (slowly time varying channel)이라 가정한다.

수신 안테나 2개를 사용하는 OFDM 시스템의 다이버시티 수신기 구조는 그림 1과 같다. 먼저 각 안테나로부터의 지로(branch) 신호를 FFT(Fast Fourier Transform)하고 혼련 신호열을 이용하여 주파수 영역에서 채널을 추정한다. 추정된 채널을 다시 INP 추정에 이용하고, 이 두 추정치로부터 각 지로신호에 대한 가중치를 구한 다음 MRC를 수행한다. 이 논문에서는 1개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나를 사용하는 시스템으로 한정하였지만 3개 이상의 수신 안테나로 확장하는 것도 쉽게 유도할 수 있다.

n 번째 전송된 혼련심볼에 대해 m 번째 안테나에서 수신한 신호를 FFT한 결과는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_m(n, k) = H_m(k)X(n, k) + N_m(n, k), \quad m=1,2 \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

여기서 k 는 k 번째 부채널을 나타내며 N 은 FFT 길이, $H_m(k)$ 는 채널이득, $X_m(n, k)$ 는 전송 데이터를 나타낸다. 이 논문에서 주파수 및 심볼 동기는 모두 완료하였다고 가정하므로 편의상 프리앰블의 다른 혼련신호는 무시하고 $n=1, 2$ 인 경우를 채널추정을 위한 혼련심볼이고, $n=3, 4, \dots$ 를 일반 데이터라고 가정한다. $N_m(n, k)$ 는 다음 식과 같이 잡음 $n_m(n, k)$ 와 동일채널 간섭신호 $I_m(n, k)$ 로 이루어져 있다.

$$N_m(n, k) = \eta_m(n, k) + I_m(n, k) \quad (2)$$

여기서 $n_m(n, k)$ 는 복소 부가성 백색 가우스 잡음 (Additive White Gaussian Noise: AWGN)으로 평균은 0 이고 분산은 $\sigma^2(k)$ 이다. 간섭 신호는 일반적으로 희망신호(desired signal)와 심볼 및 주파수 동기가 맞지 않고, 서로 독립적인 페이딩을 겪으며 또 그 수가 많은 경우 중앙

극한정리(central limit theorem)에 의해 가우스 분포를 가지는 불규칙 변수로 가정할 수 있다. 이 경우 희망신호와 간섭신호 및 잡음 사이에는 상관성이 없다. 따라서 $N_m(n, k)$ 의 분산은 다음과 같이 잡음의 분산 σ^2 과 간섭신호의 분산 $\sigma_{m,int}^2(k)$ 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\sigma_m^2(k) = \sigma^2 + \sigma_{m,int}^2(k) \quad (3)$$

여기서 잡음과 간섭신호의 분산은 최소한 하나의 패킷이 전송되는 기간 동안은 일정하다고 가정한다.

동일채널 간섭을 고려하지 않은 경우, 즉 안테나별로 평균 SNR(즉 잡음전력)이 모두 동일한 경우 MRC는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[10].

$$Y(n, k) = \frac{\sum_{m=1}^2 H_m^*(n, k)Y_m(n, k)}{\sum_{m=1}^2 |H_m(n, k)|^2} \quad (4)$$

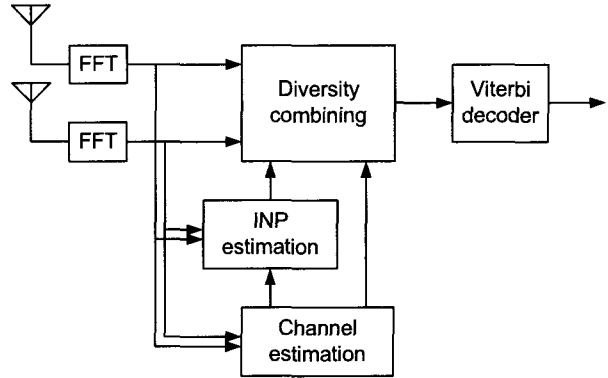


그림 1. 동일채널 간섭을 고려한 다이버시티 수신기의 구조
Fig. 1. The structure of the diversity combining receiver considering cochannel interference

III. 수신 다이버시티 결합

각 안테나에서 수신되는 신호의 INP가 안테나별로 다른 경우 부록 A의 (A-8)식으로부터 MRC는 다음 식과 같이 된다.

$$Y(n, k) = \frac{\sum_{m=1}^2 \{1/\sigma_m^2(k)\} H_m^*(k) Y_m(n, k)}{\sum_{m=1}^2 \{1/\sigma_m^2(k)\} |H_m(k)|^2} \quad (5)$$

따라서 MRC를 수행하려면 INP $\sigma_m^2(k)$ 와 채널응답 $H_m(k)$ 의 추정치가 필요하다. 그림 2는 INP가 시스템의 성능에 미치는 영향을 살펴보기 위한 것으로, 동일한 채널 추정 방법에 대해 두 지로신호의 INP 차이가 6dB인 경우 INP 값을 이용한 경우와 이용하지 않은 경우의 패킷오율 (Packet Error Rate: PER) 성능을 나타낸다. 그림에서 INP를 고려하는 경우 무선 LAN 시스템의 요구사양인 $PER = 10^{-2}$ 에서 약 1.5dB의 성능향상이 있음을 볼 수 있다. 따라서 INP를 정확하게 추정할 필요가 있다.

INP를 추정하기 위해서는 먼저 채널을 추정해야 한다. 채널을 추정하는 방법은 여러 가지 방법이 있지만, 이 논문에서는 각 훈련심볼에 대해 ZF(Zero Forcing) 방법^[11]을 적용하고 두 심볼에 대해 평균을 취하여 구한다. IEEE 802.11a 규격의 경우 채널추정을 위한 두 훈련심볼은 동일하므로 채널의 추정치는 다음과 같다.

$$\hat{H}_m(k) = \frac{Y_m(1, k) + Y_m(w, k)}{2X(1, k)}, m = 1, 2, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

INP 추정치는 먼저 구한 채널 추정치를 이용하여 각 부채널의 수신신호와 이미 알고 있는 훈련신호 사이의 거리로부터 추정한다.

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_m^2(k) &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^2 | \hat{H}_m(k) |^2 | \frac{Y_m(n, k)}{\hat{H}_m(k)} - X(1, k) |^2 \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^2 | Y_m(n, k) - \hat{H}_m(k) X(1, k) |^2 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$\hat{X}_m(k) = Y_m(n, k) / \hat{H}_m(k)$$

는 채널 추정치를 이용하여 각 지로신호를 채널등화한 신호를 나타내고, 합기호는 두 훈련 심볼에 대한 합으로서 각 심볼로부터 구한 INP 전력을 평균하는 것을 의미한다. 이 논문에서는 IEEE 802.11a 규격에 따라 두 훈련 심볼에 대해 평균을 취했지만 일반적으로도 채널 추정과 잡음전력 추정에 이용할 수 있는 훈련 심볼은 2~3개에 불과하다 (IEEE 802.11a 규격의 경우 SIGNAL Field가 있는 심볼까지 포함할 때 최대 3개 이용할 수 있다). 따라서 추정치의 정밀도가 높지 않으므로 추정치의 정밀도를 향상시키기 위해 아래 식과 같이 정해진 구간 내에서 인접 부채널에 대해 평균을 취한다.

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_m^2(k) &= \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L \tilde{\sigma}_m^2((k+l)_N), \\ m &= 1, 2, k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $W=2L+1$ 은 평균을 취하는 구간의 크기를 나타내고 $(\cdot)_N$ 은 모듈로(modulo) N 연산을 의미한다. 여러 개의 부채널에 대해 평균을 취할 수 있는 이유는 간섭신호가 전달되는 채널 역시 희망신호가 전달되는 채널과 마찬가지로 제한된 지연확산 시간을 가지는 다중경로 채널이고, 이에 따라 상관 대역폭 이내에서는 간섭신호의 전력과 채널이득 모두 큰 상관성을 가지기 때문이다. 따라서 W 의 크기는 희망신호와 간섭신호가 전달되는 채널의 상관 대역폭 (채널의 최대 지연확산 시간의 역에 비례) 중에서 좁은 것에 의해 결정된다. 그런데 간섭을 일으키는 신호원은 희망신호와 거의 유사한 채널환경에서 동작하므로, 희망신호와 간섭신호가 전달되는 두 채널의 상관 대역폭은 동일하다고 가정해도 무방하다.

채널추정과 INP 추정이 완료되면 (5)식에 의해 다이버시티 결합기의 출력을 계산한다.

IV. 모의실험

제안한 다이버시티 결합방법의 성능을 평가하기 위해

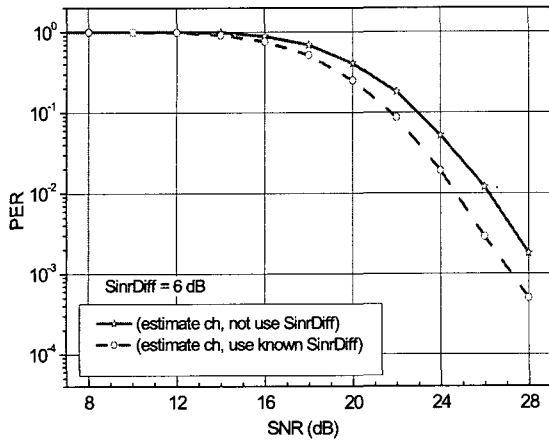
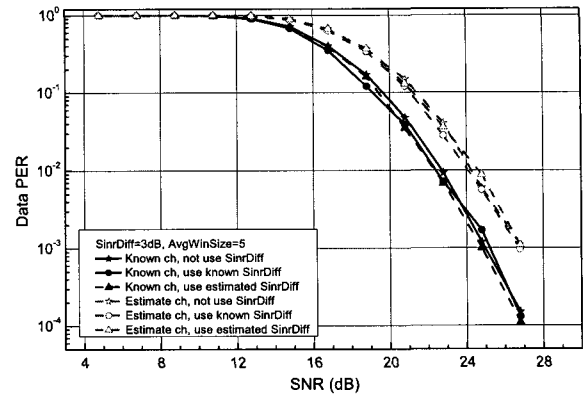


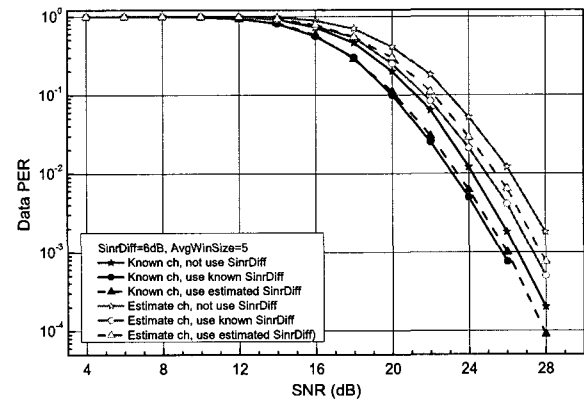
그림 2. MRC 수신기의 패킷오율
Fig. 2. Packet error rate of an MRC receiver

IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템 규격에 대해 모의실험을 하였다. 다이버시티 결합기의 출력은 그림 1과 같은 복조과정을 거쳐 전송 데이터를 검파한다. 모의실험에서는 다양한 전송률 중에서 54Mb/s 전송모드만을 이용하였으며, 채널은 RMS(Root Mean Square) 지연확산이 50ns이고 전력 이 지수함수적으로 감소하는 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널 모델을 적용하였다. 패킷오율을 구하기 위해 전송패킷의 길이는 1000바이트가 되도록 구성하였다. 모의실험한 패킷의 수는 1/PER의 약 100배 이상이며, 매 회마다 채널은 독립적으로 달라진다.

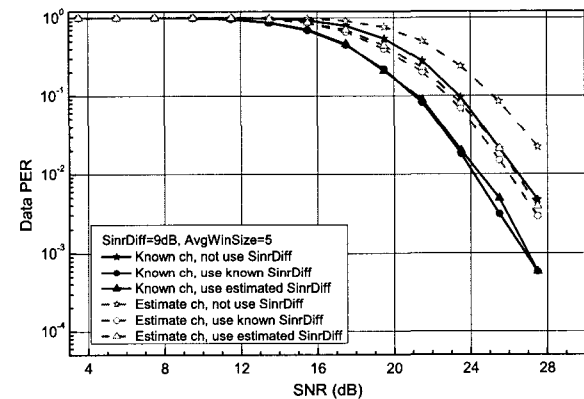
그림 3은 두 수신 안테나 신호에서 평균 SINR의 차이가 각각 3dB, 6dB, 9dB인 경우 (SinrDiff로 표시) MRC 수신기의 PER을 나타낸다. INP를 추정하기 위해 평균을 취하는 부채널의 수 W 는 위의 채널 조건에서 실험결과 5 이상에서는 성능의 차이가 거의 없기 때문에 5로 (AvgWinSize =5로 표시) 고정하였다. 가로축의 SNR 값은 두 지로 SINR의 평균값을 나타낸다. 그림에서 실선은 채널을 알고 있는 경우이며, 점선은 (6)식에 의한 채널 추정치를 이용한 결과를 나타낸다. 또 별(☆) 표시는 SINR의 차이를 고려하지 않고 (4)식을 적용한 결과이며, 원(O) 표시는 (5)식에 이미 알고 있는 INP (즉 $\sigma_m^2(k)$) 값을 대입한 결과이고, 삼각형(△) 표시는 (7)과 (8)식으로부터 추정된 INP 값을 (5)식에 적용한 결과를 나타낸다. 그림에서 채널을 알고 있는 경우



(a)



(b)



(c)

그림 3. 제안한 MRC 수신기의 패킷오율, (a) SinrDiff=3dB, (b) SinrDiff=6dB, (c) SinrDiff=9dB

Fig. 3. Packet error rate of the proposed MRC receiver, (a) SinrDiff=3dB, (b) SinrDiff=6dB, (c) SinrDiff=9dB

INP의 추정치를 이용한 결과가 이미 알고 있는 INP 값을 이용한 이상적인 경우와 거의 성능이 동일함을 볼 수 있다. 채널의 추정치를 이용하는 경우에도 이에 미치지 못하지만 SINR 차이를 이용하지 않은 경우에 비해 PER이 월등이 좋으며 SINR 차이를 알고 있는 경우에는 약 0.5dB 이내로 접근하는 것을 볼 수 있다.

그림 4는 SNR이 26dB인 경우 두 지로신호의 SINR 차이에 따른 PER을 나타낸 것이다. 그림 3과 마찬가지로 INP를 제안 방식은 SINR의 차이와 무관하게 SINR 값을 알고 있는 이상적인 경우에 매우 근접한 결과를 나타내며, SINR 차이가 증가할수록 SINR 차이를 이용하지 않은 결합방식과 제안방식의 성능 차이가 증가한다. PER=10⁻²인 점에서 ZF 방법으로 채널을 추정한 경우 약 2dB의 SNR 이득을 얻을 수 있으며, 채널을 알고 있는 경우 약 3.5dB의 이득을 얻을 수 있다.

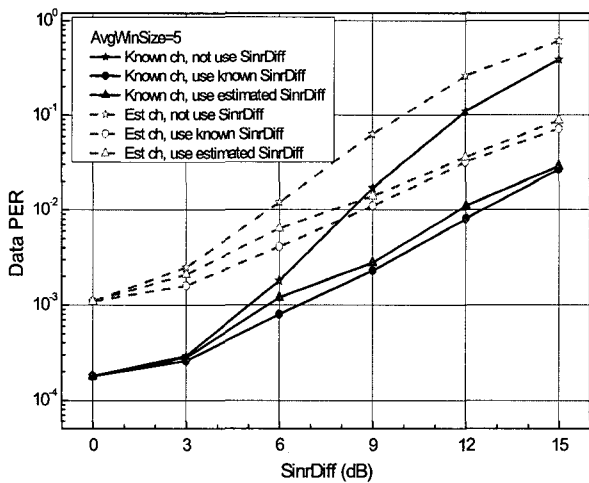


그림 4. SNR이 26dB인 경우 SINR 차이에 따른 MRC 수신기의 패킷오율
Fig. 4. Packet error rate of the MRC receiver with SINR difference at SNR of 26dB

V. 결론

이 논문에서는 동일채널 간섭이 존재하는 환경에서 OFDM 시스템을 위한 부반송파 기반 다이버시티 결합 방

법을 유도하고 이에 필요한 잡음과 간섭 전력을 추정하는 방법을 제시하였다. 제한된 지연확산을 가지는 채널의 상관 대역폭 이내에서는 부채널 상호간에 큰 상관성을 가지는 성질을 이용하여, 일단 각 부채널에서 잡음과 간섭 전력을 구하고 이 값을 상관 대역폭 이내의 부채널에서 평균을 취함으로써 더 정확한 잡음과 간섭 전력의 추정치를 얻을 수 있었다. 모의실험 결과 제안 방법은 SINR을 이용하지 않은 경우와 비교하여 2-3.5dB의 SNR 이득을 얻을 수 있었으며, SINR을 알고 있는 이상적인 경우에 대해 1dB 이내로 접근하는 결과를 나타내었다. 제안 방법은 기존 부반송파 기반 MRC 기법에 비해 간섭전력을 추정하기 위해 일정구간 이내의 부채널에 대해 평균을 취하는 부분만 추가하면 되므로 하드웨어의 복잡도를 크게 증가시키지 않는다. 한편 제안 방식에서는 채널추정 이전에 수행하는 심볼 동기과 주파수 동기를 완벽하게 포착한 경우라 가정하였다. OFDM 방식은 시간 오프셋(timing offset)의 영향은 크지 않지만, 주파수 오프셋의 경우 채널간 간섭을 유발하고 채널 추정에 영향을 미친다. 그러나 주파수 오프셋의 경우도 IEEE 802.11a 무선 LAN 규격과 같은 2개 정도의 혼련심볼을 이용하여 추정하더라도 최적 추정치에 매우 근접한 성능을 보이고, 최적 추정치에서 데이터의 PER에 미치는 영향은 미미하기 때문에 [12] 다이버시티 결합에 미치는 영향도 크지 않을 것으로 판단된다.

부록 A

두 개의 수신 안테나를 가정할 때, 수신된 각 지로 신호를 (1)식과 같이 나타내고 각 부채널에 포함된 잡음과 간섭신호 전력의 합이 $\sigma^2(k) = \sigma_1^2(k) = \sigma_2^2(k)$ 로 동일한 경우 (즉 평균 SINR이 동일한 경우) MRC 출력은 (4)식을 다시 쓰면 다음과 같다 (변수 n 과 k 는 항상 동일하므로 생략하기로 한다).

$$Y = \frac{\hat{H}_1^* Y_1 + \hat{H}_2^* Y_2}{|\hat{H}_1|^2 + |\hat{H}_2|^2} \tag{A-1}$$

만일 잡음과 간섭신호 전력의 합이 σ_1^2, σ_2^2 로 다른 경우 (1)식 중 $m=2$ 에 해당하는 식의 양변을 (σ_1/σ_2) 로 곱하여 두 식을 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_1 = H_1 X + N_1 \quad (A-2)$$

$$\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) Y_2 = \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) H_2 X + \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) N_2 \quad (A-3)$$

여기서 (A-3)식을 아래와 같이 놓으면 잡음과 간섭신호의 합을 나타내는 N_2' 는 (A-2)식의 N_1 과 동일한 전력을 나타낸다.

$$Y_2' = H_2' X + N_2' \quad (A-4)$$

따라서 두 안테나로부터의 신호를 동일한 간섭신호 전력을 가지는 (A-2)와 (A-4)라고 봐도 무방하고, 이 때 MRC 출력은 다음과 같이 된다.

$$Y = \frac{\hat{H}_1^* Y_1 + \hat{H}_2^* Y_2'}{|\hat{H}_1|^2 + |\hat{H}_2|^2} \quad (A-5)$$

여기서 Y_2' , H_2' 는 (A-3)과 (A-4)로부터 각각

$$Y_2' = \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) Y_2 \quad (A-6)$$

$$H_2' = \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) H_2 \quad (A-7)$$

이므로, (A-6)과 (A-7)식을 (A-5)식에 대입하여 정리하면 다음과 같은 각 지로의 간섭전력이 다른 경우의 MRC 출력을 얻을 수 있다.

$$Y = \frac{(1/\sigma_1^2) \hat{H}_1^* Y_1(k) + (1/\sigma_2^2) \hat{H}_2^* Y_2}{(1/\sigma_1^2) |\hat{H}_1|^2 + (1/\sigma_2^2) |\hat{H}_2|^2} \quad (A-8)$$

참고 문헌

- [1] L. J. Cimini Jr., "Analysis and Simulation of A Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency-Division Multiplexing," IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-33, No. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [2] "2.3GHz 휴대인터넷 표준 - 물리 계층 및 매체접근제어 계층 -," 정보통신단체표준 TTASKO-06.0082, 2005년 6월 29일.
- [3] "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band," IEEE Std 802.11a-1999.
- [4] "초단파 디지털라디오방송 송수신 정합표준," 정보통신단체표준 TTASKO-07.0024, 2003년 10월 24일.
- [5] "Radio Broadcasting System: Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers," ETSI EN 300 401 v1.3.3, May, 2001.
- [6] Y. Li and N. R. Sollenberger, "Adaptive Antenna Arrays for OFDM Systems With Cochannel Interference," IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-47, No. 2, pp. 217-229, Feb. 1999.
- [7] A. A. Hutter, J. S. Hammerschmidt, E. de Carvalho, and J. M. Cioffi, "Receive Diversity for Mobile OFDM Systems," Proc. IEEE Wireless Communications & Networking Conference, WCNC 2000, pp. 707-712, 2000.
- [8] X. Ouyang, M. Ghosh, and J. P. Meehan, "Optimal Antenna Diversity Combining for IEEE 802.11a Systems", IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. CE-48, No. 3, pp. 738-742, Aug. 2002.
- [9] D. Lee, G. J. Saulnier, Z. Ye, and M. J. Medley, "Antenna Diversity for an OFDM Systems in a Fading Channel", Proc. IEEE Military Communications Conference, MILCOM 1999, pp. 1104-1109, 1999.
- [10] Y. Li, L. J. Cimini, and N. R. Sollenberger, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels," IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-46, No. 7, pp. 902-915, July 1998.
- [11] J. J. Beek, O. Edfors, and M. Sandell, "On Channel Estimation in OFDM Systems," Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 1995, pp. 815-819, 1995.
- [12] J. Jo, H. W. Kim, and D. S. Han, "Residual Frequency Offset Compensation for IEEE 802.11a," Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2004-Fall, Vol. 3, pp. 2201-2204, Sep. 2004.

저 자 소 개



서 보 석

- 1987년 : 서울대학교 전자공학과 학사
- 1989년 : 서울대학교 전자공학과 석사
- 1997년 : 서울대학교 전자공학과 박사
- 1998년-1999년 : 삼성전자 연구원
- 1999년-2004년 : 고려대학교 연구전담교수
- 2004년-현재 : 충북대학교 전자공학과 조교수
- 주관심분야 : OFDM, 통신신호처리