

동일 채널 간섭을 고려한 OFDM 시스템의 수신 다이버시티 기법

서보석

충북대학교

boseok@cbnu.ac.kr

Receive Diversity for OFDM Systems with Cochannel Interference

Seo, Bo-Seok

Chungbuk National University

요약

이 논문에서는 동일채널 간섭이 존재하는 채널 환경에서 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 수신 다이버시티 결합 방법을 제시한다. 제시된 방법에서는 각 수신 안테나로부터의 수신 신호를 주파수 영역에서 부반송파 단위로 결합하며, 잡음과 간섭 전력을 고려한 MRC(Maximum Ratio Combining)를 적용한다. 잡음과 간섭 전력은 채널의 제한된 지연확산에 기인하는 주파수 대역에서의 상관특성(coherency)을 이용하여 인접한 몇 개의 부채널에 대해 잡음과 간섭 전력의 평균을 취함으로써 더 정확한 추정치를 얻는다. IEEE 802.11a 무선 LAN 규격에서 모의실험 결과 제안방법은 기존 방식에 비해 SNR을 2-4 dB 개선하였으며, 정확하게 SINR을 추정할 경우에 대해 1 dB 이내로 접근하는 결과를 나타내었다.

1. 서론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 보호구간을 이용하여 심볼간섭을 효과적으로 제거할 수 있기 때문에 휴대인터넷(Wibro), 무선 LAN(Local Area Network) 등과 같은 광대역 통신 시스템의 전송표준으로 채택되었다. 한편 수신 안테나를 여러 개 사용하는 수신 다이버시티 기법은 페이딩 채널의 영향을 효과적으로 감소시킬 수 있는 방법으로 다양한 시스템에서 널리 사용되고 있다[1-3]. 수신 다이버시티를 적용하는 경우 수신기에서는 여러 수신 안테나로부터의 신호를 적절하게 결합해야 한다. 다이버시티 신호를 결합하는 주요 방법으로는 전력이 큰 신호를 선택하는 선택 결합(selection combining), 여러 안테나로부터의 신호에 동일한 가중치를 주어 결합하는 동일 이득 결합(equal gain combining), 그리고 채널의 이득에 비례하는 가중치를 주는 MRC(Maximum Ratio Combining)가 있다. MRC는 각 안테나로부터의 수신 신호가 동일한 SNR을 가지는 채널인 경우 최적의 결합 방법이므로 채널 추정이 용이한 경우에 주로 적용한다[4].

OFDM에 수신 다이버시티를 적용하는 경우 결합하는 방법은 시간영역에서 OFDM 심볼을 단위로 결합하는 방법과 주파수 영역에서 부반송파 단위로 결합하는 방법이 모두 가능하다. MRC를 시간 영역에서 적용하는 경우 OFDM 심볼의 길이가 길기 때문에 심볼 구간 전체에 발

생하는 페이딩의 평균적인 이득을 계산하여 가중치를 주며, 이것은 주파수 영역에서 모든 부반송파 성분에 대해 동일한 가중치를 주는 것과 동일하다. 반면에 주파수 영역에서는 각각의 부채널을 이득이 일정한 페이딩(flat fading) 채널이라고 가정할 수 있으므로 각 부채널의 이득을 추정하여 부채널별로 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 수신 안테나로 지향성 안테나를 사용하는 경우 외부 셀로부터의 동일채널 간섭신호에 의해 수신 안테나별로 서로 다른 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 나타낸다. 이 경우 MRC는 잡음과 간섭 전력에 반비례하는 가중치를 주도록 수정할 수 있으며, 이 때 성능은 잡음과 간섭신호 전력 추정치의 정밀도에 의해 크게 영향을 받는다. 따라서 MRC의 성능을 향상시키기 위해서는 프리앰블에 포함된 수개의 훈련심볼을 이용하여 더 정확하게 SINR을 추정할 필요가 있다.

이 논문에서는 부반송파 기반 MRC를 사용하는 OFDM 시스템에서 각 안테나로부터의 수신 신호가 서로 다른 SINR을 나타낼 때 수신신호를 결합하기 위한 MRC 방법을 유도하고, 간단하게 SINR을 추정할 수 있는 방법을 제시하고자 한다. 수신기에 유입되는 희망신호(desired signal)와 간섭신호는 제한된 지연 확산시간을

가지는 채널을 통해 수신되므로 상관 대역폭(coherence bandwidth) 이내에서는 큰 상관성을 가진다. 이 점에 착안해서 제안 방법에서는 일단 각 부채널에 대해 SINR을 구하고 이 값을 상관 대역폭 이내의 주변 부채널에서 평균을 취하여 더 정확한 SINR을 추정한다.

2. 다이버시티 결합

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 채널 이득을 추정한다. 추정된 채널을 다시 SINR 추정에 이용하고, 이 두 추정치로부터 각 지로신호에 대한 가중치를 구하고 MRC를 수행한다. 이 논문에서는 1개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나를 사용하는 시스템으로 한정하였으며, 주파수 및 심볼 동기는 정확하게 포착하였다고 가정한다.

m 번째 안테나로부터의 수신 신호를 FFT 한 후 k 번째 부반송파는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_m(k) = H_m(k)X(k) + N_m(k) \quad (1)$$

여기서 $H_m(k)$ 는 채널 이득을 나타내고, $X(k)$ 는 송신된 혼련 데이터를, $N_m(k)$ 는 잡음과 간섭신호의 합을 나타낸다. 이 논문에서는 채널 이득과 SINR을 추정하기 위해 프리연블에 포함된 혼련신호만을 이용하는 것으로 가정한다. 채널 추정에 사용되는 혼련신호가 여러 개의 OFDM 심볼로 구성되어 있는 경우 $Y_m(k)$ 는 해당 심볼에 대해 평균을 취한 값이다.

각 m 번째 지로신호의 잡음과 간섭신호 전력의 합을 $\sigma_m^2(k)$ 라 놓으면 부록 A의 (A-8)식으로부터 MRC는 다음 식과 같이 된다.

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

여기서 $\hat{H}_m(k)$ 는 채널 추정치를 의미하며, *는 공액을 나타낸다. 이 논문에서는 다음 식과 같이 ZF(Zero Forcing) 방법을 적용하여 채널을 추정한다.

$$\hat{H}_m(k) = \frac{Y_m(k)}{X(k)} \quad (3)$$

위의 (2)식으로부터 SINR을 직접 추정하는 대신 채널과 잡음 및 간섭 전력만을 추정하면 됨을 알 수 있다.

먼저 각 부채널에 대해 다음 식과 같이 잡음과 간섭의 전력을 추정한다.

$$\tilde{\sigma}_m^2(k) = \left| Y_m(k) - \hat{H}(k) \text{Dec}\{\hat{X}_m(k)\} \right|^2 \quad (4)$$

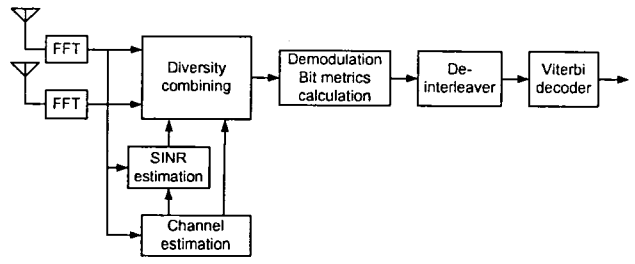


그림 1 SINR 추정치를 이용하는 다이버시티 결합 수신기의 구조

여기서 $\hat{X}_m(k) = Y_m(k)/\hat{H}_m(k)$ 는 추정된 채널을 이용하여 각 지로신호를 채널등화한 신호를 나타내고, $\text{Dec}\{x\}$ 는 x 를 판정(decision)한 값을 의미한다. 앞서와 마찬가지로 혼련 심볼이 여러 개인 경우 (4)식의 값은 해당 혼련 심볼에 대해 평균을 취한 값을 나타낸다. 그러나 일반적으로 채널 추정과 잡음전력 추정에 이용할 수 있는 혼련 심볼은 2~3개에 불과하기 때문에 (IEEE 802.11a 규격의 경우 SIGNAL Field가 있는 심볼까지 포함할 때 최대 3개) 추정치의 정밀도는 크게 떨어진다. 따라서 추정치의 정밀도를 향상시키기 위해 아래 식과 같이 인접 부반송파에 대해 평균을 취한다.

$$\hat{\sigma}_m^2(k) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L \tilde{\sigma}_m^2(k+l) \quad (5)$$

여기서 $W=2L+1$ 은 평균을 취하는 구간의 크기를 나타낸다. 여러 개의 부채널에 대해 평균을 취할 수 있는 이유는 그 대역 내에서 간섭신호의 전력과 채널이득 모두가 서로 상관성이 크기 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 동일한 채널환경에서 동작하므로, 희망신호와 간섭신호가 전달되는 두 채널의 상관 대역폭은 동일하다고 가정해도 무방하다.

3. 모의실험

제한한 다이버시티 결합방법의 성능을 평가하기 위해 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템 규격[5]에 대해 모의 실험을 하였다. 모의실험에서는 다양한 전송률 중에서 54Mb/s 전송모드만을 이용하였으며, 채널은 rms(root mean square) 지연확산이 50ns이고 전력이 지수함수적으로 감소하는 레일라이(Rayleigh) 페이딩 채널 모델을 적용하였다. 패킷오율(packet error rate, PER)을 구하기 위해 전송패킷의 길이는 1000바이트가 되도록 구성하였다.

그림 2는 두 수신 안테나로부터의 신호에서 SINR 차가 평균 9dB이고 (SinrDiff=9dB로 표시) 간섭전력을 추정하기 위해 평균을 취하는 부채널의 수 W 가 5인 경우 (AvgWinSize=5로 표시). MRC 수신기의 PER 성능을 나타낸다. 가로축의 SNR 값은 두 지로의 SINR 중 작은 값을 나타낸다. PER을 구하기 위해 모의실험한 패킷의 수는 $1/PER$ 의 약 100배 이상이며, 매 회마다 채널은 독립적으로 달라진다. 그림에서 실선은 채널을 알고 있는 경우이며, 점선은 (3)식에 의한 추정치를 이용한 결과를 나타낸다. 또 별(☆) 표시는 SINR의 차이를 고려하지 않고 (A-1)식을 적용한 결과이며, 원(O) 표시는 (2)식에 이미 알고 있는 SINR (즉 $\sigma_1^2(k)$, $\sigma_2^2(k)$) 값을 대입한 결과이고, 삼각형(△) 표시는 (5)식으로부터 추정된 SINR 값을 (2)식에 적용한 결과를 나타낸다. 그림에서 채널을 알고 있는 경우 SINR의 추정치를 이용한 결과가 이미 알고 있는 값을 이용한 이상적인 경우와 거의 성능이 동일함을 볼 수 있다. 채널을 추정하는 경우에도 이에 미치지 못하지만 SINR 차를 이용하지 않은 경우에 비해 PER 성능이 월등이 좋으며 SINR을 알고 있는 경우에는 약 0.5dB 이내로 접근하는 것을 볼 수 있다.

그림 3은 SNR이 26dB인 경우 두 지로신호의 SINR 차이에 따라 PER 성능을 나타낸 것이다. 그림 2와 마찬가지로 제안 방식은 SINR의 차이와 무관하게 이상적인 경우에 매우 근접한 결과를 나타내며, SINR 차이가 증가할수록 SINR 차이를 이용하지 않은 경우와 제안방식의 성능 차이가 증가한다. $PER=10^{-2}$ 인 점에서 채널을 추정할 경우 약 2dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다.

4. 결론

이 논문에서는 동일채널 간섭이 존재하는 채널에서 OFDM 시스템을 위한 부반송파 기반 다이버시티 결합 방법을 유도하고 이에 필요한 간섭전력(잡음전력 포함)을 추정하는 방법을 제시하였다. 모의실험 결과 제안 방법은 2-4dB의 SNR 이득을 얻을 수 있었으며, 이상적인 경우에 대해 1dB 이내로 접근하는 결과를 나타내었다. 제안 방법은 기존 부반송파 기반 MRC 기법에 비해 간섭전력을 추정하기 위해 몇 개의 부채널에 대해 평균을 취하는 부분만 추가하면 되므로 하드웨어의 복잡도를 크게 증가시키지 않는다.

부록 A

수신된 각 지로의 신호가 (1)식과 같이 표시되고 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) MRC는 다음 식과 같이 된다 (변수 k 는 항상 동일하므로 앞으로 k 를 생략하기로 한다).

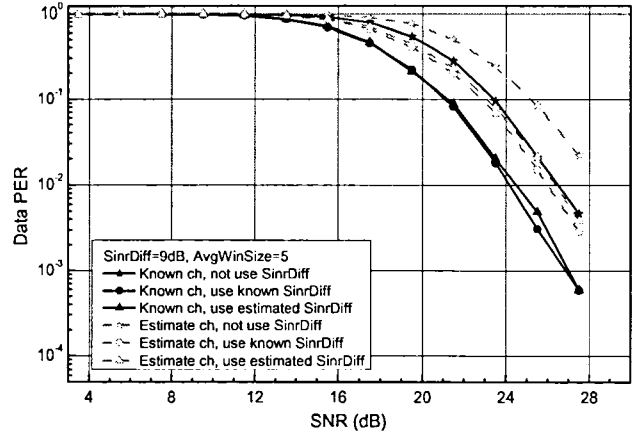


그림 2 MRC 수신기의 PER 성능

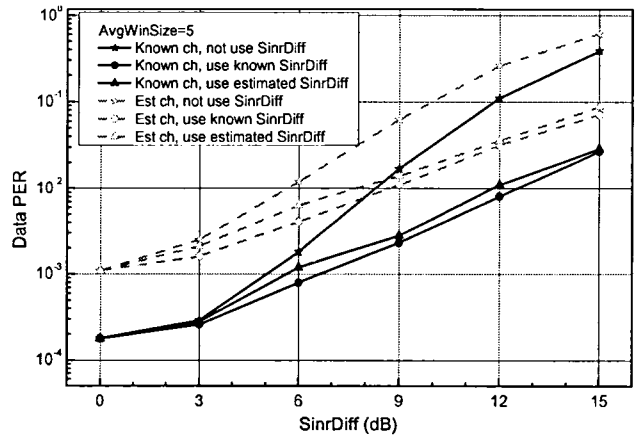


그림 3 SNR이 26dB인 경우 SINR 차이에 따른 MRC의 성능

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

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 아래 식과 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 아래 식과 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 MRC는 다음 식과 같이 된다.

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

여기서 Y_2, H_2 는 각각

$$Y_2 = \begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{pmatrix} Y_2 \quad (\text{A-6})$$

$$H_2 = \begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{pmatrix} H_2 \quad (\text{A-7})$$

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

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

참고문헌

- [1] Y. Li and N. R. Sollenverger, "Adaptive Antenna Arrays for OFDM Systems With Cochannel Interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-47, No. 2, pp. 217-229, Feb. 1999.
- [2] A. A. Hutter, J. S. Hammerschmidt, E. de Carvalho, and J. M. Cioffi, "Receive Diversity for Mobile OFDM Systems," *WCNC 2000*, pp. 707-712.
- [3] X. Ouyang, M. Ghosh, and J. P. Meehan, "Optimal Antenna Diversity Combining for IEEE 802.11a Systems", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, CE-48(3), pp. 738-742, Aug. 2002.
- [4] D. Lee, G. J. Saulnier, Z. Ye, and M. J. Medley, "Antenna Diversity for an OFDM Systems in a Fading Channel", *IEEE MILCOM '99*, pp. 1104-1109.
- [5] 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*.