

논문 2008-3-2

무선 PAN 시스템을 위한 효율적인 채널 사운딩 기법

An Efficient Channel Sounding Method for WPAN System

조주필*

Ju-Phil Cho*

요 약

본 논문에서는 Wireless PAN을 위한 MIMO-OFDM시스템에서 근거리 데이터 전송과 더불어 주변장치간 원활한 통신을 위해 채널 sounding 기법을 제안한다. 제안된 기법은 전력 확산 지연을 통해서 임펄스 응답의 지속 시간을 파악하며, 감쇠 특성을 갖는 전력 지연 프로파일(power delay profile) 모델링 하였고, ML(maximum likelihood) 기법으로 채널 응답 계수를 얻었다. Channel sounding 기법을 통해 측정된 크기, 위상, 지연의 변수 값으로 송신단과 수신단간의 채널 전파 특성이 측정 된다. 이 측정된 채널 정보들이 수신단에서 채널 상태를 파악하며, 수신단에서 이 채널 정보를 근거로 통신 링크 성능 향상과 신뢰성을 증대시킬 수 있는 기법을 제안하였다.

Abstract

In this paper, we propose the channel sounding scheme which is made for ideal communication between some application as well as the short distance of high speed data transmission in MIMO-OFDM system for Wireless PAN. This method is able to perceive the duration of the impulse response through the delaying of power delay profile, modeled a power delay profile which has an attenuate characteristic, and obtained the coefficient of channel response by ML (maximum likelihood). Through the amplitudes, phases and delays associated with each multipath component which were acquired from this channel sounding scheme, we can describe the wave propagation characteristics of channels between the transmitter and receiver so that the receiver could enhance not only the reliability but also the ability of communication link.

Key Words : MIMO-OFDM system, Personal Area Network, Maximum Likelihood

1. 서 론

IT 및 멀티미디어 기술의 발전에 따라 최근 휴대용 가전 및 통신 기기들은 고화질 비디오, 오디오 및 이미지 파일 전송 등의 대용량 데이터 전송을 필요로 한다. 이를 위하여 IEEE 802.15 TG3

는 2.4GHz 대역에서 고속 데이터 전송을 목표로 하는 Wireless PAN 기술을 연구하고 있으며, 이를 위해 10m거리에서 55Mbps 데이터 전송 속도를 얻고자 하고 있다[1]. Wireless PAN 기술이 적용되는 단거리 및 근거리 무선 통신 시스템에서는 간섭특성을 고려하여 채널 특성을 분석하는 채널 사운딩 기술을 이용할 수 있다. Wireless PAN 전송 채널에 존재하는 Piconet 잠음이나 다중 접속

*정회원, 군산대학교 전자정보공학부
접수일자 : 2008.3.15 수정완료일자 : 2008.6.17

잡음과 같은 많은 간섭원이 발생하는 열악한 전송 채널 환경을 극복 하기 위해, sounding 신호를 전송하고, 이 신호를 통해서 채널응답의 상태를 파악한다. 본 논문에서는 MIMO-OFDM (Multi Input Multi Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 channel sounding 기술을 이용하여 ML 기법으로 위상, 크기, 지연요소를 추정하여 송신단과 수신단간의 채널 정보를 수신단에서 최적의 채널 상태를 파악할 수 있는 기법을 제안하였다.

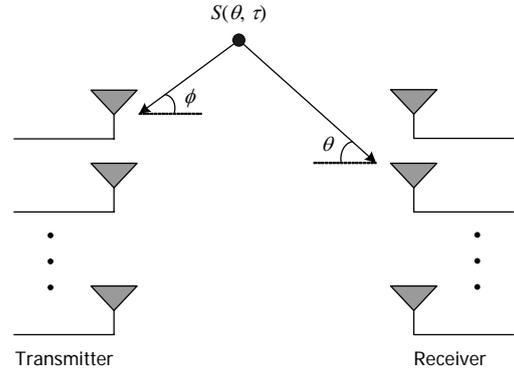


그림 1. MIMO-OFDM 시스템의 채널모델
Fig. 1 Channel Model of MIMO System

II. 본 문

2.1 일반적 채널 사운딩 기법

Wireless PAN에서의 전송 채널은 각각의 장치 간 다중 경로 성분인 크기, 위상, 주파수 천이와 관련된 채널 특성을 만족시키기 위해서 다음과 같이 채널 모델링을 이끌어 낼 수 있다.

$$h_j(t, \tau) = \sum_{p=0}^{P-1} a_p(t) \exp \left\{ j \left[2\pi f_c \tau_p(t) + \phi(t, \tau_p(t)) \right] \right\} \cdot \delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (1)$$

위 (1)에서 채널 변수를 위한 결정론적인 모델링이 실행되지 않는다. 실제 환경에서는 거의 모든 채널 특성 고정된 상태가 아니므로 채널 특성을 파악하기는 대단히 어렵다. 그래서 짧은 거리, 시간 구간이라고 가정한다.

MIMO-OFDM 시스템의 채널 모델을 위해 그림 1과 같은 모델을 고려하자. 수신 안테나 어레이의 측면에서 θ 의 각도와 τ 의 시간지연을 갖는 위치에 scatterer가 위치한다고 가정하고 그 위치에서의 복소 크기가 $S(\theta, \tau)$ 라고 가정하자.

송신 안테나 어레이의 측면에서는 ϕ 의 각도에 같은 scatterer가 존재한다고 할 수 있다. 그림 1과 같은 구조에서는 변수가 θ, ϕ, τ 가 되며 ϕ 는 θ 에 의해 변하는 값이다. MIMO-OFDM 시스템에서 채널 임펄스 응답에 관해 간략하게 나타내면 다음과 같이 표현할 수 있다[2][3].

$$H(\tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\tau_{\max}} S(\theta, \tau') a(\phi_k, \theta_k) g(\tau - \tau') d\tau' d\theta \quad (2)$$

여기에서 τ_{\max} 는 채널의 최대 확산 지연이며, $g(\tau)$ 는 송신단의 펄스 정형 필터와 수신단의 정합 필터의 결합된 응답을 의미한다. 식 (2)에서 크기, 위상, 지연을 측정하기 위해서 여러 번 'snapshots' 하며, 무선 채널의 통계적인 변수값을 이끌어 내어 평균을 취하면 된다[4]. 여러 전파 환경에 관한 정보는 무선 채널 임펄스 응답으로 기술 되는 변수에 의해서 주변 측정을 할 수 있다. 이런 측정은 채널 sounder을 필요로 하며, 채널의 정보를 파악하는데 도움이 되는 sounding 신호를 송신측에서 보내고 수신측 channel sounder가 sounding 신호를 수신하면 channel sounding 기법에 의해서 채널 정보를 알 수 있다. Wireless PAN에 의한 MIMO-OFDM

시스템에서의 채널 sounder는 무선 채널의 임펄스 응답과 관련된 변수의 측정을 허용하는 장치이다. MIMO-OFDM시스템에서 sounding 신호는 임펄스 형태의 자기 상관 함수를 가질 뿐만 아니라 송신 안테나간의 서로 다른 sounding 신호는 서로 통계적으로 상관성이 없는 신호이어야 한다. n_t 개의 송신 안테나와 n_r 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 채널에서 j 번째 수신 안테나에서 시간 τ 에서 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_j(\tau) = \sum_{i=0}^{n_t} \sum_{k=0}^{L-1} h_{i,j}(k) s_i(t - \tau - k) + w_j(\tau) \quad (3)$$

위 식에서 $h_{i,j}$ 는 i 번째 송신 안테나로부터 j 번째 수신 안테나까지의 채널 임펄스 응답을 의미한다. s_i 는 i 번째 송신 안테나로부터 송신되는 sounding 신호이며 w_j 는 j 번째 수신 안테나에 더해지는 부가 잡음이다. sounding 구간에서는 서로 다른 sounding 신호가 전송되며 수신단에서 sounding 신호를 이용한 채널 파악이 가능한 충분히 긴 M 개로 가정한다. sounding 구간에서 수신된 j 번째 신호 벡터를 행렬을 이용한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$S = \begin{bmatrix} s_1(L-1) \dots s_1(0) & \dots & s_{n_t}(L-1) \dots s_{n_t}(0) \\ \dots & \dots & \dots \\ s_1(M-1) \dots s_1(M-L) & \dots & s_{n_t}(M-1) \dots s_{n_t}(M-L) \end{bmatrix} \quad (4)$$

행렬 S 는 sounding 신호로 이루어진 $(M-L+1) \cdot n_t L$ block-Toeplitz 행렬이다. 수신 신호의 샘플은 벡터 $Y = [y_k]_{k=1}^M$ 로 포함된다. 벡터 Y 는 pdf에 의해 다음 조건과 같이 표현된다.

$$p(Y / \Theta) = \prod_{k=1}^M p_k(Y_k / \Theta) \quad (5)$$

위 식에서의 변수 벡터 $\Theta = [\tau \theta \alpha]^T$ 은 길이가 P 인 연속 3개의 벡터에 포함된 지연, 위상, 크기로 표현된다.

Y 에 관한 전체적인 결합 pdf은 식 6과 같이 표현된다[4].

$$p(Y / \Theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^M} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^M \left| Y_k - \sum_{p=0}^{P-1} a_p e^{j\theta_p} s_k(\tau_p) \right|^2 \right\} \quad (6)$$

통계적인 구성변수 벡터 Θ 에 대한 사후 정보를 알 수 없기 때문에 ML(maximum likelihood) 추정을 고려할 것이다. 동일한 확률을 가진다고 가정하면 최적의 벡터 Θ 는 다음과 같다.

$$\hat{\Theta} = \arg \min_{\Theta} \left\{ \sum_{k=1}^M \left[2\Re \left[Y_k \sum_{p=0}^{P-1} a_p e^{j\theta_p} s_k(\tau_p) \right] - \left| \sum_{p=0}^{P-1} a_p e^{j\theta_p} s_k(\tau_p) \right|^2 \right] \right\} \quad (7)$$

위 식에서 변수벡터 Θ 는 ML추정에 종속적이지 않기 때문에 구간에 포함된 $|Y_k|^2$ 은 버릴 수 있다. 따라서 우도 함수(likelihood function)을 최대로 하는 필요충분조건을 갖는 수학적 표현은 다음과 같다.

$$\frac{d}{d\Theta} \log p(Y / \Theta) = 0 \quad (8)$$

$$\frac{d}{d\Theta} \left(\frac{d}{d\Theta} \log p(Y / \Theta) \right)^T \quad (9)$$

위 식은 Hessian matrix 의 우도 함수에서 제한된 식이다.

Θ 에 관해 각각의 경로에서 결합된 복소수의 크기와 지연에 관해 공동 추정을 해야 한다. 식(9)는 유도 함수의 기울기를 나타내며, 크기, 지연, 위상에 요소는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta_p} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &= 0 \\ \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial}{\partial \alpha_p} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &= 0 \\ \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial}{\partial \tau_p} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

위 식에서 ML추정 $\Theta = [\theta a \tau]^T$ 을 구하기 위해서 다음과 같은 위상, 크기, 지연 추정을 이끌어 낼 수 있다.

2.2 위상 추정

식 (10)의 조건으로부터 위상의 요소는 다음과 같은 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta_p} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{-j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &= 0 \\ \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \theta_p^2} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{-j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &< 0 \end{aligned} \quad (11)$$

합계의 순서를 전환하면 위상 요소의 추정은 다음과 같이 근사화 된다.

$$\begin{aligned} \Im \left[e^{-j\theta_p} \sum_{k=1}^M Y_k s_k(\tau_p) \right] - \Im \left[e^{-j\theta_p} \sum_{r=0}^{P-1} a_r e^{j\theta_r} \sum_{k=1}^M s_k(\tau_p) s_k(\tau_r) \right] &= 0 \\ -\Re \left[e^{-j\theta_p} \sum_{k=1}^M Y_k s_k(\tau_p) \right] + \Re \left[e^{-j\theta_p} \sum_{r=0}^{P-1} a_r e^{j\theta_r} \sum_{k=1}^M s_k(\tau_p) s_k(\tau_r) \right] \\ - 2a_p \sum_{k=1}^M s_k^2(\tau_p) &< 0 \end{aligned} \quad (12)$$

2.3 진폭 추정

식 (10)에서 크기 요소는 다음과 같은 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial}{\partial \tau_p} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{-j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &= 0 \\ \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \tau_p^2} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{-j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &< 0 \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)의 조건으로부터 다음과 같은 식은 식을 얻을 수 있다.

$$\Re \left[e^{-j\theta_p} \sum_{k=1}^M Y_k s_k(\tau_p) \right] - \Re \left[e^{-j\theta_p} \sum_{r=1}^{P-1} a_r e^{j\theta_r} \sum_{k=1}^M s_k(\tau_p) s_k(\tau_r) \right] = 0 \quad (14)$$

2.4 지연 추정

식 (10)에서 지연 요소는 다음과 같은 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial}{\partial \alpha_p} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{-j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &= 0 \\ \sum_{k=1}^M \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \alpha_p^2} \left\{ 2\Re \left[Y_k \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{-j\theta_q} s_k(\tau_q) \right] - \left| \sum_{q=0}^{P-1} a_q e^{j\theta_q} s_k(\tau_q) \right|^2 \right\} \right\} &< 0 \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 $s(t-\tau)$ 은 τ 에 관하여 미분해 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} s'_k(\tau_k) &= \frac{d}{dt} s(t-\tau_p) \Big|_{t=kT_s} \\ s''_k(\tau_k) &= \frac{d^2}{dt^2} s(t-\tau_p) \Big|_{t=kT_s} \end{aligned} \quad (16)$$

위 (16)을 (15)에 대입하면 지연 요소의 추정은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\Re \left[e^{-j\theta_p} \sum_{k=1}^M Y_k s_k'(\tau_p) \right] - \Re \left[e^{-j\theta_p} \sum_{r=1}^{P-1} a_r e^{j\theta_r} \sum_{k=1}^M s_k(\tau_p) s_k'(\tau_r) \right] = 0 \quad (17)$$

식 (9)는 Hessian 행렬의 우도함수로 표현할 수 있다. 그리고, Hessian 행렬 H 는 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$H = \begin{bmatrix} H_{\theta_{pp}} & H_{\theta_p a_q} & H_{\theta_p \tau_q} \\ H_{a_p \theta_q} & H_{a_{pp}} & H_{a_p \tau_q} \\ H_{\tau_p \theta_q} & H_{\tau_p a_q} & H_{\tau_{pp}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

식 (9)에서 증명되는 정확한 음수의 H 는 무수히 많은 연산으로 나타나기 때문에 MIMO-OFDM 시스템에서 다소 부정확한 접근법에 의해 처리하기 보다는 정확한 최적의 추정을 고려하는 접근 방식으로 나타내며, 우도 함수를 최대화 하는 필요충분조건에 의한 최적의 추정을 한다. 식 (15)에서 변수 θ_p, a_p, τ_p 에 대하여 이계 도함수를 보여주며, ML 추정에 의해 확실하게 수학적으로 입증하였다. 다른 경로들은 $\sum_{i=1}^M s_i(\tau_r) s_i(\tau_p)$ 에 의한 자기상관 sounding 신호를 통하여 결합된다[5].

$$\sum_{k=1}^M Y_k s_k(\tau_p) = \sum_{r=0}^{P-1} a_r e^{j\theta_r} \sum_{k=1}^M s_k(\tau_p) s_k(\tau_r) \quad (19)$$

이미 말한 것과 같이 $\sum_{k=1}^M s_k(\tau_p) s_k(\tau_r)$ 은 $\tau_{rp} = \tau_r - \tau_p$ 에 대한 자기 상관 sounding 신호로 표현한다. 자기 상관으로 표현된 $R_s(\tau_{rp})$ 에 관한 식(19)는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$S^T(\tau)Y = R(\tau)\hat{C} \quad (20)$$

여기서 $S(\tau)$ 는 지연된 sounding신호 $s_k(\tau_p)$ $M \times P$ 행렬의 열로 구성되고, R 은 ij^{th} 요소인 $R_s(\tau_{ij})$ $P \times P$ 행렬이다. Y 는 $M \times 1$ 벡터, \hat{C} 은 각각의 다중경로 성분에 결합된 실제 복소수 크기 $C = \{\beta_i\}_{i=1}^{P-1}$ 의 $P \times 1$ 감쇄 벡터를 포함한 추정치 이다. 수신기에서 채널의 정보를 모두 알고 있다면, 채널 행렬 H 를 수신기에서 정확하게 추정했다고 할 수 있으며, 이때 ML 추정은 사후 확률 (a posteriori probability) 을 최대화 하는 행렬 C 을 알 수 있다.

$$\hat{C} = \arg \min_C \left\| R - \sqrt{E_s} H C \right\|^2 \quad (21)$$

MIMO-OFDM시스템에서 채널 행렬은 송신단과 수신단의 안테나간의 간격등으로 인한 공간 페이딩 상관성이 발생한다. 송신단에서 채널의 정보를 모르는 경우는 MIMO 채널의 채널 용량은 R 개의 동일한 전력을 갖는 병렬로 연결된 SISO 형태의 부채널들의 채널용량의 합과 같다[6][7]. 하지만 송신단에서 채널의 정보를 알고 있다면 송신단과 수신단에서 간단한 연산을 통하여 채널용량을 증가시킬 수 있다.

III. 결론

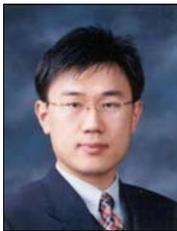
Wireless PAN에서 전송 채널의 임펄스 응답특성이 상당히 열악하며, 다양한 간섭원이 존재하기 때문MIMO- OFDM시스템에서 고품질의 초고속 데이터 전송에 적합한 효과적인 채널 정보 알고리즘이 구현 되어야 한다. 본 논문에서, 제안된 channel sounding 기법은 송신단에서 sounding

신호를 수신단에 보내 채널 변화를 측정하며, 이 측정된 채널 정보들이 수신단에서 채널 상태를 파악한다. 송신단과 수신단에서 채널 상태를 알고 있기 때문에 수신단에서 간단한 연산을 통하여 채널 용량을 증가 시켜 주며, 송신단에서 채널의 정보를 이용하여 최적의 전력 할당 할 수 있고, 채널 용량의 증가를 얻을 수 있게 된다. 또한 제안된 방법을 이용하면 효율적인 정보 전송을 구현 할 수 있고, 통신 링크 성능향상과 신뢰성을 증대 시킬 수 있는 채널 추정 알고리즘 설계에 효과적이며, 채널 추정에 도움을 줄 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE Std. 802.15.1, "Wireless Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks(WPANs)," 2002.
- [2] A. Paulaj, R. Nabar, and D. Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications. Cambridge, U. K.: Cambridge University Press, 2003.
- [3] A. J. Paulaj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei, "An overview of MIMO communicationsA key to gigabit wireless," Proc. of IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 198218, Feb. 2004.
- [4] Braun W., Dersch U. "A Physical Mobile Radio Channel Model." IEEE Transactions on Mobile Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991
- [5] Michael P. Fitz, P. Schniter., "A wideband channel Sounder." pp18-22, 2001
- [6] Hiroschi H., Ramjee P. "Simulation and Software Radio for Mobile Communications." Artech House, pp.53-55
- [7] E. Telatar, "Capacity of multiple-antenna Gaussian channel ," AT&T Bell Labs Tech. Memo., Jun. 1995
- [8] Bernard Sklar. "Digital Communications." No.2, pp.525-529

저 자 소 개



조주필(정회원)

- 1992년 2월 : 전북대학교 정보통신공학과 학사
 - 1994년 2월 : 전북대학교 전자공학과 석사
 - 2001년 2월 : 전북대학교 전자공학과 박사
 - 2000년~2005년 : 한국전자통신연구원 이동통신연구단 선임연구원
 - 2006년~2007년 : 한국전자통신연구원 초빙연구원
 - 2005년 ~ 현재 : 군산대학교 전자정보공학부 조교수
- <주관심분야> PAN, WiBro Technology, CR, MIMO-OFDM, UWB