

광대역 무선 이동 통신에서 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM

정희원 황태진*, 황호선*, 백흥기**

Adaptive OFDM with Channel Predictor in Broadband Wireless Mobile Communications

Tae Jin Hwang*, Ho Seon Hwang*, Heung Ki Baik** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 광대역 무선 통신에서 직교 주파수 분할 다중화 방식의 적응 변조 기법(적응 OFDM)을 소개한다. 또한, 향상된 성능의 채널 예측 방식을 이용하여 고속 이동 환경에서 적응 OFDM 시스템 성능을 향상시킨다. 주파수 선택적 페이딩 환경에서 적응 OFDM 방식은 고속 데이터 전송의 신뢰도를 향상시킨다. 하지만, 이 방식은 보다 좋은 성능을 위해 전송단과 수신단간의 정확한 채널 정보를 요구한다. 고속의 이동성을 갖는 실외 환경에서 적응 OFDM 시스템들은 수신단으로부터 전송된 채널 정보를 필요로 한다. 하지만, 이 경우 전송단에서는 지연된 채널 정보를 갖게 된다. 더구나, 고속 이동 환경에서 채널 충격 응답은 매우 빠르게 변한다. 따라서, 전송시 적응 OFDM 시스템에 이미 오래된 채널 정보를 사용할 경우 시스템 성능은 저하된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 향상된 성능의 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM 방식을 제안한다. 제안한 방식의 적응 OFDM은 적은 계산량으로 고속의 비트 할당을 가능케하며 향상된 성능의 채널 예측기를 이용함으로써 채널 지연의 영향을 완화시켜 적응 OFDM 시스템의 성능이 오래된 채널 정보에도 덜 민감하게 한다. 다양한 모의 실험의 성능 결과를 통해 제안한 방식의 우수한 성능을 볼 수 있다.

key Words : Adaptive OFDM; Channel Predictor; Frequency-selective Fading Channel

ABSTRACT

In this paper, we present an adaptive modulation technique for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) for broadband wireless communications. Also, using improved channel prediction, we enhance the performance of adaptive OFDM in high mobility environments. Adaptive modulation technique has been shown to achieve reliable high-rate data transmission over frequency-selective fading channel when OFDM is employed. This scheme requires the accurate channel information between two stations for a better performance. In an outdoor high mobility environment, most of adaptive OFDM systems have to be given the channel information transmitted from the receiver. Even if it is possible, there is some delay. Moreover, the channel impulse response between two stations is very rapidly varied. If the channel information is obsolete at the time of transmission, then poor system performance will result. In order to solve this problem, we propose adaptive OFDM with improved channel predictor. The proposed bit allocation algorithm has a lower complexity and the proposed scheme mitigates the effect of channel delay. Robust approach is less sensitive to outdated channel information. Performance results show that the proposed scheme can achieve considerable performance enhancement.

* 전북대학교 전자공학과 신호처리연구실(tjhwang@chonbuk.ac.kr)

** 전북대학교 전자정보공학부, 전자정보신기술연구센터

논문번호 : 030325-0801, 접수일자 : 2003년 8월 1일

I. 서론

광대역 무선 통신에서 채널은 주파수 선택적 페이딩 특성을 갖는다. 이런 환경에서 나타나는 시스템 성능 저하의 전형적인 요인은 ISI(Inter-Symbol Interference)이다. 이로 인한 성능 저하는 높은 신뢰도를 갖는 고속 데이터 통신을 위해 반드시 극복 되어야 한다. 이를 위한 기술들 중 다중 반송파 방식은 각 부반송파에서의 심볼주기를 부반송파의 수만큼 확장시킴으로써 주파수 선택적 페이딩 채널에 잘 대처할 수 있다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 다중 반송파 방식의 일종으로 고속의 데이터 전송에 효율적인 방식으로 알려져 있다. 그러나, OFDM에서 각 부반송파의 채널 특성이 다르며 그에 따른 성능은 채널의 주파수 크기 응답 특성에 매우 민감하다. 따라서, 채널의 주파수 크기 응답이 작은 부반송파에서는 심각한 성능 저하가 나타난다.

이러한 문제를 해결하기 위한 방법으로 최근 많은 연구가 이뤄지고 있는 기술 중에 하나가 적응 변조 방식을 OFDM에 적용한 적응 OFDM이다[1]. 이 방식은 채널 특성을 고려해 한 OFDM 심볼 내의 각 부반송파 별로 다른 변조 방식을 적용하는 것이다. 따라서, 적응 OFDM은 정확한 채널 정보를 필요로 한다. 하지만, 전송단에서는 완벽한 채널 정보를 가지고 있다는 가정하에서의 지금까지의 많은 연구들은 적응 OFDM의 광대역 무선 통신 환경에서의 성능을 평가하는데 주로 관심을 두고 있다. 이러한 가정의 토대는 적응 OFDM 시스템이 저속의 페이딩 환경에 적합하다는데 있다. 반면, 고속 이동

성을 갖는 실외 환경에서 적응 OFDM 시스템의 전송단에서는 수신단에서 전송된 채널 정보를 이용하여 적응 변조를 행해야 한다. 하지만, 이런 환경에서 전송단과 수신단간 채널 증폭 응답은 매우 빠르게 변하므로 전송된 채널 정보는 실제 전송시의 채널과 크게 다를 수 있다. 따라서, 실제 채널과 적응 변조에 사용된 채널 정보가 다를 경우 전체 시스템 성능이 크게 저하된다. 채널 지연으로 인한 시스템 성능 저하를 극복하기 위한 방법으로 최근 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM에 관한 연구가 진행 중이다[2][3].

본 논문에서는 우선 광대역 무선 통신을 위한 적은 계산량을 갖는 비트 할당 알고리즘을 제안하고, 향상된 성능의 채널 예측기를 통해 고속 이동 환경에서 적응 OFDM 시스템의 성능을 향상시키고자 한다. 다양한 모의 실험을 통해 적응 OFDM이 고정 OFDM에 비해 성능이 우수함을 볼 수 있으며, 제안한 방식의 적응 OFDM 성능이 기존의 방식에 비해 채널 지연에 덜 민감하다는 것을 알 수 있다. 2장에서 우선 적응 OFDM 시스템 모델에 대한 간략히 설명하고, 3장과 4장에서 제안한 비트 할당 알고리즘과 채널 예측기를 각각 자세히 설명한다. 5장에서는 다양한 모의 실험을 통해 각 시스템의 성능을 평가하고 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

II. 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM 시스템 모델

채널 예측기를 갖는 적응 OFDM 시스템의 블

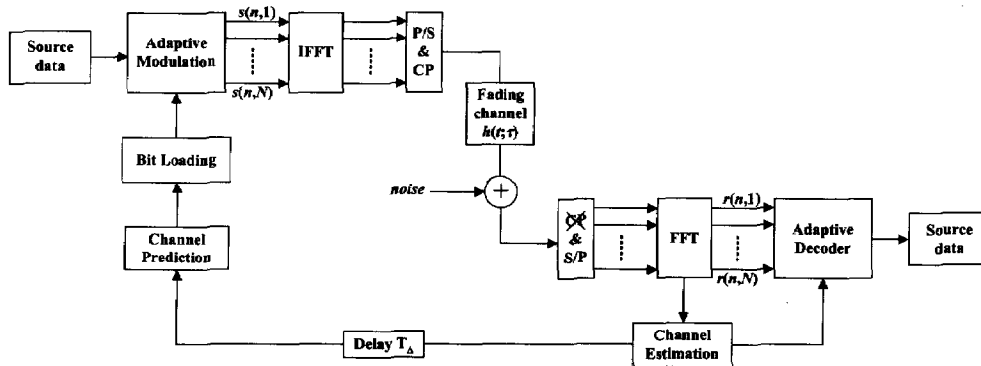


그림 1. 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM 블록도

특도가 그림 1에 잘 나타나있다. 우선, 전송단에서는 수신단에서 전송된 채널 정보를 이용해서 적응 변조를 행한다. IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 통과한 OFDM 심볼은 심볼간 간섭을 막기 위해 연속된 OFDM 심볼 사이에 채널의 최대 지연 확산보다 긴 보호구간을 두는데 이 구간에는 부반송파의 지연에 의해 발생할 수 있는 직교성의 파괴를 방지하기 위해 Cyclic Prefix(CP)를 삽입한다. 전송된 신호는 시간에 따라 변하는 채널을 통과하고 또한 잡음이 부가된다. 수신단에서 예측된 채널 정보는 T_d 만큼의 시간 지연 후에 전송단으로 전송된다. 본 논문에서는 수신단에서의 채널 추정은 완벽하게 행해진다고 가정한다. 시간에 따른 채널은 다음과 같다[4].

$$h(t, \tau) = \sum_l \gamma_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

여기서 n 은 l 번째 경로의 시간 지연을 나타내며, $\gamma_l(t)$ 는 그에 상응하는 복소 크기성분을 나타낸다. $\gamma_l(t)$ 는 넓은 의미의 정적 복소 가우시안 프로세스(wide-sense stationary complex Gaussian process)이고 각 경로는 $E(|\gamma_l(t)|^2) = p_l^2$ 와 같은 전력특성을 가지는 것으로 가정한다. 본 논문에서 채널은 $\sum p_l^2 = 1$ 와 같이 정규화된다. n -번째 OFDM 심볼내에서 k -번째 부반송파의 주파수 응답을 $H(n, k)$ 으로 표현하자. 한 OFDM 심볼 내에 ISI가 존재하지 않을 경우 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(n, k) = s(n, k)H(n, k) + W(n, k) \quad (2)$$

여기서 $s(n, k)$ 와 $W(n, k)$ 은 각각 전송 신호와 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN : Additive White Gaussian Noise)이다.

III. 비트 할당 알고리즘

비트 할당 알고리즘은 아래의 두 가지 최적화 문제를 기초로 한다.

① 최적화 방법 1

$$\max_{b_k \in Z} \sum_{k=1}^N b_k, \text{ 제약조건: } \sum_{k=1}^N e_{b_k}(k) \leq E_T \quad (3)$$

② 최적화 방법 2

$$\min_{b_k \in Z} \sum_{k=1}^N e_{b_k}(k), \text{ 제약조건: } \sum_{k=1}^N b_k = B \quad (4)$$

위 수식에서 N 은 전체 부반송파의 개수를, Z 는 할당될 비트 수의 조합으로 가능 변조 방식을 나타낸다. 본 논문에서 사용한 변조 방식은 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM으로서 이 경우 $Z = \{0, 2, 4, 6\}$ 이 된다. 여기서, 0은 해당 부반송파에는 정보를 전송하지 않는다는 것을 가리킨다. 또한, $e_{b_k}(k)$ 는 k -번째 부반송파에서 $b(k)$ 비트 수에 해당하는 심볼을 전송하기 위해 필요한 에너지를 나타내고, E_T 는 한 OFDM 심볼을 전송할 때 제공되는 에너지를 나타낸다. B 는 한 OFDM 심볼 당 전송되는 총 비트 수를 나타낸다. 최적화 방법 1은 제한된 에너지로 전송할 수 있는 최대의 비트 수를 할당하는 방식이다. 반면, 최적화 방법 2는 고정된 전송율에서 최저의 에너지를 요구하는 비트 수를 할당하는 방식이다. 이러한 두 가지 최적화 문제를 푸는 방식이 Greedy 알고리즘인데 매우 많은 계산량을 필요로한다. 따라서, 본 논문에서는 최적화 방법 2와 Chow 알고리즘[5]을 바탕으로 보다 적은 계산량을 갖는 무선 통신 채널을 위한 비트 할당 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서는 각 부반송파에서 전송되는 심볼은 M -QAM (Quadrature Amplitude Modulation)을 사용한다. 여기서, M 은 짝수다.

제안한 비트 할당 알고리즘은 비트 할당 단계와 할당된 비트 수를 조절하는 두 단계로 이뤄진다. 이 때 두 번째 단계에서 조절되는 부반송파의 수를 적게 함으로써 계산량을 줄일 수 있다. 논문 [3]에서 채널의 주파수 응답 $H(n, k)$ 가 주어질 경우 순시 비트 오차율(BER : Bit Error Rate)은 다음과 같이 근사화된다.

$$P(n, k) = c_1 \exp \left\{ -\frac{c_2 \frac{E_s}{\sigma^2} |H(n, k)|^2}{2^{b(n, k)} - 1} \right\} \quad (5)$$

여기서 $c_1 = 0.2$, $c_2 = 1.6$ 이고 E_s 는 각 부반송파에서의 전송 심볼 에너지를 나타내며, σ^2 은 부가 잡음의 분산을 나타내며, $b(n, k)$ 는 할당된 비트

수를 나타낸다. 계산량 감소를 위해 아래와 같이 표현된 에너지 비를 고려한다.

$$\frac{\bar{E}}{\sigma^2} = \frac{\ln(c_1/P_r)(2^\beta - 1)}{c_2 |\bar{H}|^2} \quad (6)$$

여기서 P_r 과 β 는 각 부반송파에서 요구되는 BER의 평균값과 각 부반송파에 할당된 비트 수의 평균값을 각각 나타내며, \bar{H} 는 채널의 주파수 크기 응답의 평균을 나타낸다. 따라서, 식 (5)와 (6)로부터 각 부반송파에 할당되는 비트 수는 아래와 같이 표현된다.

$$b(n,k) = \log_2 \left[\frac{c_2 \frac{\bar{E}}{\sigma^2} |H(n,k)|^2}{\ln \frac{c_1}{P_r}} + 1 \right] \quad (7)$$

이와 같이 제안한 비트 할당 알고리즘은 적응 변조에 사용한 채널의 특성과 요구되는 BER을 동시에 고려한 에너지 값을 이용함으로써 계산량을 크게 감소시킨다. 비트 수 할당 후 고려해야 할 사항은 최적화 방법 2에서의 제약 조건을 만족하도록 할당된 비트 수를 조절하는 것이다. 이를 위해 다음과 같은 에너지 차를 고려한다.

$$\Delta e_b(n,k) = e_b(n,k) - e_{b-2}(n,k) \quad (8)$$

여기서, $e_b(n,k)$ 는 n -번째 OFDM 심볼내의 k -번째 부반송파를 통해 b 비트 수에 해당하는 심볼을 전송할 경우 필요한 에너지를 나타낸다.

표 1에는 제안한 비트 할당 알고리즘이 잘 나타나있다. 표에서 T.1과 T.2는 제안한 비트 할당 알고리즘의 첫 번째 단계로서 주어진 수식에 의해 비트 수가 할당된다. 두 번째 단계에서는 T.3과 T.4에 의해 N_{diff} 값을 먼저 구한다. 여기서 $|N_{diff}|$ 은 조절해야 할 부반송파 수를 나타낸다. 만일 N_{diff} 값이 0보다 큰 값일 경우는 T.6을 0보다 작은 값일 경우는 T.10을 수행한다. T.7에서 T.9는 식 (8)을 이용하여 그 값이 가장 작은 부반송파를 찾아 비트 수를 조절하고, T.11부터 T.13은 그 값이 가장 큰 부반송파를 찾아 비트 수를 조절한다. 따라서, Greedy 알고리즘의 경우 계산량이 $(B \times N)/2$ 인데 반해 제

표 2. 제안한 비트 할당 알고리즘 순서

-
- T.1> 식 (6)를 이용하여 \bar{E}/σ^2 계산
 - T.2> 식 (7)를 이용하여 $b(n,k)$ 을 계산,
여기서 $b(n,k) \in \{0,2,4,6\}$, $k=1,2,\dots,N$
 - T.3> 전체 할당된 비트 수를 아래와 같이 계산

$$\hat{B} = \sum_{k=1}^N b(n,k)$$
 - T.4> 할당된 비트 수 조절을 위한 부반송파수 계산

$$N_{diff} = (B - \hat{B}) / 2$$
 - T.5> $N_{diff} > 0$ 이면 아래의 T.6을,
 $N_{diff} < 0$ 이면 T.10을 수행
 - T.6> 아래의 T.7부터 T.9까지 N_{diff} 번 반복 시행
 - T.7> 식 (8)을 이용하여 $\Delta e_{b(n,k)+2}(n,k)$ 을 계산,
여기서 $b(n,k) \in \{6\}$, $k=1,2,\dots,N$
 - T.8> T.7에서 가장 작은 값을 갖는 부반송파 선택

$$m = \arg \min_{v_k} \Delta e_{b(n,k)+2}(n,k)$$
 - T.9> 선택된 부반송파에 할당된 비트 수 조절

$$b(n,m) = b(n,m) + 2$$
 - T.10> 아래의 T.11부터 T.13까지 $|N_{diff}|$ 번 반복 시행
 - T.11> 식 (6)을 이용하여 $\Delta e_{b(n,k)}(n,k)$ 을 계산,
여기서 $b(n,k) \in \{0\}$, $k=1,2,\dots,N$
 - T.12> T.11에서 가장 큰 값을 갖는 부반송파 선택

$$m = \arg \max_{v_k} \Delta e_{b(n,k)}(n,k)$$
 - T.13> 선택된 부반송파에 할당된 비트 수 조절

$$b(n,m) = b(n,m) - 2$$
-

안한 알고리즘의 경우 $(|N_{diff}| \times N)/2$ 만큼의 계산량이 요구된다. 여기서 계산량은 비트 할당을 위해 필요한 식 (8)과 같은 에너지 차를 비교하는 회수를 말한다.

IV. 채널 예측 방법

1. 기존의 채널 예측 방법

적응 변조 시 지연된 채널 정보의 영향을 완화시키고 성능을 향상시키고자 할 경우 주어진 채널 정보를 이용하여 실제 채널을 예측하는 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM 시스템이 효율

적이다. 우선, n -번째 채널의 임펄스 응답 벡터를 $\mathbf{h}(n)=[h(n,1)h(n,2)\cdots h(n,N)]$ 라 하고, 채널 예측기의 입력 채널 정보 행렬을 다음과 같이 정의 하자.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(n-1) \\ \mathbf{h}(n-2) \\ \vdots \\ \mathbf{h}(n-L_c) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Wiener-Hopf 해를 갖는 전방 오차 예측기(forward error predictor)는 다음과 같다[6].

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= [\hat{h}(n,1) \hat{h}(n,2) \wedge \hat{h}(n,N)] \\ &= \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}^{-1} \mathbf{H} \end{aligned} \quad (10)$$

$\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}^{-1}$ 는 예측기의 Wiener-Hopf 해를 나타내며, 자기 상관 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(1,1) & \cdots & r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(1,L_c) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(L_c,1) & \cdots & r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(L_c,L_c) \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서 L_c 는 채널 정보 벡터의 개수를 나타낸다. 위 수식에서 각각의 원소는 수신기에서 주파수 오프셋 없이 수신이 이뤄질 경우 다음과 같다 [4].

$$r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(i,j) = \mathbf{J}_0(2\pi f_D(j-i)T_\Delta) + \sigma^2 \delta_{i,j} \quad (12)$$

$\mathbf{J}_0(\cdot)$ 는 제 1종 0차 베셀 함수를, f_D 는 채널의 최대 도플러 주파수를, $\delta_{i,j}$ 는 Kronecker 델타 함수를, σ^2 는 잡음의 분산을 각각 나타낸다. $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} = [r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(1) \ r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(2) \wedge \ r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(L_c)] \quad (13)$$

여기서 각 원소는 다음과 같다.

$$r_{\mathbf{h}\mathbf{h}}(l) = \mathbf{J}_0(2\pi f_D l T_\Delta), \quad (14)$$

2. 제안한 채널 예측 방법

본 논문에서는 채널 예측기의 성능 향상을

위해 실제 채널과 가장 최근의 채널 정보 사이에 존재할 수 있는 가상의 채널 정보를 고려한다. 제안한 방법은 가장 최근의 채널 정보와 가상의 채널 정보를 이용하여 실제의 채널을 예측하는 방식이다. 본 논문의 채널 예측은 두 단계로 이뤄진다. 우선, $\tilde{\mathbf{h}}$ 으로 표현된 가상의 채널 정보를 다음과 같이 미리 예측한다[6].

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}} &= [\tilde{h}(n,1) \ \tilde{h}(n,2) \ \wedge \ \tilde{h}(n,N)]^T \\ &= [\mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}} \ \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} & \mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}} \\ \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\mathbf{h}} & \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \tilde{\mathbf{H}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{H}}$ 는 이전의 OFDM 심볼들을 전송하는 데 사용한 가상의 채널 정보 행렬로 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{h}(n-1,1) & \cdots & \tilde{h}(n-1,N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(n-L_p,1) & \cdots & \tilde{h}(n-L_p,N) \end{bmatrix} \quad (16)$$

여기서 L_p 는 가상의 채널 정보 벡터의 개수를 나타낸다. 위 수식 (15)에서 행렬 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}$ 의 각 원소는 $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}}$ 와 같은 상관관계 값을 갖는다. 행렬 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}$ 의 각 원소는 다음과 같으며

$$r_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}}(i,j) = \mathbf{J}_0(2\pi f_D(j-i+1/2)T_\Delta) \quad (17)$$

행렬 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\mathbf{h}}$ 는 $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}}$ 의 전치 행렬과 같다. 또한, 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}}$ 의 각 원소는 다음과 같다.

$$r_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}}(l) = \mathbf{J}_0(2\pi f_D l T_\Delta) \quad (18)$$

두 번째 단계에서는 실제 채널을 예측하는 단계로 다음과 같이 예측이 이뤄진다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= [\hat{h}(n,1) \ \hat{h}(n,2) \ \wedge \ \hat{h}(n,N)]^T \\ &= [\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} \ \mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}}]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} & \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\mathbf{h}} \\ \mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}} & \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \\ \mathbf{H} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 실제 채널을 예측할 때 사용된 가상 채널 정보 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{h}(n,1) & \cdots & \tilde{h}(n,N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(n-L_p+1,1) & \cdots & \tilde{h}(n-L_p+1,N) \end{bmatrix} \quad (20)$$

V. 모의 실험 및 결과

1. 모의 실험 환경

적응 OFDM 시스템의 성능 평가를 위한 모의 실험 환경은 다음과 같다.

- ① 반송파 주파수 : 5GHz
- ② 채널 대역폭 : 20MHz
- ③ 부반송파 수 : $N=512$
- ④ 채널 : COST 207-TU(최대 전파 지연: $5\mu s$)[7]
- ⑤ OFDM 심볼 당 전송 비트 수 : $B=2048(\beta=4)$
- ⑥ 요구되는 BER : $P_e=10^{-4}$
- ⑦ 이동체의 속도 : 60, 100 km/h
- ⑧ 할당 비트 수(전송 심볼) : 0(전송 안 함), 2(4-QAM), 4(16-QAM), 6(64-QAM)

⑨ 채널정보 전송 지연 : $32.5\mu s(T_\Delta) \sim 650\mu s(20T_\Delta)$
 또한, 적응 OFDM 시스템 성능과 적응 변조를 하지 않은 고정 OFDM 시스템의 성능 비교를 위해 후자의 경우 전체 부반송파에 대해 16-QAM으로 일정하게 변조된다. 채널 예측기의 경우 기존의 방법은 $L_c=2$ 로 하였으며, 제안한 방법은 $L_c=L_p=1$ 로 하여 모의 실험하였다.

2. 모의 실험 결과

우선 계산량 비교를 위해 제안한 비트 할당 알고리즘에서 절대값의 평균치를 구한 결과 약 224로 나타났다. 따라서, 계산량이 약 57%정도 감소됨을 알 수 있다. 다음으로 비트 할당 알고리즘에 사용된 채널 정보와 실제 채널이 같은 경우의 모의 실험을 통해 적응 OFDM 성능과 고정 OFDM의 성능을 비교할 수 있다. 그림 2는 신호 대 잡음비에 따른 BER 성능을 나타낸다. 우선, 그림에서 AWGN으로 표기된 곡선은 AWGN 채널에서의 성능 결과를 나타낸다. 요구되는 BER, 즉 $P_e=10^{-4}$ 을 기준으로 비교했을

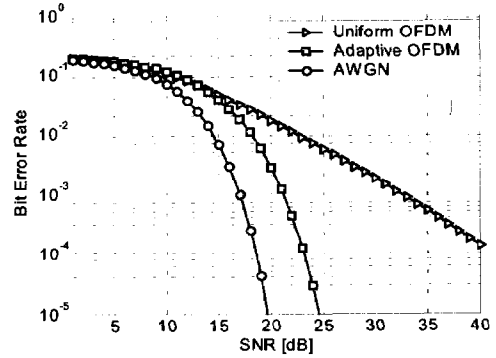


그림 2. 적응 OFDM과 고정 OFDM의 성능비교

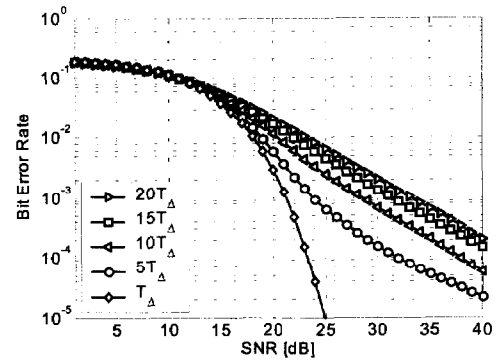


그림 3. 속도 60km/h에서 채널 지연에 따른 성능 비교

경우 그림에서 볼 수 있듯이 적응 OFDM의 성능은 AWGN의 성능에 비해 약 3.5dB 정도의 전력 손실이 보인다. 하지만, 고정 OFDM의 성능에 비해 약 15dB 이상의 상당한 전력 이득이 있음을 알 수 있다. 따라서, 적응 변조를 OFDM에 적용함으로써 채널의 주파수 크기 특성에 따른 OFDM의 민감한 성능을 크게 완화시킬 수 있음을 알 수 있다.

그림 3은 적응 OFDM의 채널 지연에 따른 성능을 나타낸다. 이를 통해 비트 할당 시 사용된 채널 정보와 실제 채널 간의 시간지연 따른 성능 변화를 알 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 채널 지연이 증가할수록 성능이 점점 더 악화되는 것을 알 수 있다. 이를 완화시키기 위한 방법 중 하나가 채널 예측기를 이용하는 것이다. 하지만, 환경에 따라 완벽한 채널 예측이 불가능하며 시간에 따라 채널이 빠르게 변할수록 채널 예측 오차는 증가한다. 따라서, 채널 예측기의 성능에 따라 적응 OFDM 성능이 크게 다르다.

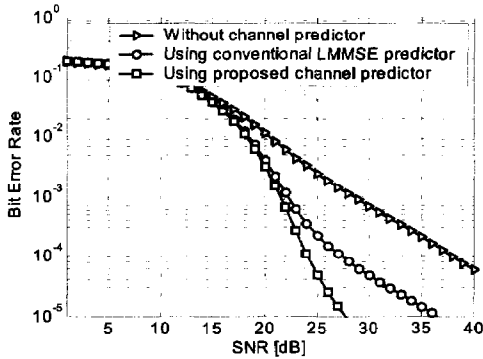


그림 4. 채널 지연이 107 μ s이고 속도가 60km/h 일 때 각각의 시스템에 따른 성능 비교

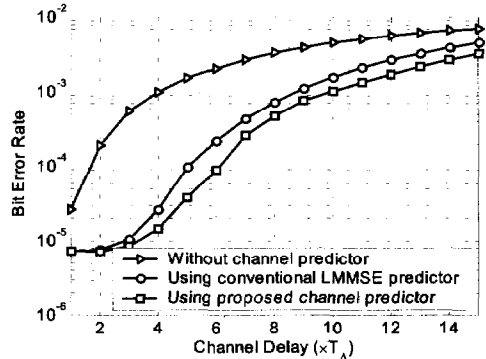


그림 6. 속도가 100km/h이고 SNR이 25dB일 때 각 시스템의 채널 지연에 따른 성능 비교

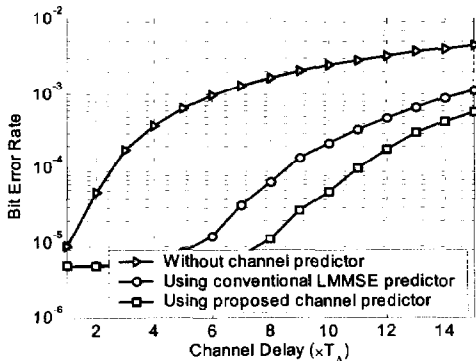


그림 5. 속도가 60km/h이고 SNR이 25dB일 때 각 시스템의 채널 지연에 따른 성능 비교

그림 4는 채널 예측기에 따른 적응 OFDM의 성능을 비교하고 있다. 이때의 채널 지연은 325 μ s(10T Δ)이다. 그림에서 채널 예측기를 갖는 시스템이 그렇지 않을 경우에 비해 약 10dB 이상의 전력 이득을 보이고, 제안한 채널 예측 방식을 이용할 경우 기존의 방식에 비해 약 3dB의 전력 이득이 보인다.

그림 5와 6은 이동체의 속도가 각각 60km/h와 100km/h일 때 채널 지연에 따른 성능이다. 그림을 통해 제안한 채널 예측기를 이용한 적응 OFDM이 전반적으로 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 특히, 그림 5에서 기존의 채널 예측기를 이용할 경우 약 270 μ s 정도, 제안한 방법을 이용할 경우는 350 μ s 정도의 채널 지연이 비록 발생하더라도 요구되는 시스템 성능을 만족시킬 수 있음을 알 수 있다. 이는 수신단에서 전송단으로 제공하는 채널 정보의 전송 주기가 그 만큼 길어져도 요구되는 시스템 성능을 만족시킬 수 있으며, 또한 수신단에서 전송단으

로의 채널 정보 전송량을 줄일 수 있으므로 전체 시스템 효율을 증가시킬 수 있다는 것을 의미한다.

VI. 결론

본 논문에서는 광대역 무선 이동 통신 환경에서 채널 예측기를 갖는 적응 OFDM에 대해 알아보았다. 우선 적응 변조를 위해 제안된 비트 할당 알고리즘은 채널의 특성과 요구되는 BER 값을 동시에 고려한 에너지 값을 이용함으로써 계산량을 크게 감소시켰다. 또한 고속의 이동 환경에서 향상된 성능의 채널 예측기를 이용함으로써 채널 정보의 시간 지연에 따른 영향을 크게 완화시켜 시스템 성능을 향상시켰다. 제안한 채널 예측 방법은 가장 최근의 채널 정보와 미리 예측한 가상의 채널 정보를 이용하여 실제 채널을 예측하는 방식으로 이를 이용한 적응 OFDM의 성능을 다양한 환경의 모의 실험을 통해 확인하였다. 특히 이동체 속도와 채널 지연에 따른 모의 실험 결과를 통해 제안한 방식이 수신단에서 전송단으로의 채널 정보 전송량을 줄이는데 매우 효율적이라는 것을 확인할 수 있었다. 앞으로 다양한 무선 이동 통신 채널에서 OFDM 시스템을 위한 최적화된 여러 가지 비트 할당 알고리즘에 대한 연구와 정확한 채널 정보 공유를 위한 연구가 보다 깊이 이뤄져야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive multicarrier modulation: a convenient framework for time-frequency processing in wireless communications," *Proc. of the IEEE*, vol. 88, pp. 611-640, May 2000.

[2] M. R. Souryal and R. L. Pickholtz, "Adaptive modulation with imperfect channel information in OFDM," *Proc. ICC 2001*, pp. 1861-1865, 2001.

[3] S. Ye, R. S. Blum and L. L. Cimini, "Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with imperfect channel information," *Proc. VTC 2002*, pp. 767-771, 2002.

[4] W. C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*, New York: IEEE Press, 1994.

[5] P. S. Chow, J. M. Cioffi and J. A. C. Bingham, "A practical discrete multi-ton transceiver allocation algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," *IEEE Trans. on Comm*, vol. 43, pp. 773-775, Apr 1995.

[6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, Inc., 4th edition, 2001.

[7] M. Patzold, *Mobile Fading Channels*, Wiley, 2002.

황 태 진(Tae-Jin Hwang)

정회원



1995년 2월 : 순천대학교 전자공학과 졸업
 1997년 2월 : 전북대학교 전자공학과 석사
 1997년 3월 ~ 현재 : 전북대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> 통신신호처리, 적응신호처리, MIMO-OFDM

황 호 선(Ho-Seon Hwang)

정회원

한국통신학회 논문지 제 29권, 제 2C호 참조

백 흥 기(Heung-Ki Baik)

정회원

한국통신학회 논문지 제 25권, 제 8B호 참조