

지상파 방송 채널에서 OFDM 시스템의 시간 평균 채널 추정기의 성능

Performance of Time-averaging Channel Estimator for OFDM System of Terrestrial Broadcasting Channel

문재경* · 오길남* · 박재홍* · 하영호** · 김수중**

Jae-Kyoung Moon* · Kil-Nam Oh* · Jae-Hong Park* · Yong-Ho Ha** · Su-Jung Kim**

요 약

다중경로 페이딩 환경에서 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)신호의 효율적인 전송을 위해 파일럿을 기반으로 한 시간 평균 채널 추정 방식을 제안하고, 그 성능을 분석하였다. OFDM 시스템에서는 각 부반송파의 채널 페이딩 왜곡을 보상하기 위해 주파수 영역 채널 추정이 사용된다. 이 방식은 주파수 축에서 분산 파일럿을 사용하여 간단한 보간에 의해 채널 왜곡을 추정하므로 이때의 채널 추정치는 잡음으로 인한 왜곡 성분이 포함되어 있다. 본 논문에서는 채널 추정치에 포함된 잡음으로 인한 왜곡 성분을 제거하기 위해 시간 영역 채널 추정 방식을 제안한다. 제안한 방식은 주파수 영역 채널 추정 후 채널의 주파수 응답을 시간 축으로 평균을 취함으로써 추정된 채널 응답에 포함된 잡음 성분을 효과적으로 제거할 수 있다. 제안한 채널 추정기의 성능을 평가하기 위해 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 라이시안 채널에서 SER(Symbol Error Rate)이 10^{-4} 일 때를 기준으로 하여 완벽한 채널 추정의 경우와 제안한 방법 및 기존 방법의 성능을 비교하였다. 제안한 채널 추정기는 완벽한 채널 추정의 경우와 비교시에 16 QAM, 64 QAM에서 각각 0.07 dB, 0.6 dB 차이가 있었으며 가우시안 보간에 의한 채널 추정과 비교시는 각각 약 1.7 dB, 1.9 dB의 성능 개선을 보였다.

Abstract

In this paper, we propose a pilot based time-averaging channel estimation method and analyze error performances for efficient transmission of OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) in multipath fading environment. Frequency domain channel estimations have been used in OFDM systems to compensate signal distortions due to fading on each subcarrier. The frequency domain estimation scheme uses scattered pilot to estimate channel response by simple interpolation. This implies that the estimated channel response includes signal distortions due to the noise. In this paper, we propose time-averaged channel estimation method to remove the distortion by noise. The proposed scheme can effectively remove noise components by taking time-average of the estimated

* 한국전자통신연구원 무선방송연구소 방송기술연구부 지상파 방송 방식팀(Terrestrial Broadcasting System Team, Broadcasting Technology Research Department, Electronic Telecommunication Research Institute)

** 경북대학교 전기전자공학부(Electronics and Electrical Section, KyungBook Nat'l University)

· 논문 번호 : 980827-077

· 수정완료일자 : 1998년 12월 10일

channel response after estimating frequency domain channel. The computer simulations were performed to evaluate the performance of the proposed channel estimator. For the Rician channel, we compared the performance of the proposed method to that of a conventional one using channel estimation by gaussian interpolation when $SER(\text{Symbol Error Rate}) = 10^{-4}$, and compared to perfect channel estimation case. The proposed method showed differences of 0.07 dB, 0.6 dB compared to perfect channel estimation and improvements of 1.7 dB, 1.9 dB for 16 QAM, 64 QAM respectively compared to conventional method.

I. 서 론

무선 데이터 전송방식으로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식이 제안된 이후^[1], 고속 데이터 전송시스템에 적용하기 위한 많은 연구들이 이루어져 왔다. OFDM 방식은 전체 주파수 대역을 다수의 협대역 부채널로 분할하는 방식이다. 이 방식은 고속 데이터 전송에서 나타나는 주파수 선택적인 페이딩을 각 협대역 부채널의 관점에서 주파수 비선택적인 페이딩으로 근사화시킨다. 특히 채널의 지연확산(delay spread)보다 긴 cyclic-prefix를 보호구간(Guard Interval)으로 삽입하면 각 부채널간의 직교성을 유지하면서 인접심볼간 간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)을 제거할 수 있다. 따라서 수신단의 주파수 영역에서 단일탭 등화기를 사용하여 간단하게 주파수 비선택적인 페이딩을 보상할 수 있게 된다.

이러한 OFDM 방식은 효율적인 주파수 사용과 다중 경로 페이딩에 강한 특성 때문에 디지털 오디오 방송(DAB : Digital Audio Broadcasting), 지상파 디지털 텔레비전 방송(DVB-T : Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 등의 고속 데이터 전송이 요구되는 시스템에 적합한 것으로 알려져 있다 [2]~[4].

OFDM 전송방식을 사용하고 있는 DVB-T에서는 다중경로 채널에 의한 채널 왜곡을 추정 및 보상 하기 위해 분산 파일럿(scattered pilot)을 이용하고 있다^[1]. 파일럿을 이용하여 채널을 추정하는 방식으로는 보간(interpolation) 방법이 이용된다. 보간 방법으로 단일 반송파 변조(Single Carrier Mo-

dulation : SCM)에서 많이 이용되는 가우시안 보간법^[2]이 있다. 그러나 이러한 보간법은 잡음이 있는 환경에서 성능 열화가 생기는 것으로 알려져 있다^{[1]~[2]}.

본 논문에서는 잡음이 있는 환경에서 OFDM 신호의 효율적인 전송을 위한 채널 추정 및 보상에 대해서 분석하고자 한다. 채널 추정 방식으로는 파일럿 신호를 이용한 가우시안 보간법을 이용한다. 이때 가우시안 보간 사용시 잡음에 의한 왜곡 성분이 발생한다. 이러한 잡음에 의한 왜곡 성분을 제거하기 위해 본 논문에서는 시간 축으로 평균하는 방식을 제안한다. 즉 제안한 알고리즘은 각 OFDM 심볼에 대해 가우시안 보간으로 구한 채널 추정 값을 시간 축으로 평균을 하는 방식이다. 이렇게 함으로써 추정하고자 하는 채널의 주파수 응답을 유지하면서 잡음에 의한 왜곡 성분은 제거된다. 이때 채널은 천천히 변한다고 가정시에 평균을 하는 동안은 상수로 볼 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 OFDM 시스템을 간단히 기술하고, 3장에서는 OFDM 시스템에서 시간 평균 채널 추정 기법을 제안하며, 4장에서 컴퓨터 모의 실험을 통한 제안한 방식의 성능 분석을, 그리고 5장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템

기저 대역 OFDM 전송시스템의 송수신 블록도는 그림 1과 같다. 송신기에서는 먼저 입력 신호를 시리얼에서 패러럴한 신호로 변환시킨다. 그리고 N 개의 신호를 QPSK 또는 MQAM 신호로 변조

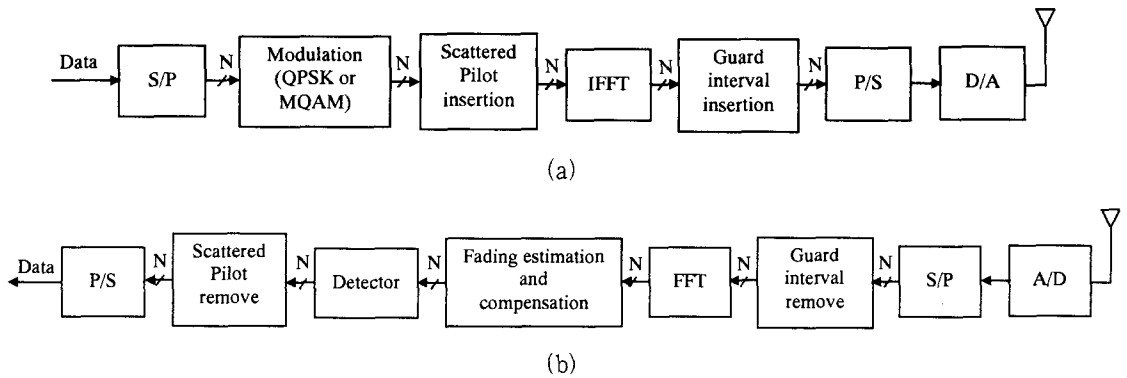


그림 1. OFDM 전송 시스템의 구성 (a) 송신기, (b) 수신기

한다. OFDM 시스템에서 주파수 다중화 과정은 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier Transform)와 역 이산 푸리에 변환(Inverse Discrete Fourier Transform)으로 구현된다^[3].

그림 1에서 IFFT를 거친 OFDM 변조 신호의 시간 영역 샘플 $x(n)$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(l, k) e^{j2\pi kn/n} \quad (1)$$

여기서 $X(l, K)$ 는 l 번째 송신 심볼의 k 번째 부반송파 신호를 나타내며, N 은 부반송파의 수이다. 전송 채널의 임펄스 응답을 $h(n)$ 이라 하며 수신 신호의 시간 영역 샘플 $r(n)$ 은

$$\begin{aligned} r(n) &= \sum_{i=0}^{L_h} h(i)x(n-i) + \eta(n) \\ &= x(n) \otimes h(n) + \eta(n) \end{aligned} \quad (2)$$

가 된다. 여기서 $h(n)$ 은 다중경로 채널의 임펄스 응답으로 길이는 L_h 이며, $\eta(n)$ 은 화이트 가우시안 부가 잡음(AWGN)을 나타낸다. \otimes 는 선형 컨볼루션을 의미한다.

수신된 신호에는 전송 채널의 주파수에 따른 감쇄와 지연 특성에 의해 ISI의 영향이 나타나며, 이를 방지하기 위해 송신기에서는 두 연속적인 심볼 사이에 보호 구간을 삽입한다. 이 보호구간은 ISI

를 흡수하기 위한 것으로, 이것은 수신단의 FFT전에 제거된다. 보호 구간은 각각의 변조된 심볼의 cyclic prefix로 하며, 그 길이는 채널 임펄스 응답 길이보다 크게 한다. Cyclic prefix로 인해 선형 컨볼루션이 circular 컨볼루션과 같이 작용하며, 시간 영역에서의 circular 컨볼루션은 주파수 영역에서 곱으로 된다. 따라서 식 (2)를 주파수 영역에서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R(l, k) = X(l, k)H(l, k) + \eta(l, k) \quad (3)$$

즉 FFT를 거친 OFDM 복조 신호는 송신 심볼과 채널의 주파수 응답과의 곱으로 주어짐을 알 수 있다. 여기서 $H(l, k)$ 는 채널의 주파수 응답으로, 채널 임펄스 응답의 FFT로 표현된다.

$$H(l, k) = \sum_{n=0}^{L_h} h(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (4)$$

III. 제한한 채널 추정 및 보상

OFDM 시스템에서는 각 부반송파에 대한 페이딩 왜곡을 한 텀의 채널 추정기로 보상할 수 있다. DVB-T 표준에서는 채널의 페이딩 왜곡을 보상하기 위해 분산 파일럿을 사용하고 있다^[4]. 그러므로 채널 추정은 분산 파일럿을 이용한 보간으로 간단히 이루어진다. 즉 DVB-T 신호 프레임 속에 삽입

된 분산 파일럿 부반송파에 대해 채널 주파수 응답을 추정하고, 보간에 의해 데이터 부반송파에 대해 채널의 주파수 응답을 계산한다. 그림 2에 분산 파일럿의 위치를 OFDM 심볼의 주파수 및 시간 축으로 나타냈다. 가로 방향이 OFDM 반송파를 나타내고, 세로 방향이 OFDM 심볼을 나타낸다. 여기서 분산 파일럿은 검은 점으로 표시된 것이다. 분산 파일럿은 다음 식으로 주어지는 k_p 번째 부반송파에 해당한다.

$$k_p = 12p \quad (5)$$

여기서 p 는 $k_p \in [K_{\min}; (K_{\max} \times \text{number of OFDM symbol})]$ 를 만족하는 음이 아닌 정수이며, 이때 $K_{\min} = 0$ 이고 $K_{\max} = 2047$ 이다.

분산 파일럿 부반송파의 채널 전송 특성은 식 (6)과 같이 분산 파일럿 신호 $X(l, k_p)$ 로 수신된 파일럿 신호 $R(l, k_p)$ 을 나눔으로써 추정할 수 있다.

$$\hat{H}(l, k_p) = \frac{R(l, k_p)}{X(l, k_p)} = \frac{X(l, k_p)H(l, k_p) + \eta(l, k_p)}{X(l, k_p)} \quad (6)$$

이렇게 추정된 $\hat{H}(l, k_p)$ 를 이용하여 주파수 축의 보간에 의해 데이터 부채널을 포함한 전체 채널

응답 $\hat{H}(l, k)$ 를 추정할 수 있다.

주파수 축으로의 보간은 가우시안 보간법을 적용하였다. 가우시안 보간법은 단일 반송파 변조에서 주로 이용되고 있으며, 간단히 구현할 수 있는 장점이 있다. 가우시안 보간은 2차로 하였으며, 전체 채널 추정 값은 다음 식으로 표현된다^[1].

$$\begin{aligned} \hat{H}(l, k) &= \Omega_{-1}\left(\frac{k}{P}\right)\hat{H}(l, k_{p-1}) \\ &+ \Omega_0\left(\frac{k}{P}\right)\hat{H}(l, k_p) + \Omega_1\left(\frac{k}{P}\right)\hat{H}(l, k_{p+1}) \\ \Omega_{-1}\left(\frac{k}{P}\right) &= \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{k}{P}\right)^2 - \frac{k}{P}\right\} \\ \Omega_0\left(\frac{k}{P}\right) &= 1 - \left(\frac{k}{P}\right)^2 \\ \Omega_1\left(\frac{k}{P}\right) &= \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{k}{P}\right)^2 + \frac{k}{P}\right\} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\hat{H}(l, k_{p-1})$, $\hat{H}(l, k_p)$, $\hat{H}(l, k_{p+1})$ 는 각각 l 번째 OFDM 심볼에서 k_{p-1} , k_p , k_{p+1} 번째 파일럿 신호에 대한 페이딩 왜곡이다. 그리고 P 는 파일럿 신호 간격이다.

이로써 추정된 전체 채널 응답을 이용하여 다음과 같이 수신된 OFDM 심볼의 진폭 및 위상을 보상할 수 있다.

$$\hat{X}(l, k) = \frac{R(l, k)}{\hat{H}(l, k)} \quad (8)$$

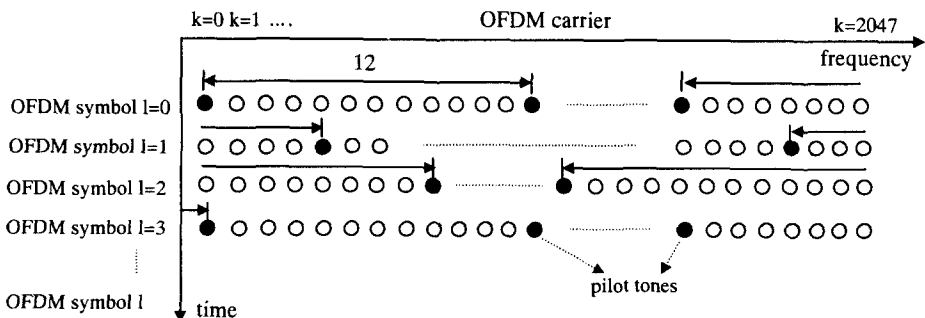


그림 2. OFDM 심볼의 시간, 주파수 축상에서 파일럿 신호 삽입

이러한 과정은 주파수 영역에서 각각의 데이터 부반송파 신호에 추정된 채널 주파수 응답의 역수로 주어지는 복소수의 탭 계수를 곱하는 주파수 영역 등화와 동일한 효과를 갖는다.

식 (7)에 의해 추정된 페이딩 왜곡치는 잡음에 의한 왜곡 성분이 포함되어 있다. 그러므로 데이터 부채널의 채널 추정 값도 잡음이 포함된 것이다. 이때 SNR이 충분히 크면 잡음에 의한 왜곡 성분 $\eta(l, k_p)/X(l, k_p)$ 은 무시할 수 있으므로 채널 추정은 비교적 정확하다. 그러나 SNR이 낮으면 잡음에 의한 왜곡 성분에 의해 채널 추정이 부정확하게 된다. 그러므로 이러한 잡음에 의한 왜곡 성분을 제거하기 위해 OFDM 심볼의 각 부채널의 채널 추정치를 시간 축으로 평균하는 알고리즘을 제안한다.

식 (7)에서 가우시안 보간에 의해 구한 채널 추정 값을 정리하면 다음과 같다.

$$\hat{H}(l, k) = H(l, k) + \hat{\eta}(l, k) \quad (9)$$

$H(l, k)$ 는 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 위치에서의 채널의 주파수 응답이 되고 $\eta(l, k)/X(l, k)$ 는 잡음에 의한 왜곡 성분을 나타낸다. 이때 잡음에 의한 왜곡 성분을 제거하기 위해 시간 축으로 평균을 취한다. 이러한 관계를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H'(l, k) &= \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{H}(l, k) \\ &= \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} (H(l, k) + \hat{\eta}(l, k)) \\ &= \frac{1}{L} (L \cdot H(l, k) + \sum_{l=1}^{L-1} \hat{\eta}(l, k)) \\ &= H(l, k) + \frac{1}{L} \left(\sum_{l=1}^{L-1} \hat{\eta}(l, k) \right) \quad (10) \end{aligned}$$

여기서 $H'(l, k)$ 는 시간 축으로 평균한 값으로 L 개 심볼을 평균한 채널 추정 치이다. 실제 구현 시 메모리 수를 줄이기 위해 이전 심볼에서 구한

채널 추정 값을 저장한다. 현재 채널 추정 값은 저장한 이전 심볼 추정 값과 평균한다. 그러므로 L 번째 심볼에서의 채널 추정치는 L 개의 채널 추정치가 평균된 것이다. 식 (10)에서 첫번째 항은 L 개 심볼을 평균한 채널의 주파수 응답이다. 이때 천천히 변하는 채널을 고려하므로 k 번째 부반송파 위치에서의 채널의 주파수 응답은 평균을 하는 동안은 상수라고 가정한다. 둘째 항은 잡음에 의한 왜곡 성분으로서 L 개 심볼을 평균한 것이다. 여기서 $\hat{\eta}(l, k)$ 는 파일럿 신호의 잡음에 의한 왜곡 성분 $\eta(l, k_p)/X(l, k_p)$ 으로 가우시안 보간을 한 결과 발생하는 잡음 오차 성분이다. 따라서 이 항은 L 이 충분히 크면 거의 0에 근접한다. $L+1$ 번째 심볼의 채널 추정 값을 얻기 위해 L 번째 심볼의 채널 추정 값, $H'(l, k)$ 를 버퍼에 저장한다. 이렇게 최종적으로 구한 페이딩 왜곡 값으로 수신된 심볼 $R(l, k)$ 을 나누어서 페이딩 왜곡을 보상한다.

$$X'(l, k) = \frac{R(l, k)}{H'(l, k)} \quad (11)$$

그림 3은 제안한 페이딩 추정 및 보상부에 대한 구조이다. 수신 심볼중 파일럿 신호 $R(l, k_p)$ 은 파일럿 신호의 페이딩 추정부로 입력되고 여기에서 파일럿 신호가 페이딩을 통과하면서 겪은 페이딩 왜곡을 추정한다. 이 추정치는 가우시안 보간부에서 데이터 신호가 받은 페이딩 왜곡을 추정하는데 사용된다. 이렇게 추정된 페이딩 왜곡값을 제안한 방식에 의해 이전 OFDM 심볼의 페이딩 왜곡 값과 평균한다. 시간 평균 블록은 먼저 가우시안 보간에 의해 추정된 채널 주파수 응답을 현재 OFDM 심볼 개수 (L)로 나눈다. 그리고 이전 OFDM 심볼의 채널 추정값은 $l-1/l$ 로 나눈 후 앞서 처리한 값과 합한다. 이렇게 함으로써 채널 추정값이 평균이 된다. 식 (11)과 같이 시간 평균된 페이딩 왜곡 값으로 수신된 심볼 $R(l, k)$ 을 나누어서 페이딩

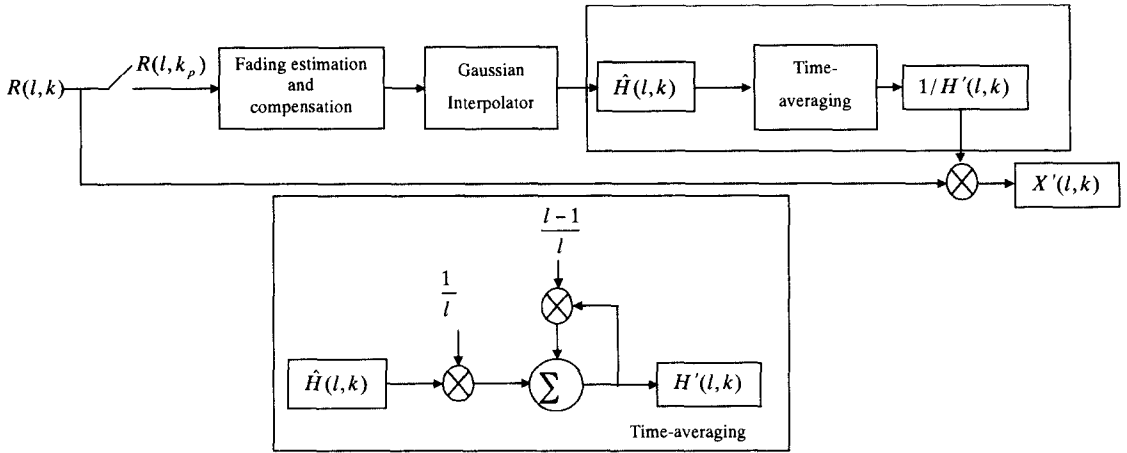


그림 3. 제안한 페이딩 추정 및 보상부의 구조

왜곡을 보상한다.

제안한 방식은 기존의 보간 방식에 간단히 적용할 수 있다. 이 방식의 가장 큰 장점은 시간 축으로 평균을 함으로써 OFDM 심볼 개수 만큼 평균이 되는 효과가 있다. 이러한 효과에 의해서 잡음에 의한 왜곡 성분이 거의 0에 근접한다.

IV. 컴퓨터 모의 실험

제안한 채널 추정 알고리즘의 성능을 보기 위해 유럽의 8MHz OFDM DVB-T 시스템의 2k 모드에서 심볼 오류(symbol error rate : SER) 성능을 모의 실험을 통해 평가하였다. 모의 실험에 적용된 OFDM 시스템의 파라미터는 유효 심볼 지속 시간이 224 μs, 보호구간은 유효 심볼 지속 시간의 1/32로써 7 μs, 부반송파 변조는 QPSK, 16QAM 그리고 64QAM을 적용하였다. 부채널의 수는 2048개이다.

전송 채널로는 DVB-T 표준에서 제시한 채널 모델을 적용하였으며, 이 채널은 다중 경로 에코의 수가 20, 에코의 최대 지연 시간은 5.422 μs이다^[4]. 채널의 임펄스 응답 $h(n)$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L_h} h_l \delta(n - \tau_l) e^{-j\theta_l} \quad (12)$$

여기서 l 은 전파 경로를 나타내며, 직접파는 $l=0$ 일 때이다. $L_h - 1$ 는 간접파의 갯수이다. $1 \leq l \leq L_h$ 에 대해서 h_l 는 진폭 감쇄를 나타내고, θ_l 은 위상 천이, τ_l 는 l 번째 간접파의 시간 지연을 나타낸다.

수신 신호의 시간 영역 샘플은 직접파와 다중 간접파의 합으로 구성되며 다음과 같이 표현된다.

$$r(n) = \frac{h_0 x(n) + \sum_{i=1}^L h_i e^{-j\theta_i} x(n - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^L h_i^2}} + n(n) \quad (13)$$

여기서 L 은 위의 L_h 와 같다. 직접파 대 간접파 경로의 전력 비인 라이시안 계수 K 는 10 dB로 하였다. 이때 K 는 다음 식으로 표현된다.

$$K = \frac{h_0^2}{\sum_{i=1}^L h_i^2} \quad (14)$$

따라서 h_0 는 다음과 같이 계산된다.

$$h_0 = \sqrt{10 \sum_{i=1}^L h_i^2} \quad (15)$$

표 1. 채널의 감쇄, 지연, 위상

Table 1. Attenuation, phase and delay values for channels.

l	h_l	τ_l	θ_l
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.864470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.935570	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628578
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.664773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

h_l , θ_l 및 τ_l 는 표 1과 같다. 여기서 h_l 는 채널의 감쇄, θ_l 는 위상 변화 그리고 τ_l 는 채널의 지연을 나타낸다.

먼저 채널 추정 성능을 비교하기 위한 기준으로서 수신기에서 채널 상태를 알고 있을 때의 이상적인 성능을 평가하였다. 모의 실험에서는 파일럿을 이용한 가우시안 보간에 의한 채널 추정 및 보상에 대한 성능 곡선을 얻었다. 또한 가우시안 보간에서 구한 페이딩 왜곡치를 저역 통과 필터^[5]

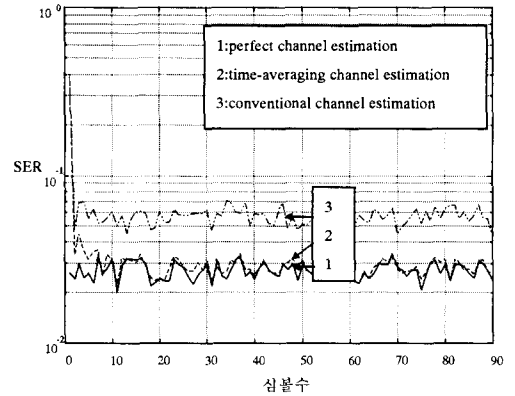


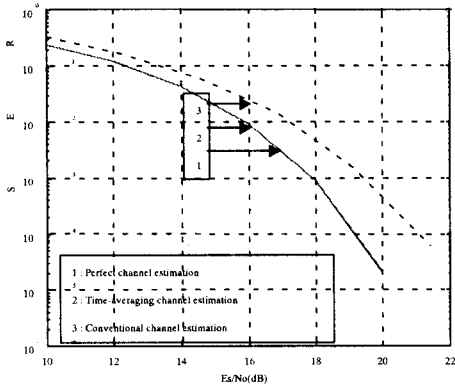
그림 4. 라이시안 채널에서 채널 추정기의 성능 (16QAM, SNR = 16dB)

Fig. 4. The performance of channel estimation in Rician channel.

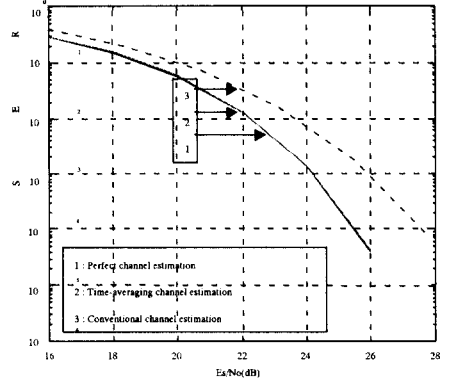
에 적용시 성능 곡선을 구하였다. 이러한 기존의 채널 추정 방식에 대해 제안하는 방식의 성능을 비교 분석하였다.

그림 4는 라이시안 채널에서 채널 추정기의 SER 성능으로서 제안한 채널 추정 알고리즘의 효과를 나타낸 것이다. 1번은 완벽한 채널 추정 및 보상에 의한 성능, 2번은 제안한 채널 추정 및 보상에 의한 성능, 3번은 기존의 방법인 가우시안 보간에 의한 채널 추정 및 보상에 의한 성능이다. 이 그림에서 알 수 있는 것은 제안한 방식이 OFDM 심볼 10개 정도가 되면 SER 성능이 수렴한다는 것이다. 즉 채널 추정시 잡음에 의한 왜곡 성분이 시간 축으로 10개 심볼 정도 평균함으로써 거의 제거되어진다.

그림 5는 가우시안 채널에서 각 변조 방식에 대한 채널 추정 및 보상 성능 곡선이다. SER이 10^{-4} 일 때 성능을 비교하였다. 제안한 방식과 완벽한 채널 추정 경우와의 성능 차이는 16 QAM 그리고 64 QAM에서 거의 없다. 그리고 가우시안 보간 방식에 대한 제안한 알고리즘의 이득은 16 QAM 그리고 64 QAM에서 각각 약 1.6 dB, 2 dB이다.



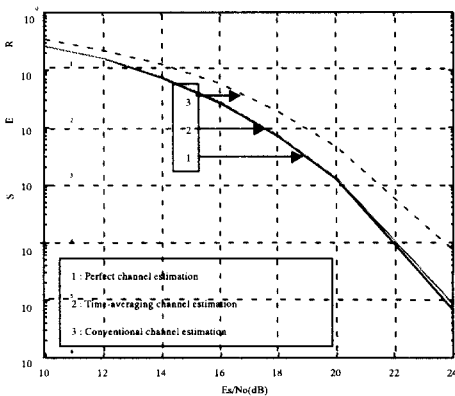
(a) 16QAM



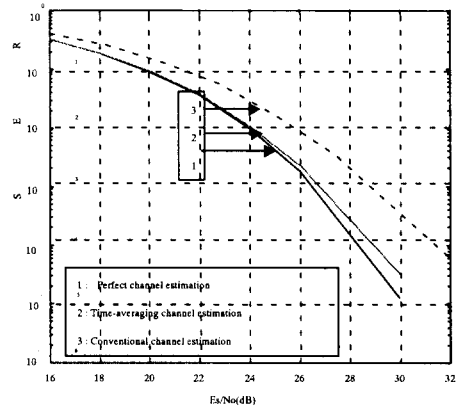
(b) 64QAM

그림 5. 가우시안 채널에서 SER 성능 비교

Fig. 5. SER vs Es/No for the Gaussian channel.



(a) 16QAM



(b) 64QAM

그림 6. 라이시안 채널에서 SER 성능 비교

Fig. 6. SER vs Es/No for the Rician channel.

그림 6은 라이시안 채널에서 각 변조 방식에 대한 채널 추정 및 보상 성능 곡선이다. 그림 6과 마찬가지로 SER이 10^{-4} 일 때 성능을 비교하였다. 제안한 방식과 완벽한 채널 보상의 경우와의 성능 차이는 16 QAM 그리고 64 QAM에서 각각 약 0.07 dB, 0.6 dB이다. 그리고 가우시안 보간 방식에 대한 제안한 알고리즘의 이득은 16 QAM 그리고 64 QAM에서 약 1.7 dB, 1.9 dB이다.

V. 결론

OFDM을 적용한 디지털 지상파 방송에 대한 파 일롯 기반 시간 평균 채널 추정기를 제안하였다. 제안한 방식에서는 주파수 영역에서 가우시안 보간을 사용하며 잡음에 의한 왜곡을 제거하기 위해 시간 축으로 평균하는 방식을 적용하였다. 모의실

협에서는 이 방식의 성능을 가우시안 보간만을 적용한 경우 그리고 저역 통과 필터를 적용한 경우에 대해 평가를 하였다. 가우시안 잡음 채널과 라이시안 채널 모델에 대한 모의실험 결과, 제안한 채널 추정 방식은 잡음에 의한 왜곡 성분을 제거함으로써 수신기가 채널 상태를 알고 있다고 가정한 경우와 비슷한 성능을 나타냈다. 구현 측면을 살펴보면, 제안한 방식은 이전 OFDM 심볼에 대한 채널 추정 값을 메모리에 저장하면 되므로 간단히 구현할 수 있는 장점이 있다.

참 고 문 헌

[1] J. K. Cavers, "An Analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-40, pp. 686~693, Nov. 1992.
 [2] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio

communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-42, pp. 137~147, May 1993.

[3] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.* vol. COM-19, no. 5, pp. 628~634. October 1971.
 [4] *Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services: Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*, Draft prETS 300 744, European Telecommunication Standard Institute, March 1996.
 [5] A. Chini, Y. Wu, M. El-Tanany, S. Mahmoud and B. Caron, "A filtered decision feedback channel estimator for OFDM-based digital ATV terrestrial broadcasting," *Proc. Of the Intl. Workshop on HDTV*, Taipei, pp. 3A-32~3A-39, Nov. 1995.

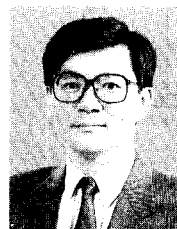
문 재 경



무선 전송

1991년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 3월~현재: 한국전자통신연구원 연구원
 [주 관심분야] 디지털 통신 시스템,

박 재 홍



연구소 연구원

1978년 2월: 서울대학교 공업교육과 (공학사)
 1980년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
 1979년 10월~1985년 6월: 국방과학연구소 연구원
 1985년 7월~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원 방송기술부장
 [주 관심분야] 이동통신, 위성통신 및 전파방송 등

오 길 남

1982년 2월: 경희대학교 전자공학과(공학사)
 1984년 2월: 경희대학교 전자공학과(공학석사)
 1996년 2월: 경희대학교 전자공학과(공학박사)
 1984년 3월~현재: 한국전자통신연구원 지상파방송방식 개발팀장
 [주 관심분야] 디지털 통신 및 신호처리

하 영 호

1976년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1978년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1985년 2월: Univ. of Texas at Austin(공학박사)
 1986년~현재: 경북대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 영상신호처리, 컴퓨터비전, 디지털 신호처리 등

김 수 중

1962년 2월: 인하대학교 전자공학과(공학사)

1966년 2월: 인하대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1979년 2월: 인하대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1984년~현재: 경북대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 광 메모리 시스템, 자동 표적 인식의 광학적 구현 등