

논문 2006-43TC-3-7

시변 주파수 선택적 채널에서 OFDM 시스템을 위한 Curve-Fitting 채널추정 방법

(A Curve-Fitting Channel Estimation Method for OFDM System in a
Time-Varying Frequency-Selective Channel)

오 성 근*, 남 기 호**

(Seong Keun Oh and Kiho Nam)

요 약

본 논문에서는 시변 주파수 선택적 페이딩 채널에서 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템을 위한 curve-fitting 채널추정 방법을 제안한다. 제안된 방법은 시간영역 및 주파수영역에서 1차원 curve-fitting을 통하여 smoothing과 interpolation을 순차적으로 수행함으로써 채널추정 정확도를 크게 개선할 수 있다. 먼저, 파일럿 심벌들을 사용하여 LS (least-square) 추정치를 구하고, 이를 바탕으로 파일럿 밀도가 상대적으로 높은 영역을 선택하여 최소자승오차 기준에 따라 적절한 차수의 다항식으로 1차원 curve-fitting을 수행한다. 다음으로, 이 다항식을 이용하여 주어진 범위 내에 존재하는 LS 추정치들을 smoothing하고, interpolation 또는 prediction을 통하여 데이터 전송을 위하여 필요한 채널추정치들을 구한다. 이어서, 선택된 영역에서 얻어진 채널추정치들을 나머지 영역에서 또 다른 다항식을 사용하여 동일한 과정으로 1차원 curve-fitting을 통하여 smoothing과 interpolation을 수행함으로써 시간영역 및 주파수영역에서의 채널추정을 완료한다. 모의실험을 통하여 다양한 채널환경에서 MSE (mean square error) 및 BER (bit error rate) 성능을 분석한 결과, 제안된 방법이 기존의 채널추정 방법들에 비하여 월등히 우수하며, 최적의 Wiener 필터링 방법보다도 우수함을 보였다.

Abstract

In this paper, a curve-fitting channel estimation method is proposed for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system in a time-varying frequency-selective fading channel. The method can greatly improve channel state information (CSI) estimation accuracy by performing smoothing and interpolation through consecutive curve-fitting processes in both time domain and frequency domain. It first evaluates least-squares (LS) estimates using pilot symbols and then the estimates are approximated to a polynomial with proper degree in the LS error sense, starting from one preferred domain in which pilots are densely distributed. Smoothing, interpolation, and prediction are performed subsequently to obtain CSI estimates for data transmission. The channel estimation processes are completed by smoothing and interpolating CSI estimates in the other domain once again using the channel estimates obtained in one domain. The performance of proposed method is influenced heavily on the time variation and frequency selectivity of channel and pilot arrangement. Hence, a proper degree of polynomial and an optimum approximation interval according to various system and channel conditions are required for curve-fitting. From extensive simulation results in various channel environments, we see that the proposed method performs better than the conventional methods including the optimal Wiener filtering method, in terms of the mean square error (MSE) and bit error rate (BER).

Keywords : OFDM, Channel Estimation, Curve-Fitting, Time-Varying Frequency Selective Channel

* 정회원, 아주대학교 전자공학부
(School of Electrical & Computer Engineering, Ajou University)

** 정회원, LG전자
(LG Electronics)

※ 본 연구는 과학재단 특정기초연구 (R01-2003-000 -10724-0) 사업과 국가지정연구실 사업의 연구지원으로 수행되었음.

접수일자: 2006년1월31일, 수정완료일: 2006년3월14일

I. 서 론

광대역 무선전송에서는 다중경로 전파에 따른 신호의 지연확산으로 주파수 선택적 페이딩이나 인접 심벌 간 간섭 (ISI: Inter-symbol interference)을 받게 된다^[1]. 이러한 지연확산의 영향은 전송률이 높아짐에 따라 더욱 심하게 지며 채널등화기의 복잡도 증가뿐만 아니라 성능저하의 주요인으로 작용한다^[2]. 또한, 이동통신 환경에서는 단말기의 이동이나 주변 물체들의 이동에 따른 도플러 현상이 시스템 성능저하를 초래한다^{[1],[3-4]}.

OFDM 전송방식에서는 주어진 주파수 대역을 주파수 영역에서 중첩된 상호 직교하는 다수의 협대역 부반송파 채널들로 분할하고, 이 채널들을 이용하여 데이터를 병렬로 전송한다. 이 경우, 협대역 부반송파 대역폭은 대역폭 내에서 페이딩이 균일하도록 결정된다. 이를 통하여, 수신기에서는 주파수 선택적인 채널에서도 부채널별로 간단한 단일 탭 등화기를 사용하여 등화함으로써 주파수 선택적 페이딩을 효율적으로 극복할 수 있다^{[2],[4]}. 또한, 최대지연확산 크기보다 긴 보호구간을 순환접두부의 형태로 삽입하여 전송함으로써 지연확산에 의한 ISI와 ICI (inter-carrier interference)를 동시에 극복할 수 있다. 그러나, 도플러 현상 때문에 발생하는 ICI는 채널의 시간변화를 정확히 추정함으로써 어느 정도 극복이 가능하나 채널추정이 불완전한 경우에는 오차마루(error floor)의 원인이 된다^[2-6].

OFDM 시스템의 성능은 채널등화 방법과 CSI (channel state information) 정확도에 따라 크게 영향을 받는다^[7-8]. 따라서, 수신기에서의 정확한 채널추정은 만족스러운 시스템 성능을 얻기 위한 필수 구현요소이다. 채널추정을 위해서는 파일럿을 사용하는 것이 일반적이며^{[2],[6-11]}, 파일럿을 사용하여 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 대표적인 방법으로는 선형 interpolation, Gaussian interpolation, cubic-spline interpolation, Wiener filtering 방법 등이 있다^[7-11]. 그들 중에서 선형 interpolation과 Gaussian second interpolation은 계산이 단순하지만 채널특성의 변화정도가 높아짐에 따라 성능이 급격히 저하된다^[7-8]. Cubic-spline interpolation 방법은 채널변화에는 상대적으로 잘 적응하는 방법으로서 성능 면에서 최적의 Wiener filtering 방법에는 미치지 못하나, 복잡도 면에서는 Wiener filtering 방법 보다 매우 낮아 많이 이용되고 있다^[7]. 최적의 방식인 시간영역 및 주파수영역에서의 2-D (two-dimensional) Wiener filtering 방법은 가장 우수한 성능을 제공하지

만, 복잡도가 높고 수신기에서 신호 대 간섭 성분의 전력비와 CIR (channel impulse response)의 상관행렬을 알아야 하는 단점이 있다. 2-D Wiener filtering 대신 영역별로 순차적인 1-D Wiener filtering을 수행함으로써 복잡도를 많이 줄일 수 있지만, 1-D Wiener filtering 자체의 복잡도도 여전히 높아 구현이 어려운 상태이다^[11].

본 논문에서는 시변 주파수 선택적 페이딩 채널에서 OFDM 시스템을 위한 curve-fitting 채널추정 방법을 제안한다. 제안된 방법은 시간영역 및 주파수영역에서 1차원 curve-fitting을 통하여 smoothing과 interpolation을 순차적으로 수행한다. 먼저, 파일럿 심벌들에 해당하는 LS 추정치들을 구하고, 이를 바탕으로 파일럿 밀도가 상대적으로 높은 영역을 선택하여 최소자승오차 기준에 따라 적절한 차수의 다항식으로 1차원 curve-fitting을 수행하여 smoothing과 interpolation 또는 prediction을 통하여 데이터 전송을 위하여 필요한 채널추정치들을 구한다. 다음으로, 선택된 영역에서 얻어진 채널추정치들을 나머지 영역에서 또 다른 다항식을 사용하여 동일한 과정으로 1차원 curve-fitting을 통하여 smoothing과 interpolation을 수행함으로써 시간영역 및 주파수영역에서의 채널추정을 완료한다. 이 경우, 다항식 근사화 구간은 다항식 차수, CSI의 시간변화 및 주파수 선택성, 파일럿 구성, 잡음전력 등을 고려하여 결정된다.

본 논문에서는 comb-형 파일럿 구조를 고려하고 있으며, 따라서 파일럿 분포가 연속적인 시간영역에서 먼저 3차 다항식으로 curve-fitting을 통하여 smoothing을 수행하고, 이 결과를 이용하여 주파수영역에서도 동일한 과정으로 3차 다항식을 사용하여 smoothing과 interpolation 또는 prediction을 수행하여 채널추정을 완료한다. 제안된 curve-fitting 개념은 임의의 파일럿 구조에서도 조그마한 수정을 통하여 사용할 수 있다. 모의실험은 COST-207 채널^[15] 환경에서 MSE 및 BER 성능을 분석함으로써 이루어졌으며, 채널추정 성능의 효과를 보기 위하여 QPSK 뿐만아니라 16-QAM 등의 고차변조 신호도 사용한다.

II. OFDM 시스템 및 파일럿 구조

본 절에서는 OFDM 시스템의 송수신기 구조와 신호들을 기술하고, 대표적인 파일럿 구조들을 기술한다.

1. OFDM 시스템 및 신호 모델

그림 1은 시변 주파수 선택적 채널에서 채널추정을 위한 파일럿 삽입과 채널추정 블록들을 포함하는 OFDM 시스템의 송수신기 구조를 나타낸다. 송신기에서 2진 데이터는 전송심벌로 변조되어, 직병렬 변환기를 통하여 각각의 부반송파 채널에 할당된다. 이때, 파일럿 삽입 블록을 통하여 전체 부반송파 채널들 중에서 일정 부분은 수신부에 미리 알려진 파일럿으로 채워진다. 파일럿의 구조는 다음 절에서 언급할 것이다.

하나의 OFDM 심벌에 해당하는 파일럿을 포함한 정보심벌들은 $\{X(k), 0 \leq k \leq N-1\}$, IFFT (inverse fast Fourier transform) 변환을 통하여 다음과 같은 시간영역 OFDM 신호 $x(n)$ 로 변환된다.

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

여기서, N 은 전체 부반송파 채널의 개수를 나타낸다. 일반적으로 시간영역 OFDM 신호는 지연확산에 의한 ISI 및 ICI를 극복하기 위하여 시간영역에서 순환접두부를 삽입하지만, 본 논문에서는 단순화를 위하여 순환접두부 삽입과 제거 블록들을 나타내지 않는다.

다음으로, 송신단에서 전송된 OFDM 신호는 시변 주파수 선택적 채널을 통과하고 잡음성분이 더해져서 수신된다. 따라서, 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y(n) = \sum_{\alpha=1}^M h_{\alpha}(n)x(n-\tau_{\alpha}) + w(n) \quad (2)$$

여기서, M 은 다중경로의 개수를 나타내며, τ_{α} 는 α -

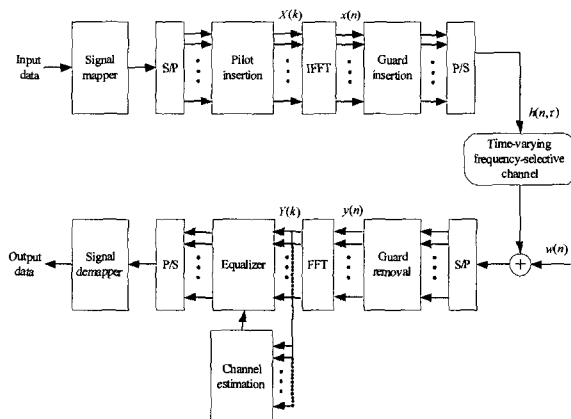


그림 1. 채널추정을 위한 파일럿 삽입을 포함하는 OFDM 시스템의 송수신기 구조
Fig. 1. A Block Diagram of an OFDM System Including Pilot Insertion Block for Channel Estimation.

번째 경로의 지연시간으로 샘플링 주기(T_s)로 정규화된 값이다. $w(n)$ 는 AWGN (additive white Gaussian noise) 이다. 시변 주파수 선택적 채널에서의 임펄스응답 $h(n, \tau)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$y(n) = \sum_{\alpha=1}^M h_{\alpha}(n)\delta(\tau-\tau_{\alpha}), \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (3)$$

여기서, $\delta(\cdot)$ 는 Dirac delta 함수이다.

수신된 OFDM 신호 $y(n)$ 는 FFT 변환을 통하여 다음과 같은 주파수영역 신호로 표현된다^[4].

$$\begin{aligned} Y(k) &= \sum_{g=0}^{N-1} \sum_{\alpha=1}^M X(g)H_{\alpha}(k-g)e^{-j2\pi\tau_{\alpha}g/N} + W(k) \\ &= X(k) \left[\sum_{\alpha=1}^M H_{\alpha}(0)e^{-j2\pi\tau_{\alpha}k/N} \right] \\ &+ \sum_{g \neq k}^{N-1} \sum_{\alpha=1}^M X(g)H_{\alpha}(k-g)e^{-j2\pi\tau_{\alpha}g/N} + W(k) \\ &= X(k)H(k) + I(k) + W(k), \quad 0 \leq k \leq N-1. \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $W(k)$ 는 $w(n)$ 의 FFT 변환을 나타내며, $H_{\alpha}(k)$ 은 채널 임펄스응답 $h_{\alpha}(n)$ 의 FFT 변환으로 다음과 같다.

$$H_{\alpha}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{\alpha}(n)e^{-j2\pi nk/N}. \quad (5)$$

여기서, $H(k)$ 는 k -번째 부반송파 채널의 전송심벌에 곱해지는 채널의 주파수 특성이며, 유효 OFDM 심벌주기에 해당하는 CIR의 각 다중경로별 평균값을 FFT 변환한 값을 나타낸다. 만약, 유효 OFDM 심벌주기 동안 CIR이 시간에 따라 선형적이라고 가정하면, $n = N/2$ 에 해당하는 CIR을 FFT 변환한 값과 같다. $I(k)$ 는 도플러에 따른 CIR의 시간적인 변화로 인하여 발생하는 ICI 성분으로 OFDM 시스템의 성능을 저하시키는 요인이다^[3]. 만약 한 OFDM 심벌주기 동안 채널의 변화를 무시할 수 있다면, 식 (4)에서의 ICI 성분은 발생하지 않는다^[3-6].

본 논문에서는 식 (4)에서와 같은 도플러에 의한 ICI가 존재하는 경우에 파일럿 위치에서 하나의 OFDM 심벌구간을 대표하는 주파수영역 채널 $H(k)$ 을 추정한다.

2. 파일럿 구조

OFDM 시스템의 채널추정을 위한 파일럿 구조는 다양하게 설정할 수 있다. 대표적인 구조로는 파일럿 신호를 일정한 부반송파 간격으로 매 OFDM 심벌마다 삽입하는 comb-형^[8-9], 전체 부반송파를 파일럿으로 하는 파일럿 OFDM 심벌을 일정한 시간 간격으로 삽입하는 block-형^[8-9], 일정한 시간 간격과 주파수 간격으로 배

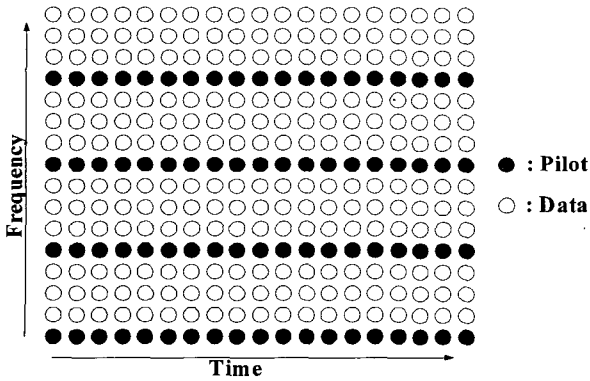


그림 2. Comb-형 파일럿 구조
Fig. 2. Comb-Type Pilot Structure.

치되어 파일럿이 격자모양을 이루는 rectangular-형 등이 있다^[17].

그림 2는 여러 가지 파일럿 구조들 중에서 본 연구에서 고려하고 있는 comb-형 파일럿 구조를 나타낸다. 이 구조에서는 매 OFDM 심벌마다 N_p 개의 파일럿을 그림 2에서와 같이 일정한 간격 ($L = N/N_p$)으로 삽입한다. 이때, N 개의 모든 부반송파들은 L 개의 연속적인 부반송파 그룹으로 나누어지며, 각 그룹의 첫 번째 부반송파에 파일럿이 삽입된다. 따라서, 매 OFDM 심벌의 k -번째 부반송파의 전송신호는 다음과 같이 표현된다.

$$X(k) = X(mL+l) = \begin{cases} X_p(m), & l=0, m=0,1,\dots,N_p-1 \\ \text{information data}, & l=1,2,\dots,L-1 \end{cases} \quad (6)$$

여기서, $X_p(m)$ 는 주파수영역에서의 m -번째 파일럿 신호를 나타낸다.

III. 채널추정 방법

채널추정을 위하여 파일럿을 사용하는 경우, 채널추정은 2단계로 이루어진다. 파일럿을 포함하는 부반송파들에서의 LS 추정치를 먼저 구하고, 이들을 이용하여 데이터 전송을 위한 부반송파들에서의 채널상태정보를 추정한다.

1. LS 채널추정

파일럿을 포함하는 부반송파들에서 수신된 신호벡터를 다음과 같이 정의한다.

$$Y_p = [Y_p(0) Y_p(1) \dots Y_p(N_p-1)]^T. \quad (7)$$

여기서, $Y_p(i)$ 는 $(i+1)$ -번째 파일럿에 해당하는 파일럿을 포함하는 수신신호이다. 또한, 수신된 신호벡터

는 다음과 같이 분해하여 표현할 수 있다.

$$Y_p = X_p \cdot Y_p + I_p + W_p \quad (8)$$

여기서, $X_p = \text{diag}\{X_p(0), X_p(1), \dots, X_p(N_p-1)\}$ 이며, 전송된 N_p 개의 파일럿 심벌들을 나타낸다.

수신된 파일럿 신호들을 사용한 파일럿 위치에서의 LS 추정치 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$\begin{aligned} \hat{H}_{p,LS} &= [\hat{H}_{p,LS}(0), \hat{H}_{p,LS}(1), \dots, \hat{H}_{p,LS}(N_p-1)]^T \\ &= X_p^{-1} Y_p \\ &= \left[\frac{Y_p(0)}{X_p(0)}, \frac{Y_p(1)}{X_p(1)}, \dots, \frac{Y_p(N_p-1)}{X_p(N_p-1)} \right]^T. \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, $\hat{H}_{p,LS}$ 는 도플러에 의한 ICI 성분과 가우시안 잡음의 영향을 포함하는 \hat{H}_p 의 LS추정치이다.

다음 절들에서는 본 절에서 구한 파일럿 신호들을 사용한 LS 추정치를 바탕으로 실제로 데이터를 전송하는 부반송파 채널들에서의 채널을 추정하는 대표적인 방법들을 간략히 기술한다.

2. 선형 interpolation 채널추정

이 방법은 두 개의 인접한 파일럿 사이에 위치하는 부반송파들, 즉 부반송파 위치가 $\{mL < k < (m+1)L\}$ 범위에 해당하는 부반송파 채널들에 대한 채널상태정보 값들을 구하기 위하여 두 개의 인접한 파일럿 위치에서의 LS 추정치들을 선형으로 interpolation하는 방법이다. 이 경우, 선형 interpolation은 다음과 같이 이루어진다.

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL+l) \\ &= \left(1 - \frac{l}{L}\right) \hat{H}_{p,LS}(m) + \frac{l}{L} \hat{H}_{p,LS}(m+1), 0 \leq l < L. \end{aligned} \quad (10)$$

3. Gaussian interpolation 채널추정

이 방법은 Gaussian n -차 다항식 추정이라고도 불리며, $(n+1)$ 개의 파일럿 신호들을 사용하여 m -번째 파일럿과 $-1 \leq l/L \leq 1$ 범위에 있는 부반송파들에 대한 채널상태정보 값들을 추정하게 된다. 예를 들어 Gaussian 2차 interpolation을 사용하여 k -번째 부반송파에 해당하는 CSI 값을 얻을 때, 3개의 파일럿 신호를 사용하여 다음과 같이 얻을 수 있다^[12].

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL+l) \\ &= C_{-1}\left(\frac{1}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m-1) + C_0\left(\frac{l}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m) \\ &\quad + C_1\left(\frac{1}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m+1). \end{aligned} \quad (11)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL+l) \\ &= C_{-1}\left(\frac{1}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m-1) + C_0\left(\frac{l}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m) \\ &\quad + C_1\left(\frac{1}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m+1). \end{aligned}$$

은 3개의 파일럿 신호에 대한 가중치들이다.

4. Cubic-spline interpolation 채널추정

각 부반송파에 해당하는 채널 전달함수는 3차 다항식으로 근사화 된다. 채널추정은 4개의 인접한 파일럿 신호와 그 것들의 2차 미분에 의한 계수로 이루어진다. 각 부반송파에 해당하는 채널상태정보 추정치는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL+l) \\ &= A\left(\frac{l}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m) + B\left(\frac{l}{L}\right)\hat{H}_{p,LS}(m+1) \\ &\quad + C\left(\frac{l}{L}\right)z(m) + D\left(\frac{l}{L}\right)z(m+1). \end{aligned} \quad (12)$$

여기에, $A(l/L), B(l/L), C(l/L)$ 과 $D(l/L)$ 는 l/L 에 의해 결정되는 계수이며, $z(m) = \hat{H}_{p,LS}''(m)$ 은 m -번째 채널 전달함수의 2차 미분이다. 만약 N_p 개의 파일럿 신호가 사용된다면, 모든 2차 미분은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{V} \quad (13)$$

여기서, $\mathbf{Z} = [z(m - (N_p/2) + 1), \dots, z(m), \dots, z(m - (N_p/2))]$ 이고, \mathbf{X} 와 \mathbf{V} 는 각각 2차 미분의 분자와 분모 행렬이다.

5. Wiener filtering 채널추정

Wiener 필터는 입력신호와 출력신호의 MSE를 최소화하는 필터로 알려져 있으며, 따라서 MMSE (minimum mean square error) 필터라고도 불린다. 각 OFDM 심벌에서의 주파수영역 전달함수 $H(k, i)$ 는 WSS (wide-sense stationary) 특성을 갖는다고 가정한다. 여기서, i 는 순차적인 OFDM 심벌을 나타내는 변수이며, $0 \leq i \leq I-1$ 의 범위를 갖는다. 이 때 2-D Wiener 필터에 의해 추정된 채널추정치는 다음과 같이

표현할 수 있다^[11].

$$\hat{H}(k, i) = \sum_{\{k_p, i_p\} \in P} w(k, i; k_p, i_p) \hat{H}_{p,LS}(k_p, i_p). \quad (14)$$

k_p 와 i_p 는 파일럿이 있는 부반송파 주파수와 OFDM 심벌을 나타낸다. 이때 최적의 필터 계수 $w_0(k, i)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[11].

$$w_0(k, i) = \Phi^{-1} \theta(k, i) \quad (15)$$

여기서, Φ 는 파일럿 심벌에 해당하는 채널상태정보 추정치의 $N_{tap} \times N_{tap}$ 자기공분산 행렬이며, θ 은 파일럿 심벌에 해당하는 CSI 추정치와 추정하고자 하는 채널의 $N_{tap} \times 1$ 교차공분산 벡터이다. N_{tap} 은 필터계수의 개수이다. Φ 과 θ 는 다음과 같이 정의된다^[11].

$$\Phi(k_p - k'_p, i_p - i'_p) = E[\hat{H}_{p,LS}(k_p, i_p) \hat{H}_{p,LS}^*(k'_p, i'_p)] \quad (16)$$

$$\theta(k - k'_p, i - i'_p) = E[H(k, i) \hat{H}_{p,LS}^*(k'_p, i'_p)] \quad (17)$$

$E[\cdot]$ 은 기대치를 나타낸다.

Φ 과 θ 를 구하기 위해서는 채널의 시간과 주파수에 따른 correlation을 알아야 한다. 이를 위하여 본 논문에서는 다음과 같은 가정을 한다. 시변 주파수 선택적 채널의 다중경로별 Rayleigh 페이딩은 서로 독립이며, 다중경로의 평균전력은 지수적으로 감소하고 모든 경로의 전력의 합이 1이 되도록 정규화 된다(즉, $\sum_{\alpha=1}^M \sigma_{\alpha}^2 = 1$).

또한, 각 다중경로를 구성하는 경로들의 산란각은 $[0, 2\pi)$ 사이에서 균일분포를 갖는다고 가정한다. 이 경우, 채널의 주파수와 시간에 대한 correlation 특성은 다음과 같이 주어진다^[14-15].

$$R_H(k, i) = R_f(k) R_t(i), \quad (18)$$

$$R_f(k) = r_f(k\Delta f) = \sum_{\alpha=1}^M \sigma_{\alpha}^2 \exp(-j2\pi k\Delta f T_s \tau_{\alpha}), \quad (19)$$

$$R_t(i) = r_t(iT) = J_0(2\pi f_{d,max} iT). \quad (20)$$

여기서, Δf 는 부반송파의 대역폭, σ_{α}^2 은 α -번째 다중경로의 평균 전력, $J_0(\cdot)$ 는 제1종 0차 Bessel 함수, $f_{d,max}$ 는 최대 도플러 주파수, T 는 보호구간을 포함하는 1개의 OFDM 심벌 주기를 나타낸다.

Wiener 필터에 의한 채널추정은 수식 (15)에 의해서 구해진 최적의 필터 계수를 사용하여 수식 (14)를 다음

과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{H}(k, i) = \mathbf{w}^T(k, i) \mathbf{r}. \quad (21)$$

여기서, 벡터 \mathbf{r} 은 수식 (9)에 의해서 얻어진 채널정보 중 N_{tap} 개의 파일럿 위치에서의 채널추정치 벡터이다.

1-D Wiener 필터는 앞에서 기술된 2-D의 경우 시간이나 주파수영역 중 한 영역으로만 적용하면 간단하게 1-D Wiener 필터를 구현할 수 있다. 우선 시간영역 혹은 주파수영역으로 파일럿에 의한 채널정보를 필터링한 후 주파수영역 혹은 시간영역으로 한 번 더 필터링을 수행하여 채널추정을 할 수 있다. 1-D Wiener 필터와 2-D Wiener 필터의 성능 차이는 같은 탭 수를 갖는 경우에 2-D Wiener 필터가 좀 더 좋은 성능을 보이지만 복잡도는 매우 높다^[11].

IV. Curve-fitting 채널추정 방법

본 논문에서는 데이터 전송이 이루어지는 부반송파들에서의 채널상태정보 값들을 구하기 위하여 파일럿 위치에서의 LS 추정치들을 이용하여 시간영역과 주파수영역에서 순차적인 curve-fitting을 통하여 smoothing과 interpolation 또는 prediction을 수행한다. Curve-fitting 방법은 채널상태정보의 시간과 주파수에 따른 변화가 일정한 구간 내에서는 일정한 차수의 다항식으로 근사화하는 것이 가능하다는 점을 이용한다. 알고리즘은 comb-형을 사용하여 기술되지만 제안된 채널추정 방법은 block-형, rectangular-형 등 어떠한 파일럿 구조에서도 적용이 가능하다.

1. Comb-형 파일럿 구조

Comb-형 구조에서는 일정한 간격의 동일한 부반송파 위치에 매 OFDM 심벌마다 파일럿이 삽입된다. 따라서, 먼저 파일럿이 연속적인 시간영역에서 파일럿 위치에서의 LS 추정치들을 시간영역 다항식으로 근사화하여 smoothing을 함으로써, 파일럿 위치에서의 LS 추정치들에 포함되어 있는 추정오류를 크게 줄일 수 있다. 다음으로 시간영역에서 smoothing된 파일럿 위치에서의 채널추정치들을 이용하여 주파수영역에서 curve-fitting을 수행하여 적절한 차수의 주파수영역 다항식으로 근사화하여 smoothing과 interpolation을 수행함으로써, 모든 부반송파에 해당하는 채널추정치들을 얻는다. 우선, 수식 (9)에 의해 얻은 LS 채널추정치를 사용하여 시간영역 다항식으로 근사화함으로써 시간영역으로

smoothing을 수행한다. 이때 n-차 curve-fitting 다항식은 다음과 같이 표현할 수 있다^[13].

$$p_k^{[n]}(i) = q_k^{[n]} \cdot i^n + q_k^{[n-1]} \cdot i^{n-1} + \dots + q_k^{[0]} \quad (22)$$

여기서, $q_k^{[n]}$ 은 k-번째 부반송파의 n-번째 다항식 계수이다. 다항식 계수 $q_k^{[n]}, n = 0, 1, \dots, n$ 는 다음과 같은 MSE를 최소화하는 값이다.

$$\epsilon_k = \sum_{i=0}^{I_{fit}} \{q_k^{[n]} \cdot i^n + q_k^{[n-1]} \cdot i^{n-1} + \dots + q_k^{[0]} - \hat{H}_{p,LS}(k, i)\}^2 \quad (23)$$

여기서, $I_{fit}+1$ 은 채널추정하는 curve-fitting 구간의 파일럿 심벌 수로서 최소한 $(n+1)$ 보다는 같거나 커야 하며 도플러 주파수와 잡음성분의 전력에 따라 근사화 구간의 길이는 달라진다.

다음에는, 위에서 얻은 채널추정치들을 사용하여 주파수영역으로 smoothing과 interpolation을 수행한다. 이때, 수식 (22)을 주파수영역으로 적용하면 n-차 curve-fitting 다항식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p_k^{[n]}(k) = q_i^{[n]} \cdot k^n + q_i^{[n-1]} \cdot k^{n-1} + \dots + q_i^{[0]}. \quad (24)$$

여기서, k는 전체 부반송파 중 다항식으로 근사화하는 구간의 부반송파를 나타낸다. 근사화된 다항식 (24)를 사용하여 모든 부반송파별 채널추정치들을 얻는다. 주파수영역 근사화 구간은 채널의 주파수 선택도와 파일럿의 간격 등에 따라 달라진다.

2. Block-형 파일럿 구조

Block-형 구조에서는 파일럿으로만 이루어진 OFDM 심벌이 일정한 시간 간격으로 삽입된다. 따라서, 파일럿 심벌에서 LS 채널추정치를 구하고 주파수영역 다항식으로 주파수영역 smoothing을 수행하여 LS 채널추정치에 포함되어 있는 추정오류를 크게 감소시킨다. 이때 수식 (24)를 사용하게 된다. 근사화 구간은 채널의 주파수 선택도와 파일럿 심벌의 오류정도에 따라서 설정해야 한다.

다음에는, 주파수영역 smoothing을 통해 얻어진 파일럿 심벌에서의 채널추정치들을 수식 (22)를 사용하여 시간영역 다항식으로 근사화하여 smoothing과 interpolation을 수행함으로써 모든 OFDM 심벌에 해당하는 CSI를 얻을 수 있다.

3. Rectangular-형 파일럿 구조

Rectangular-형 구조에서는 파일럿이 일정한 시간 간격과 주파수 간격으로 배치되어 격자모양이 된다. 따라서, 시간과 주파수영역 모두를 curve-fitting 방법을 사용하여 smoothing과 interpolation을 하여야 한다. 어느 영역을 먼저 하느냐는 채널의 시간에 따른 변화 정도, 채널의 주파수 선택도 등에 따라서 달라질 수 있으며, 채널의 오류를 더 크게 줄일 수 있는 영역을 먼저 수행하는 것이 성능개선을 크게 유지할 수 있다. 즉 curve-fitting 다항식 근사화에 사용되는 파일럿 심벌의 수가 많거나 파일럿 신호가 신호의 변화가 느린 영역을 먼저 수행하는 것이 바람직하다.

V. 모의실험 결과 및 분석

본 절에서는 기존의 채널추정 방법들과 제안된 채널 추정 방법을 모의실험을 통하여 비교 분석한다. 본 논문에서는 제안된 curve-fitting 방법으로 시간 및 주파수영역 모두에서 3차 다항식을 사용하였으며, Wiener 필터는 1-D의 필터를 시간영역과 주파수영역으로 적용하였고, 탭수는 시간영역과 주파수영역의 최적curve-fitting 구간과 동일하게 설정하였다.

모의실험에 사용된 OFDM 시스템 환경은 주 반송파 주파수는 2.2 GHz 이며, 대역폭은 5 MHz 이고, 부반송파 개수는 1024를 사용하였으며, 보호구간은 채널의 최대 지연시간의 2배 보다 큰 64 샘플을 사용하였다. 주파수영역에서 파일럿 신호의 간격은 rural 환경에서는 8, urban 환경에서는 4를 사용하였으며, 도플러 주파수는 61.11Hz (30 km/h)를 고려하였다. 채널환경은 COST-207 모델을 사용하였으며, 표 1에 주요 채널 파라미터를 나타내었다^[15]. 마지막으로, 변조방식에 따른 성능에 미치는 영향을 분석하기 위하여 QPSK와

표 1. 채널 파라미터
Table 1. Channel Parameters.

Path	Rural area		Urban area	
	Delay, τ_α time [μs]	Average power, P_α	Delay, τ_α time [μs]	Average power, P_α
0	0	0.575	0	0.189
1	0.2	0.362	0.2	0.379
2	0.4	0.057	0.6	0.239
3	0.6	0.006	1.6	0.095
4			2.4	0.060
5			5.0	0.038

16-QAM 심벌들을 사용하여 실험하였다.

MSE는 채널추정 성능을 나타내는 척도로서 다음과 같이 정의된다. $H(k)$ 는 실제 채널 값으로 수식 (4)에서 얻은 값이고 $\hat{H}(k)$ 는 추정된 채널 값이다.

$$\epsilon = E[|H(k) - \hat{H}(k)|^2] \tag{25}$$

그림 3 은 rural 환경에서의 MSE 성능을 보여주고 있다. 제안된 curve-fitting 방법이 Wiener filtering 방법보다 7dB 정도의 우수한 성능을 보이고 있으며, linear, Gaussian 2차, cubic-spline 방법들은 비슷한 성능을 보여주고 있다. Curve-fitting 방법이 우수한 이유는 1차적으로 시간영역 smoothing으로 파일럿에 포함된 CSI의 추정오류의 평균을 취함으로써 추정오류의 영향을 크게 감소시켰으며, 이어서 주파수영역에서도 많은 수의 파일럿 심벌을 사용하여 smoothing과 interpolation

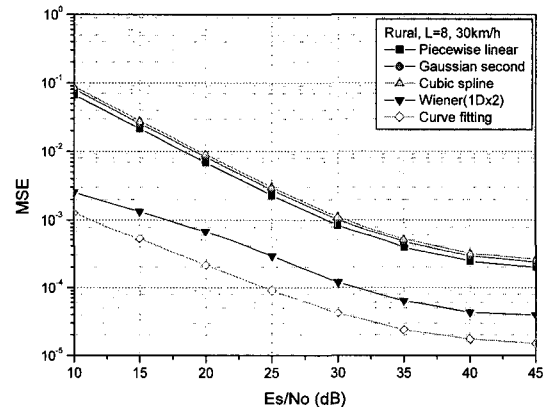


그림 3. Rural 환경에서의 채널추정 MSE (L=8, 30km/h)
Fig. 3. Channel Estimation MSE in a Rural Environment(L=8, 30km/h).

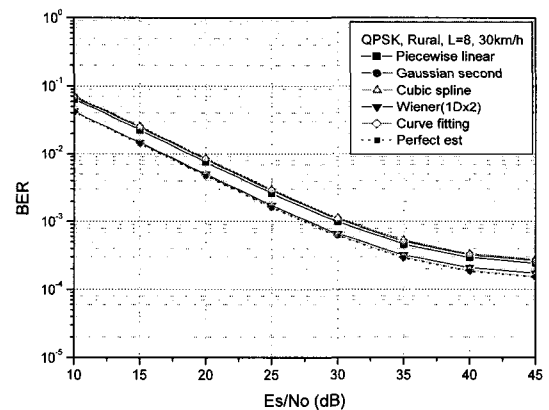


그림 4. Rural 환경에서의 BER (QPSK, L=8, 30km/h)
Fig. 4. BER in a Rural Environment(QPSK, L=8, 30km/h).

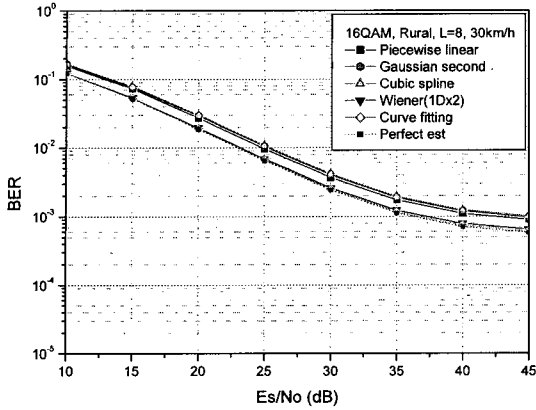


그림 5. Rural 환경에서의 BER (16QAM, L=8, 30km/h)
Fig. 5. BER in a Rural Environment(16QAM, L=8, 30km/h).

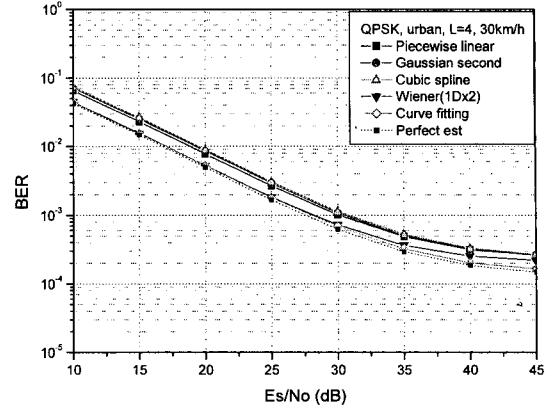


그림 7. Urban 환경에서의 BER (QPSK, L=4, 30km/h)
Fig. 7. BER in an Urban Environment (QPSK, L=4, 30km/h).

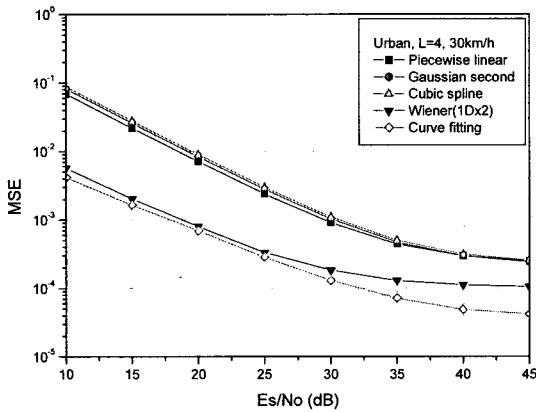


그림 6. Urban 환경에서의 채널추정 MSE (L=4, 30km/h)
Fig. 6. Channel Estimation MSE in an Urban Environment(L=4, 30km/h).

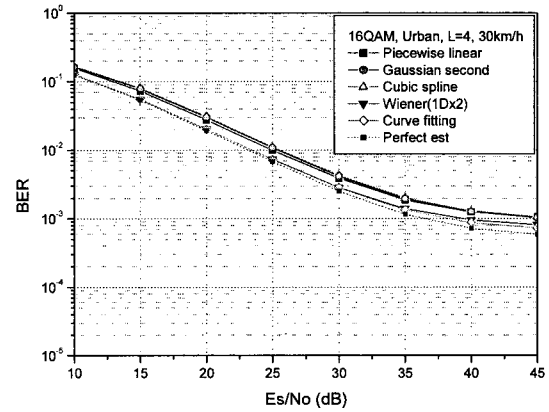


그림 8. Urban 환경에서의 BER (16QAM, L=4, 30km/h)
Fig. 8. BER in a Rural Environment (16QAM, L=4, 30km/h).

을 수행하였기 때문이다. 또한, rural 환경이기 때문에 채널의 주파수 선택도가 낮아서 주파수영역으로 충분한 파일럿 정보를 사용할 수 있었다. 시간영역의 smoothing 구간은 Es/No (dB) 값이 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45 일 경우 각각에 대하여 41, 35, 34, 29, 26, 23, 23, 21 이었고, 주파수영역 근사화 구간에 사용된 파일럿 수는 35, 33, 28, 27, 23, 20, 20, 20이었다. 위의 결과로부터 잡음성분이 클 때에는 근사화하는 구간을 길게 잡아야 함을 알 수 있다. 또한, 시간영역 근사화 구간과 주파수영역 근사화 구간의 파일럿 수는 위에 제시한 값과 약 10%정도 차이가 나더라도 MSE 성능에서 약 1.5dB의 이내로 유지할 수 있음을 모의실험으로 확인할 수 있었다.

그림 4 는 그림 3에서 얻은 채널추정치들을 사용하여 QPSK 심벌 전송시 BER 성능을 보여준다. 제안된 방법

의 성능이 가장 우수하지만 다른 채널추정 방법과 BER 성능에서는 그림 3 에서의 MSE 성능만큼의 차이는 보이지 않았다. 이는 채널추정 오류가 잡음성분보다 약 10dB 작기 때문에 잡음성분이 성능에 더 큰 영향을 끼치기 때문이다. 제안된 방법은 완벽한 채널추정의 경우와 비교하여 0.2dB 이내의 우수한 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 그림 5는 그림 3과 같은 환경에서 16-QAM 심벌들을 전송하는 경우에 BER 성능이다. 고차 변조 방식을 사용한 경우에도 제안된 방법은 완벽한 채널 값을 사용한 결과와 0.2dB 이내의 차이를 보이고 있고 linear, Gaussian 2차, cubic-spline interpolation과는 2.5 dB 정도의 우수한 성능을 보이고 있다.

그림 6는 urban 환경에서 MSE 성능을 보여주고 있다. 제안된 방법이 Wiener 필터보다 우수한 성능을 보여주고 있으며, Es/No가 커질수록 더 큰 차이를 보이고

있다. 그림 3과 비교해서 성능 차이가 작게 나는 이유는 curve-fitting 방법에서 두 번째 단계의 주파수영역 근사화 구간에 사용된 파일럿의 수가 rural 환경보다 작기 때문이다. 이는 rural 환경보다 urban 환경에서 채널의 주파수 선택도가 높기 때문에 curve-fitting에 사용되는 파일럿의 개수가 적기 때문이다. 그림 6에서 사용된 시간영역으로 smoothing 구간은 E_s/N_0 (dB)가 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45인 각각에 대하여 44, 41, 35, 34, 29, 26, 26, 26 이었으며, 주파수영역 interpolation에 사용된 파일럿 개수는 9, 8, 7, 6, 6, 5, 4, 4이었다. 다시, 최적의 시간영역 근사화 구간이 10% 이내로 차이가 나더라도 MSE 성능에서는 1dB 이내의 차이를 보였다. 하지만 채널의 주파수 선택도가 높기 때문에 주파수영역 interpolation 파일럿 구간은 위에 제시한 값들을 사용해야 한다.

그림 7와 그림 8은 그림 6의 환경에서 각각 QPSK와 16-QAM 심벌들을 전송하였을 경우 BER 성능을 보여주고 있다. 제안된 curve-fitting 채널추정 방법은 완벽한 채널추정 경우와 비교하여 0.5dB 이내의 우수한 성능을 보이고 있다. Linear, Gaussian 2차, cubic-spline interpolation과 비교하여서는 2.5 dB 정도 우수한 성능을 보이고 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 OFDM 시스템을 위한 시변 주파수 선택적 채널에서의 채널추정을 위한 curve-fitting 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 시간영역 및 주파수영역에서 영역별로 순차적인 curve-fitting을 통하여 smoothing과 interpolation을 수행함으로써 시변 주파수 선택적 채널에서 채널추정 정확도를 크게 개선하였다. 이는 채널상태정조의 시간에 따른 변화와 주파수에 따른 변화가 일정한 차수의 다항식으로 근사화가 가능하다는 점을 이용하며, 파일럿 위치에서의 채널추정치에 포함되어 있는 추정오류를 평균을 취함으로써 추정오류의 영향을 크게 줄일 수 있기 때문이다. Curve-fitting 채널추정 방법은 Wiener 필터보다도 간단하면서도 MSE와 BER 성능에서 우수함을 보여주었고, 채널정보를 정확하게 알고 있을 때의 BER 성능과 약 0.5dB 이내의 성능차이를 보였다. 그러나, curve-fitting에 사용되는 최적의 근사화 구간은 도플러와 잡음성분에 따라서 좌우되지만 모의실험에 결과에 의하면 최적의 근사화 구간과 10% 정도 차이가 있더라도 성능에는 큰 차이를

보이지 않았다. 하지만 근사화 구간에 사용되는 파일럿들의 개수가 충분하지 않으면 그 성능개선이 저하될 수도 있었다.

또한, 제안된 채널추정 방법은 block-형, rectangular-형 등의 파일럿 구조에서도 적용 가능하다. 따라서, 앞으로 다양한 OFDM 시스템에 적용하면 채널추정에 뛰어난 성능개선을 할 수 있을 것이며, curve-fitting 채널추정에서 요구되는 대략적인 도플러 주파수와 잡음성분에 따른 정량화된 근사화 구간을 구하는 일은 앞으로 더 수행되어야 할 것이다. 제안된 채널추정 방법은 채널상태정조의 prediction에도 적용이 가능하며 OFDM 심벌주기와 도플러 주파수의 곱으로 표현이 가능한, 시간에 따른 채널 변화가 작은 경우에 TDD 시스템에 적용하면 상향링크 채널의 사전등화에도 사용할 수 있어 curve-fitting 채널추정 방법은 앞으로 유용한 채널추정 방법이 될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed.*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [2] M.-X. Chang and Y. T. Su, "Performance analysis of equalized OFDM systems in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 1, no. 4, pp. 721-732, Oct. 2002.
- [3] M. Russell and G. L. Stuber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," in *Proc. IEEE VTC'95*, pp. 820-824, July 1995.
- [4] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing system in time-variant multipath channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 1, pp. 27-32, Jan. 1999.
- [5] Y. G. Li and L. J. Cimini Jr, "Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 3, pp. 401-404, Mar. 2001.
- [6] A. Stamoulis, S. N. Diggavi, and N. Al-Dhahir, "Estimation of fast fading channels in OFDM," in *Proc. IEEE WCNC'02*, vol. 1, pp. 465-470, Mar. 2002.
- [7] S. G. Kang, Y. M. Ha, and E. K. Joo, "A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 49, no. 2, pp. 142-149, June 2003.

- [8] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sept. 2003.
- [9] M.-H. Hsieh and C.-H. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 217-225, Feb. 1998.
- [10] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, and S. K. Wilson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931-939, July 1998.
- [11] P. Hoeher, S. Kaiser, and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," in *Proc. IEEE ICASSP'97*, vol. 3, pp. 1845-1848, Apr. 1997.
- [12] G.-S. Liu and C.-H. Wei, "A new variable fractional sample delay filter with nonlinear interpolation," *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Proc.*, vol. 39, no. 2, pp. 123-126, Feb. 1992.
- [13] E. Kreyszig, *Advanced engineering mathematics*, 7th ed., Singapore: John Wiley & Sons, 1993.
- [14] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1974.
- [15] R. J. C. Bultitude, "Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels: a critical review," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1133-1143, Aug. 2002.
- [16] Commission of the European Communities, *COST 207: Digital Land Mobile Radio Communications*. Luxembourg: Final Report, Office for Official Publications of the European Communities, 1989.
- [17] R. Nilson, O. Edfors, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "An analysis of two-dimensional pilot-symbol assisted modulation for OFDM," in *Proc. ICPWC'97*, pp. 71-74, Dec. 1997.

 저 자 소 개



오 성 근(정회원)

1983년 경북대학교
전자공학과 학사 졸업.
1985년 한국과학기술원 전기및
전자공학과 석사 졸업.
1990년 한국과학기술원 전기및
전자공학과 박사 졸업.

1988년~1993년 삼성전자 책임연구원

1993년~현재 아주대학교 정교수

<주관심분야 : 이동통신, OFDM, MIMO/STC,
무선자원관리>

남 기 호(정회원)

2002년 아주대학교 전자공학부 학사 졸업.

2004년 아주대학교 전자공학부 석사 졸업.

2004년~현재 LG전자 연구원

<주관심분야 : 이동통신, OFDM, 채널추정>