

다중경로 레일레이 페이딩 채널에서 파일럿 심볼 구조의 IMT-2000 시스템의 채널추정 알고리즘 성능평가

Performance Evaluation of Channel Estimation Algorithm for Pilot Symbol-Assisted IMT-2000 System over Multipath Rayleigh Fading Channel

구제길* · 최형진**

Je-Gil Koo* · Hyung-Jin Choi**

요 약

본 논문은 다중경로 레일레이 페이딩 채널에서 파일럿 심볼 구조의 IMT-2000 W-CDMA 역방향 링크의 채널 추정에 관한 알고리즘을 제안하였다. 그리고 단일 경로와 두 개 경로에서 제안 알고리즘인 2점 2차 보간과 IDD BWMA (Interpolated Decision- Directed Blockwise Moving Average) 알고리즘 성능을 기존 보간 및 적응형 알고리즘 성능과 비교하였다. 제안 알고리즘들의 성능은 WMSA(Weighted Multi-slot Averaging), 선형 보간, 2차 가우시안 보간, LMS 및 RLS 알고리즘에 비해 고속 페이딩 채널에서 매우 우수한 결과를 보였다. 특히, IDD BWMA 알고리즘은 시플레이션을 수행한 범위(28 dB)의 E_b/N_0 구간에서 도플러 주파수에 둔감한 오류율 성능을 나타냈다. 또한 제안 알고리즘들은 상대적으로 구조가 간단하고 처리지연도 기존 알고리즘과 유사한 특징을 갖고 있다. 그러므로 고속화 되어가는 이동통신 환경에서 보다 적합한 알고리즘으로 판단된다.

Abstract

This paper presents two different approaches for channel estimation of IMT-2000 pilot symbol-assisted W-CDMA reverse link over Rayleigh fading channels of one and two paths. By obtaining BER performance through computer simulations, the proposed algorithms of 2 point second-order interpolation and IDD BWMA are compared with the performance of existing interpolation and adaptive algorithms. The BER performance of the proposed algorithms is superior to WMSA, linear and second-order Gaussian interpolation, LMS, and RLS algorithm in fast fading channels. In particular, the BER performance of the IDD BWMA algorithm is nearly insensitive for Doppler frequency within simulation range $E_b/N_0 = 28$ dB. The two proposed algorithms also have relatively simple structure and similar processing delay in comparison to the existing algorithms. Therefore, these algorithms are more suitable for high speed mobile communication environments.

I. 서 론

IMT-2000 파일럿 심볼 구조의 W-CDMA 시스템

[14]은 셀간 비동기 방식을 채택하고, 링크 용량을 증가시키기 위해서 순방향과 역방향 링크에서 동기 복조방식을 채택하고 있다. 이 동기복조를 위해 파

*용인 송담대학 전자과(Dept. of Electronics Eng., Yong-In SongDam College)

**성균관대학교 전기·전자 및 컴퓨터공학부(Comsys Lab, School of Electrical and Computer Eng., SungKyunKwan University)

· 논문 번호 : 20000306-026

· 수정완료일자 : 2000년 8월 21일

일릿 심볼을 이용한 채널 구조를 적용하고 있다. 한편, IS-95 CDMA 시스템의 순방향 링크에서는 파일럿 채널을 이용하여 동기복조를 수행하고, 역방향 링크에서는 파일럿 채널이 없는 비동기 복조를 수행한다.

본 논문의 채널추정은 파일럿 심볼 구간의 채널 추정치를 이용하여 데이터 심볼 구간의 채널 변화를 보상한다. 최근 들어 이와 같은 채널추정 방식을 CDMA에 적용하면서 많은 연구가 수행되었다. 그 중 대표적인 연구는 J. K. Cavers의 위너 필터링 (Wiener filtering)^[1], S. Sampei의 저차 가우시안 보간^[2] 그리고 F. Adachi의 WMSA (Weighted Multi-Slot Averaging)^[3] 등이 있다. 또한, 고차 보간^[4~6], 파일럿 심볼과 채널을 이용한 결정-지향(Decision-directed) 방식^[8,9] 및 LMS^[10]와 RLS^[11] 적응형 필터를 이용한 알고리즘 등의 연구가 수행되었다.

저차 가우시안 보간 방식은 일반적으로 1차(선형) 보간과 2차 보간으로 나누어 연구되었으며, 고속 페이딩 채널에서 WMSA 방식보다 상대적으로 우수한 성능을 얻었다^[2]. WMSA 방식은 인접 타임슬롯의 파일럿 채널 정보를 이용하는 타임슬롯 수에 따라 저속 및 고속 페이딩에서 성능의 차이를 보이며 고속에서는 성능 저하가 크다. 고차 보간 방식은 이상적인 필터의 특성을 근사화한 Lagrange 보간 방식의 일종으로 여러 타임슬롯의 파일럿 심볼을 이용하기 때문에 저속 페이딩에서는 만족할 만한 성능을 얻을 수 있지만, 고속 페이딩에서는 성능 개선이 둔화된다. 또한, 선형 예측 필터^[9]와 LMS 적응형 필터^[12]를 이용한 결정-지향 방식의 채널추정 연구에 의하면 결정 오류 전달에 의해 고속 페이딩에서 채널추정 성능이 저하된다는 것이 확인되었다.

본 논문에서는 3점 2차 가우시안 보간 알고리즘을 개선한 2점 2차 보간과 결정-지향 방식의 오류전달 문제를 줄이기 위한 IDD BWMA (Interpolated-Decision Directed BlockWise Moving Average) 알고리즘을 제안하고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 기존 보간 및 적응형 알고리즘 성능과 비교 분석하였다. 본 논문의 채널추정은 파일럿 심볼을 이용한 W-CDMA 시스템 규격의 역방향 링크에 적용하였다.

본 논문의 구성은 I 장의 서론에 이어서 II 장에서는 채널추정을 위한 시스템 모델을 제시하였다.

III 장에서는 기존의 채널추정 알고리즘을 보간 알고리즘과 적응형 알고리즘으로 나누어 그 원리를 기술하였다. IV 장에서는 본 논문에서 제안한 두 가지 알고리즘을 해석하였다. V 장에서는 III 장에서 기술한 기존 알고리즘들의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하고 IV 장에서 제안한 알고리즘들의 성능과 비교하였다. 마지막으로 VI 장에서는 성능의 결과를 종합하여 결론을 맺었다.

II. 시스템 모델

본 논문의 시스템 모델은 W-CDMA 역방향 링크 규격^[14]을 따른다. 따라서 채널추정을 위한 채널의 프레임 구조^[14]는 그림 1과 같이 물리 채널 중 고정할당 물리 채널 (DPCH : Dedicated Physical Channel)을 이용한다. 고정할당 물리 채널은 고정할당 물리 제어채널(DPCCH : Dedicated Physical Control Channel)과 고정할당 물리 데이터채널 (DPDCH : Dedicated Physical Data Channel)로 구성되어 있다. 채널추정은 제어 채널의 파일럿 패턴^[14]을 이용하여 페이딩에 의한 채널변화를 추정하고, 데이터 채널의 심볼을 보상한다.

2-1 송신기 모델

송신기 모델은 그림 2와 같이 데이터 채널 $d_k(t)$ 와 제어 채널 $c_k(t)$ 을 각각 채널구분 월쉬(Walsh) 부호 $W_d(t)$, $W_c(t)$ 로 확산시킨 다음, PN 부호 $a_k^{I/Q}(t)$ 로 복소 확산시킨다. 전체 K 명의 사용자 신호는 식 (1)과 같다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \{ [(\sqrt{P_k^d} b_k^I(t) a_k^I(t) - \sqrt{P_k^c} b_k^Q(t) a_k^Q(t)) \cos \omega_c t + [(\sqrt{P_k^d} b_k^I(t) a_k^Q(t) + \sqrt{P_k^c} b_k^Q(t) a_k^I(t)) \cdot \sin \omega_c t] \} \quad (1)$$

펄스정형 필터의 임펄스 응답 $h(t)$ 는 칩(chip) 구간동안 단위 직각 펄스라고 가정한다. 그리고 $a_k^{I/Q}(t)$ 는 칩 주기 T_c 를 갖는 k -th 사용자의 I 와 Q -채널의 PN 부호를 나타낸다. P_k^d 와 P_k^c 는 k -th 사용

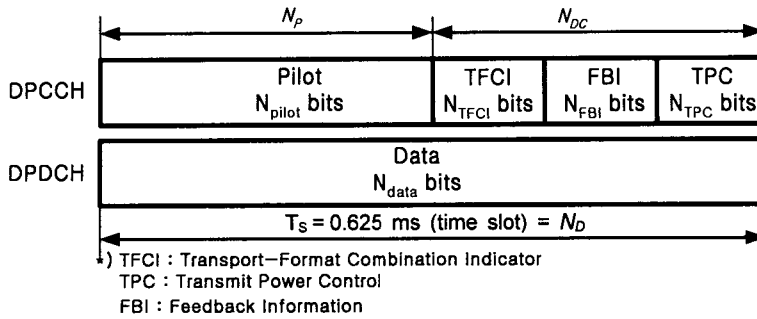


그림 1. 역방향 링크 DPDCH/DPCCH의 프레임 구조

Fig. 1. Frame structure of the reverse link DPDCH/DPCCH.

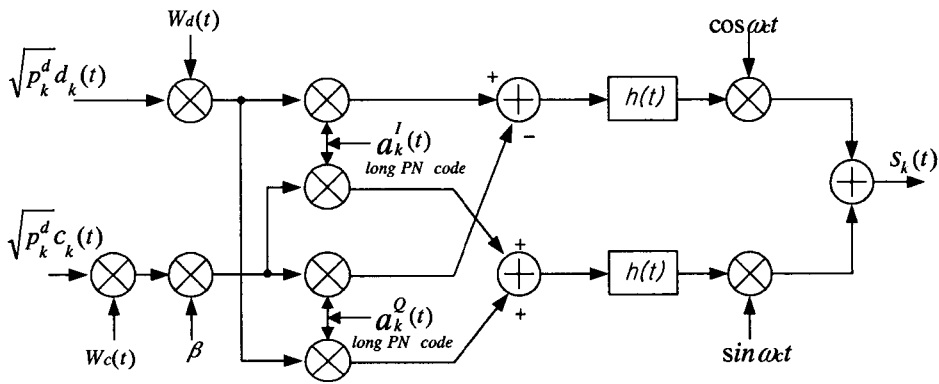


그림 2. 역방향 링크 송신기 모델

Fig. 2. Transmitter model of the reverse link.

자의 데이터 채널 및 제어 채널 전력을 나타낸다. $b_k^{I/Q}(t)$ 는 심볼 주기 T 를 갖는 k -th 사용자의 데이터 채널 및 제어 채널의 이진 데이터 열을 나타내며, 각각 $b_k^I(t) = d_k(t) W_d(t)$ 와 $b_k^Q(t) = \beta \cdot c_k(t) W_c(t)$ 로 정의한다. 또한 $N(\equiv T/T_c)$ 와 β 는 처리이득과 제어채널 이득을 나타낸다.

2-2 채널 및 수신기 모델

송·수신기간 채널은 레일레이 페이딩 채널로 모델링하며, P 개의 경로를 갖는 k -th 사용자의 저역 등가 채널 임펄스 응답은 식 (2)와 같이 정의한다.

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^P a_k^l \delta(t - \tau_k^l) e^{j\theta_k^l} \quad (2)$$

여기서 a_k^l , τ_k^l 과 θ_k^l 은 각각 k -th 사용자와 l -th 경로의 이득, 시간 지연 및 위상을 나타낸다. 경로 이득은 평균전력이 $E[a_k^l] = 2\rho$ 인 레일레이 분포를 갖고, 경로 위상은 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일분포를 가진다고 가정한다. 그리고 $\delta(t)$ 는 Dirac 임펄스 함수를 나타낸다.

수신된 신호는 서로 다른 지연을 갖는 다중경로 채널을 통해 수신기에 입력된다. 전체 수신신호는 식 (3)과 같이 K 명의 사용자 신호가 P 개의 경로 지연과 각각 위상의 조합형태로 입력된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^P a_k^l \{ [(\sqrt{P_k^d} b_k^I(t - \tau_k^l) a_k^l(t - \tau_k^l) - \sqrt{P_k^d} b_k^Q(t - \tau_k^l) a_k^Q(t - \tau_k^l))] \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^l) + [(\sqrt{P_k^d} b_k^I(t - \tau_k^l) a_k^Q(t - \tau_k^l) + \sqrt{P_k^d} b_k^Q(t - \tau_k^l) a_k^I(t - \tau_k^l))] \cdot \sin(\omega_c t + \phi_k^l) \}$$

$$+ \sqrt{P_k^c} b_k^Q(t - \tau_k') a_k^I(t - \tau_k') \cdot \sin(\omega_c t + \phi_k') \} + n(t) \quad (3)$$

여기서 $n(t)$ 는 양측(two-sided) 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 부가 백색 가우시안 잡음을 나타내며, 두 개의 직교 가우시안 잡음의 합 $n(t) = n_c(t) + j n_s(t)$ 으로 나타낼 수 있다.

그림 3의 수신기에 입력된 신호는 I 와 Q -채널 위상에 따라 하향-변환되고 저역 통과 필터를 통과한 다음, 이상적인 정합필터를 거쳐 정확한 칩 주기의 샘플링 신호를 얻을 수 있다.

k -th 사용자의 l -th 경로에서 채널 부호와 윌슈 부호로 역확산된 I -채널 성분과 Q -채널 성분 신호들은 식 (4)~(7)과 같이 구할 수 있다. $y_k^{IC}(l)$ 과 $y_k^{ID}(l)$ 은 k -th 사용자, I -채널의 제어 및 데이터 신호를 나타내고, $y_k^{QC}(l)$ 과 $y_k^{QD}(l)$ 은 Q -채널의 제어 및 데이터 신호를 나타낸다. 그리고 $y_k^{II}(l)$, $y_k^{IQ}(l)$, $y_k^{QI}(l)$ 및 $y_k^{QQ}(l)$ 은 각각 I -채널과 Q -채널 성분을 채널 부호로 복소 역확산시킨 신호를 나타낸다.

$$y_k^{IC}(l) = [y_k^{II}(l) + y_k^{QQ}(l)] \times W_c(t - \tau_k') \\ = \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^c} G c_k^I(t - \tau_k') \sin \hat{\phi}_k^I \\ + \left[\frac{n_c(t)}{2} a_k^I(t - \tau_k') + \frac{n_s(t)}{2} a_k^Q(t - \tau_k') \right] \\ \times W_c(t - \tau_k') \quad (4)$$

$$y_k^{ID}(l) = [y_k^{II}(l) + y_k^{QQ}(l)] \times W_d(t - \tau_k') \\ = \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^d} a_k^I(t - \tau_k') \cos \hat{\phi}_k^I \\ + \left[\frac{n_c(t)}{2} a_k^I(t - \tau_k') + \frac{n_s(t)}{2} a_k^Q(t - \tau_k') \right] \\ \times W_d(t - \tau_k') \quad (5)$$

$$y_k^{QC}(l) = [y_k^{IQ}(l) + y_k^{QI}(l)] \times W_c(t - \tau_k') \\ = \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^c} G c_k^I(t - \tau_k') \cos \hat{\phi}_k^I \\ + \left[\frac{-n_c(t)}{2} a_k^I(t - \tau_k') + \frac{n_s(t)}{2} a_k^I(t - \tau_k') \right] \\ \times W_c(t - \tau_k') \quad (6)$$

$$y_k^{QD}(l) = [y_k^{IQ}(l) + y_k^{QI}(l)] \times (-) W_d(t - \tau_k') \\ = \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^d} a_k^I(t - \tau_k') \sin \hat{\phi}_k^I \\ + \left[\frac{-n_c(t)}{2} a_k^I(t - \tau_k') + \frac{n_s(t)}{2} a_k^I(t - \tau_k') \right] \\ \times (-) W_d(t - \tau_k') \quad (7)$$

III. 채널추정 알고리즘

3-1 보간 채널추정 알고리즘

3-1-1 WMSA 알고리즘

WMSA 알고리즘^[3]은 W-CDMA 역방향 고정할 당 물리 채널의 파일럿 패턴에 따라 시분할 다중화 되어 전송된 파일럿 심볼들의 채널을 추정하고 여

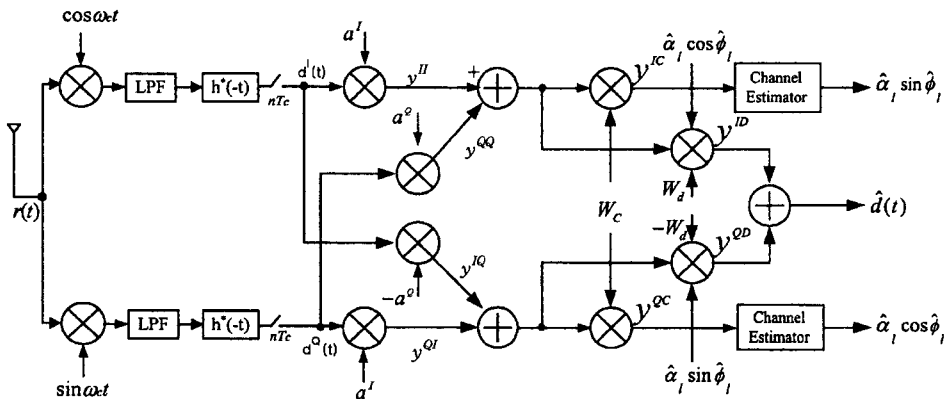


그림 3. 역방향 링크 수신기 모델

Fig. 3. Receiver model of the reverse link.

러 개의 타임슬롯(time slot) 정보를 가중치에 따라 평균하여 데이터 심볼들의 채널변화를 보상하는 방식이다.

WMSA 방식은 타임슬롯내의 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정한 후, 각 타임슬롯에서 얻은 추정값에 가중치를 주어 여러 개의 타임슬롯에 대해 평균을 취하여 현재 타임슬롯의 데이터 심볼을 보상하기 위한 최종 채널 추정값을 구한다.

먼저, l -th 경로에서 n -th 타임슬롯의 m -th 심볼을 $r_l(n, m)$ 로 나타낸다. 파일럿 심볼 위상 보상을 고려한 n -th 타임슬롯의 파일럿 심볼을 이용한 순간 채널 추정은 식 (8)과 같이 구할 수 있다^[3].

$$\hat{\xi}_l(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} r_l(n, m) \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (8)$$

여기서 N_p 는 파일럿 심볼 갯수를 나타낸다.

n -th 타임슬롯의 데이터 심볼들을 보상하기 위한 최종 채널추정 $\xi_l(n)$ 은 $2N_s$ 개의 순간 채널추정을 이용하여 구한다. N_s 는 타임슬롯의 갯수를 나타낸다.

$$\xi_l(n) = \sum_{i=-N_s+1}^{N_s} \alpha(i) \hat{\xi}_l(n+i) \quad (9)$$

$\alpha(i)$ 은 가중 인자로서 '1' 이하의 양수이다^[3].

3-1-2 부분 다항식 보간 알고리즘

이상적인 임펄스 응답을 갖는 Nyquist 보간기에서 2개 또는 4개의 샘플을 이용한 부분 다항식(Piecewise polynomial) 보간기를 적용할 경우 우수한 성능을 얻을 수 있음이 확인^[4,5] 되면서 채널추정^[7] 등 다양한 응용이 이루어지고 있다.

동일 간격의 G -점 샘플 데이터를 이용하여 선형 위상 보간을 수행할 수 있는 고차 다항식 중 Lagrange 보간식이 가장 편리한 방식으로 알려져 있다^[6]. Lagrange 보간은 Lagrange 계수표에 따라 선형 위상 보간 필터를 이용한 보상 방식이다. 먼저, G 개의 원 샘플들(original samples)을 이용해서 $G-1$ 차수의 다항식을 갖는 고차 다항식 보간 일반식을 살펴본다. 샘플링 신호 $x(k)$ 의 샘플링 주기 T 에 대해서 N_D 의 간격을 갖는 보간점(Interpolants) $m (= 0,$

$1, 2, \dots, N_D-1)$ 에 대한 Lagrange 보간 일반식^[6]은 식 (10-a) 및 식 (10-b)와 같다.

$$y(m) = \sum_{k=-((G-2)/2)}^{G/2} A_k^G(m/N_D) x(k), \quad G \text{ even} \quad (10-a)$$

$$y(m) = \sum_{k=-((G-1)/2)}^{(G-1)/2} A_k^G(m/N_D) x(k), \quad G \text{ odd} \quad (10-b)$$

여기서 $A_k^G(\cdot)$ 을 Lagrange 계수라고 하며, 식 (11-a) 및 식 (11-b)와 같이 표현된다. $t = m/N_D$ 을 정수라고 가정한다.

$$A_k^G(t) = \frac{(-1)^{k+G/2}}{\left(\left(\frac{G-2}{2}+k\right)!\left(\frac{G}{2}-k\right)!(t-k)\right)} * \prod_{i=1}^{G/2} \left(t + \frac{G}{2} - i\right), \quad G \text{ even} \quad (11-a)$$

$$A_k^G(t) = \frac{(-1)^{k+(G-1)/2}}{\left(\left(\frac{G-1}{2}+k\right)!\left(\frac{G-1}{2}-k\right)!(t-k)\right)} * \prod_{i=0}^{G-1} \left(t + \left(\frac{G-1}{2}\right) - i\right), \quad G \text{ odd} \quad (11-b)$$

그리고 식 (11-a)와 식 (11-b)는 식 (12)를 만족한다.

$$A_k^G(t) = \begin{cases} 0, & t \neq k \\ 1, & t = k \end{cases} \quad (12)$$

일반적으로 식 (10-a)와 식 (10-b)는 식 (13)과 같이 임의의 m 값에 대해 구할 수 있다.

$$\left(\frac{G-2}{2}\right)N_D < m < \frac{G}{2}N_D, \quad G \text{ even} \quad (13-a)$$

$$-\left(\frac{G-1}{2}\right)N_D < m < \left(\frac{G-1}{2}\right)N_D, \quad G \text{ odd} \quad (13-b)$$

따라서 Lagrange 보간식 (10-a)와 식 (10-b)를 이용하여 G 개의 원 샘플들에서 $G-1$ 개의 보간 구간에 대응한 $G-1$ 개의 임펄스 응답을 구한다. 즉, $G=2$ 인 선형 보간, $G=3$ 인 2차 가우시안 보간^{[2],[7]}, $G=4$ 인 Cubic 보간^[4,5] 및 Piecewise Parabolic 보간^[4,5]식들과 각각의 보간 필터계수 쌍들을 구할 수 있다^[15].

3-2 적응형 채널추정 알고리즘

3-2-1 RLS 알고리즘

RLS (Recursive Least Square) 적응형 알고리즘을 이용하여 각 타임슬롯에 주기적으로 인가된 파일럿 심볼들에 대한 채널 전달함수를 구한다. m -th 파일럿 심볼의 채널추정 전달함수 $y(m)$ 는 식 (14)와 같다^[10].

$$\Phi(m) y(m) = \theta(m) \quad (14)$$

여기서 $\Phi(m)$ 은 파일럿 심볼 $u(m)$ ($m=1, 2, \dots, N_p$)들의 자기상관 함수(Autocorrelation function)이고, $\theta(m)$ 은 파일럿 심볼과 수신 심볼 $r(m)$ 간의 상호상관 함수 (Cross-correlation function)를 나타낸다.

$\Phi(m)$ 과 $\theta(m)$ 는 각각 식 (15)와 식 (16)과 같이 표현된다.

$$\Phi(m) = \lambda\Phi(m-1) + u(m)u(m)^* \quad (15)$$

$$\theta(m) = \lambda\theta(m-1) + u(m)r(m)^* \quad (16)$$

여기서 λ 는 지수함수로 심볼의 가중치를 주기 위한 망각계수(Forgetting factor)이다. $y(m-1)$ 은 $(m-1)$ -th 파일럿 심볼에 대한 채널추정 전달함수를 나타낸다.

식 (17)과 같이 파일럿 심볼 N_p 개 만큼 $y(m)$ 의 반복계산으로 n -th 타임슬롯의 채널추정 전달함수 $y(n)$ 을 구할 수 있다.

$$y(m) = \frac{\theta(m)}{\Phi(m)} = \frac{\lambda\theta(m-1) + u(m)r(m)^*}{\lambda\Phi(m-1) + u(m)u(m)^*} \quad (17)$$

이렇게 n -th 타임슬롯과 $(n+1)$ -th 타임슬롯의 순간 채널 추정값을 구하고, 선형 보간법을 이용하여 n -th 타임슬롯의 m -th 데이터 심볼에 추정 채널값의 공액 복소수를 곱하여 채널변화를 보상한다. n -th 타임슬롯의 데이터 심볼을 N_D 개로 구분한 채널 보상식은 식(18)과 같다.

$$\begin{aligned} y(n, m) &= \left(1 - \frac{m}{N_D}\right)y(n) + \frac{m}{N_D}y(n+1) \\ &= y(n) + \frac{m}{N_D}(y(n+1) - y(n)) \end{aligned} \quad (18)$$

3-2-2 LMS 알고리즘

선형 적응필터인 LMS(Least Mean Square) 알고

리즘은 MSE(Minimum Square Error)에 의해 필터의 오류 제곱 평균값이 최소가 되도록 탭 계수 $w(m)$ 을 조정하는 것이다.

LMS 알고리즘을 이용하여 필터의 탭 계수를 조정하면서 채널의 변화를 추정한다. 여기서 필터 구조는 트랜스버설 필터(Transversal filter)를 이용한다. 채널추정을 위해 필터에 입력되는 데이터는 파일럿 심볼이며, 이를 이용하여 채널을 추정하고 데이터 심볼에 대한 채널 왜곡을 보상한다. 필터의 입력 출력 관계식은 식 (19)~식 (21)과 같다^[11].

$$y(m) = \hat{w}^H(m) u(m) \quad (19)$$

$$e(m) = d(m) - y(m) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \hat{w}(m+1) &= \hat{w}(m) + \mu u(m)[d^*(m) - u^H(m)\hat{w}(m)] \\ &= \hat{w}(m) + \mu u(m)e^*(m) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $y(m)$ 과 $e(m)$ 은 각각 필터 출력과 추정 오류를 나타내고, $u(m)$ 은 시점 m 에서의 탭 입력벡터를 나타내며, 파일럿 심볼을 의미한다. $d(m)$ 은 원하는 수신 데이터를 나타낸다. 또한 μ 와 $\hat{w}(m+1)$ 은 각각 필터 스텝 크기와 시점 $(m+1)$ 에서 탭 계수 벡터의 추정치를 나타낸다. 그리고 앞절과 동일한 방법으로 파일럿 심볼 N_p 개 만큼 $y(m)$ 의 반복계산으로 n -th 타임슬롯의 채널추정 전달함수 $y(n)$ 을 구할 수 있다.

n -th와 $(n+1)$ -th 타임슬롯의 채널 추정값을 이용하여 n -th 타임슬롯의 m -th 데이터 심볼 구간을 보상하기 위한 선형 보간식은 식 (18)과 같은 방법으로 구한다.

IV. 제안 알고리즘

4-1 2점 2차 보간 알고리즘

2점 2차 보간 알고리즘은 3점 2차 가우시안 보간(또는 2차 가우시안 보간) 알고리즘을 변형하여 제안한 것이다. 먼저, n -th 타임슬롯과 $(n+1)$ -th 타임슬롯의 파일럿 심볼을 이용하여 각각의 채널을 추정한다. 2차 특성 곡선에 따라서 n -th 타임슬롯에 가까울수록 n -th 타임슬롯 채널 추정값 $y(n)$ 의 비중을 높이고, $(n+1)$ -th 타임슬롯에 가까울수록 n -th 채널 추정값의 반영을 줄이면서 $(n+1)$ -th 타임슬롯 추정

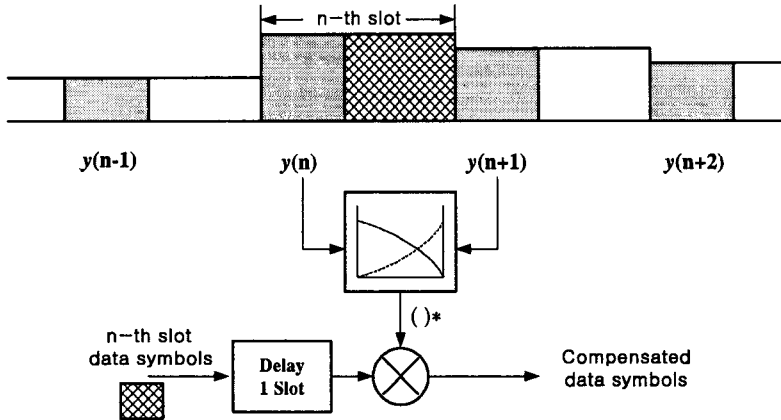


그림 4. 2점 2차 보간기 블록도

Fig. 4. Block diagram of 2 point second-order interpolation.

값 $y(n+1)$ 의 반영을 증가시켜 n -th 타임슬롯 위치의 데이터 심볼을 보상하는 방식이다. 그림 4는 2점 2차 보간기 블록도를 나타낸다.

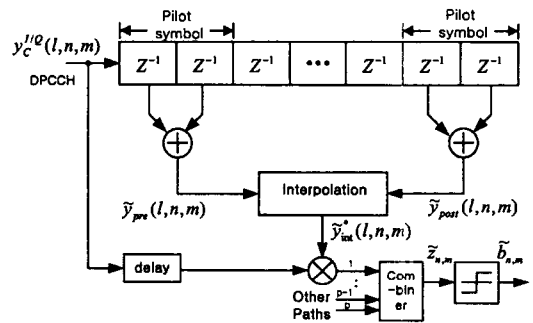
n -th 타임슬롯의 m -th 데이터 심볼의 채널 추정값은 식 (22)와 같다.

$$y(n, m) = y(n) + \left(\frac{m}{N_D}\right)^2 [y(n+1) - y(n)]$$

$$= y(n) \left[1 - \left(\frac{m}{N_D}\right)^2\right] + \left(\frac{m}{N_D}\right)^2 y(n+1) \quad (22)$$

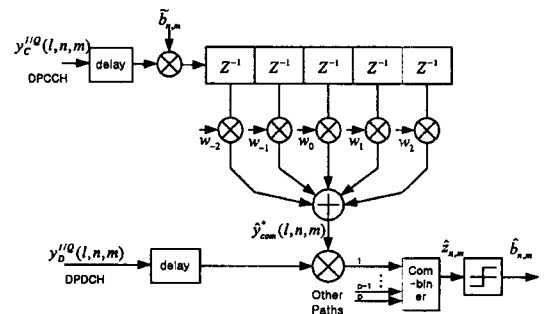
4-2 IDD BWMA 알고리즘

IDD BWMA(Interpolated-Decision Directed Blockwise Moving Average) 채널추정 알고리즘은 제어 채널의 파일럿 심볼을 이용해서 가상 파일럿 채널을 만드는 단계와 가상 파일럿 채널정보를 이용해서 데이터 채널의 심볼을 보상하는 단계로 나눈다. 그림 5(a)와 같이 선형필터를 이용하여 고정할당 물리 제어채널의 6개 또는 8개 파일럿 심볼을 이용해서 채널을 추정하고, 나머지 4개 또는 2개의 데이터 심볼에 채널변화를 보간 방식으로 보상한다. 다음 데이터 심볼을 결정(decision)한다. 이 결정된 데이터 심볼을 이용하여 동일한 원 데이터 심볼의 변조 위상을 제거한다. 위상이 제거된 데이터 심볼을 다시 원래 위치로 정렬시켜 가상 파일럿 채널(Virtual pilot channel)을 만든다. 그리고 이 가상 파일럿 채널 정보를 그림 5(b)의 선형필터에 다시 입



(a) 제어 채널의 데이터 심볼보상

(a) Compensation of data symbols within control channel



(b) 데이터 채널 심볼보상

(b) Compensation of data channel symbols

그림 5. IDD BWMA 알고리즘 블록도

Fig. 5. Block diagram of IDD BWMA algorithm.

력시켜 블록단위로 가상 파일럿을 이동시키면서 채널을 추정하여 고정할당 물리 데이터 채널을 보상

한다. IDD BWMA 알고리즘의 블록도는 그림 5(a) 및 5(b)와 같다.

먼저, 선형필터에 제어 채널 심볼들을 입력하여 필터의 일정한 텀 만큼 파일럿 심볼의 채널 응답을 누적한 다음 평균을 취해서 제어 채널의 데이터 심볼을 보상하고, 각각의 레이크 수신기에서 얻은 신호를 결합하면 식 (23)과 같다.

$$\tilde{z}_{n,m} = \sum_{l=1}^P y_c^{I/Q}(l, n, m) \hat{y}_{int}^*(l, n, m) \quad (23)$$

여기서 $\hat{y}_{int}^*(l, n, m)$ 는 보간에 의한 l -th 경로, n -th 타임슬롯, m -th 데이터의 순간 채널 임펄스 응답의 복소 공액값을 나타내며, 파일럿 심볼 추정값 $\hat{y}_{pre}(l, n, m)$ 과 $\hat{y}_{post}(l, n, m)$ 을 이용한 보간법으로 구한다. 그리고 $y_c^{I/Q}(l, n, m)$ 은 I 와 Q -채널의 고정할당 물리 제어채널을 나타낸다.

n -th 타임슬롯의 m -th 데이터 심볼 $\delta_{n,m}$ 은 결합 출력신호 $\tilde{z}_{n,m}$ 의 결정에 의해서 식 (24)와 같이 구한다. $\delta_{n,m}$ 는 $b_{n,m}$ 의 순간 결정값을 나타낸다.

$$\delta_{n,m} = \text{sgn}\{ \text{Re}\{ \tilde{z}_{n,m} \} \} \quad (24)$$

제어 채널의 데이터 심볼 결정값 $\delta_{n,m}$ 은 저장된 제어 채널의 동일한 데이터 심볼에 곱해서 데이터 심볼 변조(± 1)를 제거한다. 이상적으로 변조가 제거되어 채널변화 성분만 남은 데이터 심볼을 파일럿 심볼과 함께 선형필터에 다시 입력하여 가상 파일럿 심볼처럼 동작시킴으로써 다음에 입력되는 데이터 심볼의 채널변화를 보상하는 기준심볼을 만든다.

가상 파일럿 채널에 의한 데이터 채널의 결정값은 필터의 계수값 w_m 을 갖는 선형필터에 $(M+1)$ 개의 샘플값을 인가해서 얻은 식 (25)와 같다.

$$\hat{\delta}_{n,m} = \text{sgn}\{ \text{Re}\{ \hat{z}_{n,m} \} \} \quad (25)$$

$$\hat{z}_{n,m} = \sum_{l=1}^P y_d^{I/Q}(l, n, m) \hat{y}_{com}^*(l, n, m) \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_{com}(l, n, m) &= \frac{1}{M+1} \sum_{i=-M/2}^{M/2} w_i \delta_{n,i} y_c^{I/Q}(l, n, i) \\ &= \frac{1}{M} + 1 \sum_{i=-M/2}^{M/2} w_i \tilde{y}_c^{I/Q}(l, n, i) \end{aligned} \quad (27)$$

여기서 $\hat{y}_{com}(l, n, m)$ 은 보상하기 위한 최종 채널 추정값을 나타내고, $y_d^{I/Q}(l, n, m)$ 은 I 와 Q -채널

의 고정할당 물리 데이터 채널을 나타낸다.

일반적인 결정-지향 방식은 심볼 보상값의 결정에서 오류가 발생할 경우 데이터 심볼 변조 제거시 오류가 발생한다. 그리고 이 오류 심볼이 선형필터에서 이동하면서 채널추정 성능을 저하시킨다. 이 결정 오류의 영향은 그림 5(b)의 선형필터에서 모두 파일럿 심볼로 구성될 때까지 계속된다. 그러나 IDD BWMA 알고리즘은 그림 5(a)와 같이 가상 파일럿 채널을 구할 때 데이터 심볼 양측에 위치한 파일럿 심볼을 이용해서 선형 보간으로 한꺼번에 제어 채널의 데이터 심볼들을 보상하기 때문에 결정-지향 방식과 같은 오류 전달을 피할 수 있다. 따라서 결정-지향 방식보다 우수한 오류율 성능을 얻을 수 있다.

V. 성능 평가

각 알고리즘의 성능을 비교 분석하기 위한 다중경로의 레일레이 페이딩 채널 모델을 가정하고, 페이딩 영향이 없는 완벽한 채널추정 조건에서 동기 복조 방식의 오류율 성능^[13]을 각 채널추정 알고리즘들의 상대적인 성능 기준으로 이용하였다.

시뮬레이션에 이용한 데이터 심볼속도는 16 Kbps 이고, 10개 심볼의 타임슬롯 길이 T_S 는 0.625 ms이다. 그리고 제어 채널전력 P_k^c 과 데이터 채널전력 P_k^d 및 제어 채널이득 β 를 '1'로 가정하고, IDD BWMA 알고리즘의 선형필터 계수값 w_m 도 '1'로 가정하였다. 또한 파일럿 심볼 N_p 개를 '6'으로 가정하여 두 경로에 대해 각 알고리즘간 성능을 평가하였다.

그림 6은 단일 경로에서 도플러 주파수 $f_D=320$ Hz에 대한 채널추정 알고리즘들의 오류율 성능을 나타낸다. $N_S=1$ 인 WMSA 알고리즘의 경우 E_b/N_0 가 증가하면서 가장 빨리 Error floor 현상을 나타내고, 파일럿 심볼을 추정하는 인접 타임슬롯 수를 증가할수록 저속 페이딩에서 타 알고리즘에 비해 우수함이 확인되었다^[3].

기존 보간 알고리즘 중에서는 2차 가우시안 보간 방식이 가장 우수한 성능을 나타내고, 적응형 알고리즘 중에서는 LMS 알고리즘의 성능이 RLS 알고

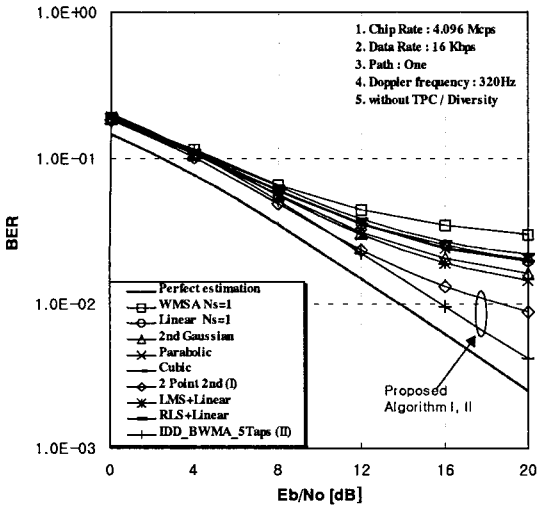
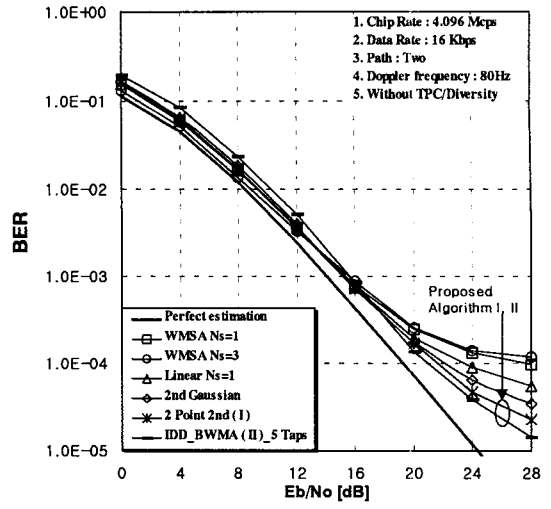


그림 6. 단일 경로의 채널추정 알고리즘 오류율 성능 ($f_D=320$ Hz)

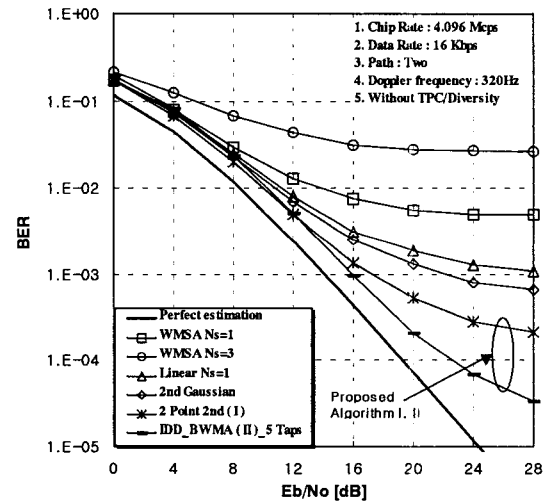
Fig. 6. BER performance of channel estimation algorithms for one path ($f_D=320$ Hz).

리즘보다 우수한 결과를 보였다. 이 때 LMS와 RLS 알고리즘은 각각 스텝크기 $\mu=1.0 \times 10^{-4}$ 와 망각 계수 $\lambda=0.99$ 에서 평가한 것으로 가장 우수한 오류율 성능을 얻은 것이다. 2점 2차 보간의 경우 도플러 주파수 $f_D=320$ Hz, $BER=2.0 \times 10^{-2}$ 에서 2차 가우시안 보간과 LMS 알고리즘 성능보다 각각 3 dB와 4 dB 이상 우수하고, IDD BWMA 경우 각각 4 dB와 5 dB 이상 우수한 결과를 얻었다.

그림 7은 두 개의 경로에서 채널추정 알고리즘들의 성능을 나타낸다. 두 개 경로의 성능 평가는 상대적으로 구조가 간단한 알고리즘을 중심으로 도플러 주파수 $f_D=80$ Hz와 $f_D=320$ Hz에 대해서 수행하였다. 그림 7(a)는 $f_D=80$ Hz 저속 페이딩에서 5개 알고리즘들의 성능을 나타낸다. 16 dB 이하의 E_b/N_0 에서는 IDD BWMA 알고리즘의 성능이 다른 알고리즘 성능보다 뒤떨어지지만, E_b/N_0 가 증가하면서 단일 경로의 경우와 동일한 성능 순위를 나타낸다. 이것은 낮은 E_b/N_0 에서 결정 오류가 증가하기 때문이다. 한편, 그림 7(b)와 같이 $f_D=320$ Hz 페이딩 채널에서 2점 2차 보간과 IDD BWMA 알고리즘의 성능은 다른 알고리즘 성능에 비해



(a) $f_D=80$ Hz



(b) $f_D=320$ Hz

그림 7. 두 개 경로의 채널추정 알고리즘 오류율 성능 ($f_D=80$ Hz, 320 Hz)

Fig. 7. BER performance of channel estimation algorithms for two paths ($f_D=80$ Hz, 320 Hz).

$BER=1.0 \times 10^{-3}$ 에서 각각 7 dB와 8 dB 이상의 우수한 결과를 나타낸다. 또한 IDD BWMA 알고리즘은 2점 2차 보간보다 $BER=1.0 \times 10^{-3}$ 에서 약 1~2 dB 이상 오류율 성능 우위를 나타낸다. 이와 같이 IDD BWMA 알고리즘이 페이딩에 둔감한 것은 가

상 파일럿 채널을 만들 때, 제어 채널의 데이터 심볼 바로 앞뒤의 파일럿 심볼을 이용하여 보간 보상함으로써 가장 신뢰성있는 근접 채널 정보를 이용한 점과 데이터 채널 심볼을 보상할 때 채널의 전후 정보를 이용하기 위해 선형필터의 중심에서 보상하도록 설계했기 때문이다.

이상과 같이 적응형 알고리즘은 상대적으로 복잡한 구조에 비해 절대적인 성능을 갖지 못하고 제안 알고리즘 성능보다 뒤졌다. 한편, 2점 2차 보간과 IDD BWMA 제안 알고리즘의 오류율 성능은 특히 고속 페이딩에서 우수함이 확인되었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 다중경로 레일레이 페이딩 채널에서 IMT-2000 W-CDMA 역방향 링크에 대한 새로운 채널추정 알고리즘을 제안하여 단일 경로와 두 개 경로에서 성능을 평가하였다. 두 개의 제안 알고리즘인 2점 2차 보간 및 IDD BWMA 알고리즘과 유사한 구조와 처리 지연을 갖는 기존 알고리즘을 보간 및 적응형 알고리즘으로 나누어 성능을 비교하였다.

그 결과 적응형 알고리즘은 제안 알고리즘들에 비해 구조가 복잡하면서도 절대적인 성능을 갖지 못하였지만, 2점 2차 보간과 IDD BWMA 알고리즘은 기존 보간과 적응형 추정 알고리즘 성능에 비해 고속 페이딩 채널에서 매우 우수한 성능을 얻었다. IDD BWMA 알고리즘은 시뮬레이션을 수행한 범위 (28 dB)의 E_b/N_0 구간에서 도플러 주파수에 둔감한 오류율 성능을 갖고 있음을 알 수 있었다.

향후에는 채널추정에 필요한 지연을 최소로 하여 전력제어(TPC) 성능을 향상하기 위한 접근과 일반적인 결정-지향 방식에서 결정에 의한 오류 전달 해석 연구가 기대된다.

참 고 문 헌

[1] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbols assisted modulation for Rayleigh faded channels," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-40, pp. 686-693, Nov., 1991.
 [2] S. Sampei and T. Sunage, "Rayleigh fading

compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-42, pp. 137-147, May, 1993.
 [3] H. Andoh, M. Sawahashi and F. Adachi, "Channel Estimation Filter using Time-Multiplexed Pilot Symbols for Coherent RAKE Combining in DS-CDMA Mobile Radio," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, pp. 1517-1526, July, 1998.
 [4] U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, New York and London : Plenum Press, 1997.
 [5] L. Erup, F. M. Gardner and R. A. Harris, "Interpolation in Digital Modems-Part II: Implementation and Performance," *IEEE Trans. Commun.*, COM-41, pp. 998-1008, June, 1993.
 [6] R. W. Shafer and L. R. Rabiner, "A Digital Signal Processing Approach to Interpolation," *Proc. IEEE*, vol. 61, pp. 692-702, June, 1973.
 [7] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall Inc., 1997.
 [8] G. T. Irvine and P. J. McLane, "Symbol-aided plus decision-directed reception for PSK/TCM modulation on shadowed mobile satellite fading channels," *IEEE Journal of Selected Areas in Communication*, vol. SAC-10, pp. 1289-1299, Oct., 1992.
 [9] G. Auer, G. J. R. Povey and D. I. Laurenson, "Mobile Channel Estimation for Decision Directed RAKE Receivers operating in Fast Fading Radio Channels," in *Proc. of IEEE ISSSTA*, pp. 576-579, Sep., 1998.
 [10] A. Higashi, T. Taguchi, and K. Ohno, "Performance of Coherent Detection and RAKE for DS-CDMA Uplink Channels," *Proc. of IEEE PIMRC'95*, pp. 436-440, 1995.
 [11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, Third Edition*, Prentice-Hall Inc., 1996.
 [12] N. W. K Lo, D. D. Falconer and A. U. H.

Sheikh, "Adaptive Equalization and Diversity Combining for Mobile Radio using Interpolated Channel Estimates," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-40, no. 3, pp. 636-645, Aug., 1991.

[13] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.

[14] 3GPP, "Technical Specifications of Physical

channels and mapping of transport channels onto Physical channels(FDD)," Version 2.0, Apr., 1999.

[15] 구제길, 최형진, "Rayleigh Fading 채널에서 W-CDMA 역방향 링크의 Lagrange 보간 채널 추정 알고리즘의 성능평가," 한국통신학회 논문지, 제24권 제12호, pp. 139-149, 1999 12.

구 제 길



1984년 2월: 성균관대학교 전자공학과(공학사)

1986년 2월: 성균관대학교 일반대학원 전자공학과(공학석사)

1996년 3월~현재: 성균관대학교 일반대학원 전자공학과 박사과정 수료

1986년 1월~1998년 1월: 삼성전자(주) 정보통신(본) 정보통신 및 CDMA 개발연구소 근무(선임연구원)

1998년 3월~현재: 용인송담대학 전자과 교수

[주 관심분야] 디지털통신, 이동 및 무선통신, IMT-2000 CDMA 시스템 개발과 신호처리기술

최 형 진



1974년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)

1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과(공학석사)

1976년 3월~1979년 7월: 주식회사 금성사 중앙연구소 근무(선임연구원)

1979년 9월~1982년 12월: 미국 University of Southern California 전기공학과 공학박사(Ph.D)

1982년 10월~1989년 2월: 미국 LinCom Corp. 근무(연구원)

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전기전자 컴퓨터공학부 정교수

[주 관심분야] 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술