

고속 레일레이 페이딩 채널에서 파일럿 심볼 구조의 W-CDMA 시스템의 채널추정 보간 알고리즘 성능평가

정희원 구 제 길*, 최 형 진**

Performance evaluation of the channel estimation interpolation algorithm for pilot symbol-assisted W-CDMA system over fast Rayleigh-fading channel

Je-gil Koo*, Hyung-jin Choi** *Regular Members*

요 약

이 본 논문은 고속 레일레이 페이딩 채널 환경에서 W-CDMA 역방향 링크의 채널 추정에 관한 새로운 알고리즘을 제안하고, 단일 경로와 두 개의 경로에 대해 기존 알고리즘 성과와 비교하였다. 본 논문의 제안 알고리즘은 2점 2차 보간과 IDD BWMA (Interpolated Decision-Directed Blockwise Moving Average) 알고리즘이다. 두 가지 제안 알고리즘의 성능은 WMSA (Weighted Multislot Averaging), 선형 보간 및 2차 가우시안 보간 알고리즘에 비해 고속 페이딩 채널에서 매우 우수한 결과를 얻었다. 특히, IDD BWMA 알고리즘은 시뮬레이션 구간(28dB)의 E_b/N_0 에서 도플러 주파수에 둔감한 오류율 성능을 갖고 있음을 알 수 있었다. 또한 상대적으로 간단한 구조를 갖고 처리지연도 기존 알고리즘과 유사한 특징을 갖고 있다. 따라서 제안 알고리즘들이 고속 페이딩에서 보다 우수한 성능을 보이고 있기 때문에 고속화 되어가는 이동통신 환경에서 보다 적합한 알고리즘으로 판단된다.

ABSTRACT

This paper presents two different approaches for channel estimation of W-CDMA reverse link over fast Rayleigh fading channels. By obtaining BER performance through computer simulations, the proposed algorithms are compared with the existing algorithms, i.e., WMSA, linear, and second-order Gaussian interpolation algorithms. The BER performance of the proposed 2 point second-order interpolation and IDD BWMA is superior to others in fast fading channels. In particular, the BER performance of the IDD BWMA algorithm is insensitive for Doppler frequency below $E_b/N_0=28\text{dB}$ in simulation range. The two proposed algorithms have also 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 W-CDMA 시스템은 IS-95 CDMA 시스템과 달리 링크 용량을 증가시키기 위해서 순방향과 역방향 링크에서 파일럿 심볼을 이용한 채널 구조를 채택하여 동기복조를 수행한다. 파일럿 신호

구조의 시스템에서 채널추정은 별도의 채널을 할당한 파일럿 채널 방식과 타임슬롯 단위의 통화 채널이나 제어 채널내에 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 시간적으로 다중화시켜 전송하는 파일럿 심볼 방식으로 나눈다.

본 논문에서 파일럿 심볼을 이용한 채널 추정

* 용인송담대학 디지털전자정보과 (jgkoo@dragon.ysc.ac.kr),

** 성균관대학교 전기전자 컴퓨터 공학부 통신시스템 연구실(hjchoi@skku.ac.kr)

논문번호 : 00085-0306, 접수일자 : 2000년 3월 6일

파일럿 심볼 구간의 채널 추정값을 이용하여 데이터 심볼 구간의 채널 변화를 보상한다. 최근 들어 이와 같은 채널추정 방식을 CDMA에 적용하면서 많은 연구가 수행되었다. 보간 알고리즘 중심의 대표적인 연구는 J.K Cavers의 위너 필터링(Wiener filtering)^[1], S. Sampei의 저차 가우시안 보간(Low-order Gaussian Interpolation)^[2], F. Adachi의 WMSA (Weighted Multi-Slot Averaging)^[3], 고차 보간(High-order Interpolation)^[4-8] 및 파일럿 심볼과 채널을 이용한 결정-지향(Decision-directed)^[10,11] 알고리즘들의 연구가 수행되었다.

저차 가우시안 보간 알고리즘은 일반적으로 1차(선형) 보간과 2차 보간으로 나누어 연구되었으며, 고속 페이딩 환경에서 WMSA 알고리즘보다 상대적으로 우수한 성능을 얻었다^[2]. WMSA 알고리즘은 인접 채널의 파일럿 채널 정보를 이용하는 타임슬롯 수가 많을수록 저속 페이딩에서 성능이 우수하고, 고속 페이딩에서는 저하된다. 고차 보간 알고리즘은 이상적인 필터의 특성을 근사화한 Lagrange 보간 알고리즘으로 여러 타임슬롯의 파일럿 심볼을 사용하기 때문에 저속 페이딩에서는 만족할 만한 성능을 얻을 수 있지만 고속 페이딩에서는 성능개선이 둔화된다. 또한 선형 필터를 이용한 결정-지향 방식의 채널 추정 연구결과에 의하면 결정 오류 전달에 의해 고속 페이딩에서 채널추정 성능이 저하된다는 것이 확인되었다.

본 논문에서는 저차 보간 알고리즘의 구조를 개선하고 고차 보간 알고리즘의 고속 페이딩에서의 성능개선을 위한 알고리즘을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 기존 알고리즘과 그 성능을 비교 분석하였다. 제안 알고리즘은 3점 2차 가우시안 보간 알고리즘을 개선한 2점 2차 보간과 결정-지향 방식의 오류 전달 문제를 개선한 IDD BWMA(Interpolated Decision-Directed BlockWise Moving Average) 알고리즘이다. 본 논문의 채널 추정은 파일럿 심볼을 이용한 비동기 W-CDMA 시스템 규격의 역방향 링크에 적용하였다.

본 논문의 구성은 I 장의 서론에 이어서 II 장에서는 채널 추정을 위한 시스템 모델을 제시하였다. III 장에서는 기존 보간 채널추정 알고리즘과 제안 알고리즘을 기술하였다. IV 장에서는 III 장에서 기술한 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하고, 제안한 알고리즘의 성능을 기존 알고리즘 성능과 비교하였다. 마지막으로 V 장에서는 이상의 해석과 성능의 결과 분석을 종합하여 결론을 맺었다.

II. 시스템 모델

본 논문의 시스템 모델은 W-CDMA 역방향 링크 규격^[13]에 따른다. 따라서 채널 추정을 위한 채널구조^[13]는 물리 채널중 고정할당 물리 채널(DPCH : Dedicated Physical Channel)의 제어 채널인 DPCCH(Dedicated Physical Control Channel)과 데이터 채널인 DPDCH(Dedicated Physical Data Channel)로 구성되어 있다. 채널 추정은 제어 채널의 파일럿 패턴^[13]을 이용하여 페이딩에 의한 채널 변화를 추정하고, 데이터 채널의 데이터 심볼을 보상한다.

1. 송신기 모델

송신기 모델은 그림 1과 같은 구조를 갖는다. 데이터 채널과 제어 채널을 각각 I-arm 과 Q-arm에 입력한다. 데이터 채널과 제어 채널을 구분하기 위해 각각 월쉬(Walsh) 함수부호 $W_k^d(t)$, $W_k^c(t)$ 으로 확산시킨 다음, PN 부호로 복소 확산시킨다.

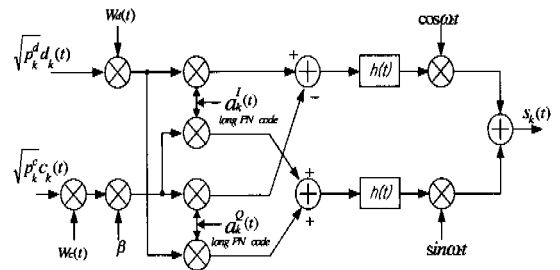


그림 1. 역방향 링크 송신기 모델

송신기 모델을 기초로 한 K 명의 사용자 송신신호는 식 (1)과 같이 표현된다. 펄스정형 필터의 입력 펄스 응답 $h(t)$ 는 칩(chip) 구간동안 단위 직각 펄스라고 가정한다.

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

여기서 $c_k(t)$ 는 제어 채널인 DPCCH 신호를 나타내고, $d_k(t)$ 는 데이터 채널인 DPDCH 신호를 나타낸다. $a_k^{I/Q}(t)$ 는 k-th 사용자의 I 와 Q-채널의 PN 부호를 의미하고, P_k^c 와 P_k^d 는 k-th 사용자의 제어 채널 및 데이터 채널의 전력을 나타낸다.

$b_k^{IQ}(t)$ 는 심볼주기 T 동안 BPSK 변조기의 k -th 사용자의 I 와 Q -채널 이진 데이터 열을 나타내며, 각각 $b_k^I(t) = d_k(t) W_c(t)$ 과 $b_k^Q(t) = \beta \cdot c_k(t) W_c(t)$ 로 정의한다. 또한 $N (\equiv T/T_c$: 정수)과 β 는 처리이득과 제어채널의 이득을 나타낸다.

2. 수신기 모델

송신된 신호는 서로 다른 지연을 갖는 다중 경로를 통해 수신기에 입력된다. 전체 수신신호는 식 (2)와 같이 K 명의 사용자와 P 개의 경로 지연 및 각각의 위상의 조합형태로 입력된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^P a_k^l \{ [(\sqrt{P_k^I} b_k^I(t - \tau_k^l) a_k^I(t - \tau_k^l) - \sqrt{P_k^Q} b_k^Q(t - \tau_k^l) a_k^Q(t - \tau_k^l)) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^l) + [(\sqrt{P_k^I} b_k^I(t - \tau_k^l) a_k^Q(t - \tau_k^l) + \sqrt{P_k^Q} b_k^Q(t - \tau_k^l) a_k^I(t - \tau_k^l)) \cdot \sin(\omega_c t + \phi_k^l)] \} + n(t) \quad (2)$$

여기서 l 은 사용자 신호의 P 개의 전송 경로를 나타낸다. 그리고 $n(t)$ 는 양측(two-sided) 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 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.

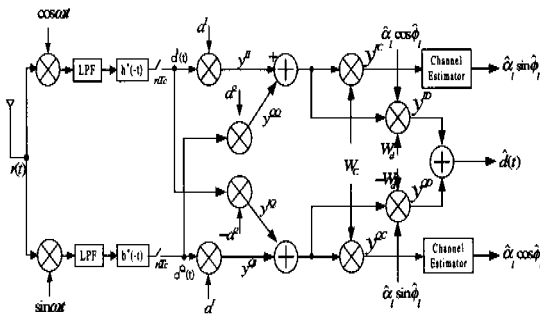


그림 2. 역방향 링크 수신기 모델

그림 2의 수신기에 입력된 신호를 I 와 Q -위상에 따라 기저대역으로 변환하고, 저역통과 여파기를 통과한 다음 이상적인 정합필터를 거쳐 정확한 칩 주기의 샘플링 신호를 얻을 수 있다.

k -th 사용자의 l -th 경로를 고려할 경우, 채널 부호와 월쉬 부호의 역확산된 4가지 신호성분 $y_k^{IC}(l)$, $y_k^{ID}(l)$, $y_k^{QC}(l)$, $y_k^{QD}(l)$ 을 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.

식 (3)은 I -채널의 역확산 제어 신호를 나타낸다. 여기서 $y_k^{II}(l)$, $y_k^{IQ}(l)$, $y_k^{QI}(l)$ 및 $y_k^{QQ}(l)$ 은 각각 I 와 Q -채널 성분을 채널 부호로 복소 역확산시킨 신호를 나타낸다.

$$y_k^{IC}(l) = [y_k^{II}(l) + y_k^{QQ}(l)] \times W_c(t - \tau_k^l) = \hat{a}_k \sqrt{P_k^I} G c_k^I(t - \tau_k^l) \sin \phi_k^l + \frac{1}{2} \times [n_c(t) a_k^Q(t - \tau_k^l) + n_s(t) a_k^Q(t - \tau_k^l)] \times W_c(t - \tau_k^l) \quad (3)$$

III. 채널추정 알고리즘

1. WMSA 알고리즘

WMSA(Weighted Multi-Slot Averaging) 알고리즘^[3]은 W-CDMA 역방향 DPCH 프레임의 파일럿 패턴에 따라 시분할 다중화되어 전송된 파일럿 심볼들의 채널을 추정하고 여러 개의 타임슬롯(time slot) 정보를 평균하여 가중값에 따라 데이터 심볼들의 채널변화를 보상하는 방식이다.

WMSA 알고리즘은 한 타임 슬롯안의 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정한 다음, 각 타임슬롯에서 얻은 추정값에 가중값을 주어 여러개의 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 위상을 고려한 n -th 타임슬롯의 파일럿 심볼을 이용한 순간 채널 추정은 식 (4)와 같이 구한다^[3].

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

여기서 N_p 는 파일럿 심볼 개수를 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 개수를 나타낸다.

$$\xi_l(n) = \sum_{i=-N_{S+1}}^{N_S} a(i) \hat{\xi}_l(n+i) \quad (5)$$

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

2. 부분 다항식 보간 알고리즘

이상적인 임펄스 응답을 갖는 Nyquist 보간기에 서 2개 또는 4개의 샘플을 이용한 부분 다항식 (Piecewise Polynomial) 보간기를 적용할 경우 우수한 성능을 얻을 수 있음이 확인^[4,6] 되면서 채널 추정^[9] 등 다양한 응용이 이루어지고 있다.

동일 간격의 Q 개의 샘플 데이터를 이용하여 선형 위상 보간을 수행할 수 있는 고차 다항식 중 Lagrange 보간식이 가장 편리한 방식으로 알려져 있다^[7,8]. Lagrange 보간은 Lagrange 계수표에 따라 선형위상 보간필터를 이용한 보상방식이다. 먼저, Q 개의 원 샘플들(Original sample)을 이용해서 Q-1 차수의 다항식을 갖는 고차 다항식 보간 일반식을 살펴본다. 샘플링 신호 x(k)의 샘플링 주기 T에 대해서 N_D 간격을 갖는 보간점(Interpolants) m (= 0, 1, 2, ... N_D-1)에 대한 Lagrange 보간 일반식은 식 (6-a) 및 식 (6-b)와 같다.

$$y(m) = \sum_{k=-((Q-2)/2)}^{Q/2} A_k^Q(m/N_D) x(k), \quad Q \text{ even} \quad (6-a)$$

$$y(m) = \sum_{k=-((Q-1)/2)}^{(Q-1)/2} A_k^Q(m/N_D) x(k), \quad Q \text{ odd} \quad (6-b)$$

여기서 A_k^Q(·)을 Lagrange 계수라고 하며, 식 (7-a) 및 식 (7-b)와 같이 표현된다. t = m/N_D을 임의의 정수라고 가정한다.

$$A_k^Q(t) = \frac{(-1)^{k+Q/2}}{\left(\left(\frac{Q-2}{2} + k\right)!\left(\frac{Q}{2} - k\right)!(t-k)\right) * \prod_{i=1}^{Q-1} \left(t + \frac{Q}{2} - i\right)}, \quad Q \text{ even} \quad (7-a)$$

$$A_k^Q(t) = \frac{(-1)^{k+(Q-1)/2}}{\left(\left(\frac{Q-1}{2} + k\right)!\left(\frac{Q-1}{2} - k\right)!(t-k)\right) * \prod_{i=0}^{Q-1} \left(t + \left(\frac{Q-1}{2}\right) - i\right)}, \quad Q \text{ odd} \quad (7-b)$$

그리고 식 (7-a) 및 식 (7-b)는 식 (8)을 만족한다.

$$A_k^Q(t) = \begin{cases} 0, & t \neq k \\ 1, & t = k \end{cases} \quad (8)$$

일반적으로 식 (6-a)와 식 (6-b)는 다음 범위의 임의의 m 값에 대해 구할 수 있다.

$$\left(\frac{Q-2}{2}\right)N_D < m < \frac{Q}{2}N_D, \quad Q \text{ even} \quad (9-a)$$

$$-\left(\frac{Q-1}{2}\right)N_D < m < \left(\frac{Q-1}{2}\right)N_D, \quad Q \text{ odd} \quad (9-b)$$

따라서 Q개의 원 샘플들로 Q-1개의 보간 구간에 대응한 Q-1개의 임펄스 응답을 Lagrange 보간 공식 (6-a, 6-b)을 이용하여 구한다. 즉, Q=2 인 선형 보간, Q=3 인 2차 가우시안 보간^[2,9], Q=4 인 Cubic 보간^[4,6] 및 Piecewise Parabolic 보간^[4,6]식들과 각각의 보간 필터계수 쌍들을 구할 수 있다^[14].

3. 제안 알고리즘

3.1 2점 2차 보간 알고리즘

2점 2차 보간 알고리즘은 3점 2차 가우시안 보간 (또는 2차 가우시안 보간) 알고리즘을 변형하여 성능을 개선한 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 추정값 y(n+1)의 반영을 증가시켜 n-th 타임슬롯 위치의 데이터 심볼을 보상하는 방식이다. 그림 3은 2점 2차 보간기 블록도를 나타낸다.

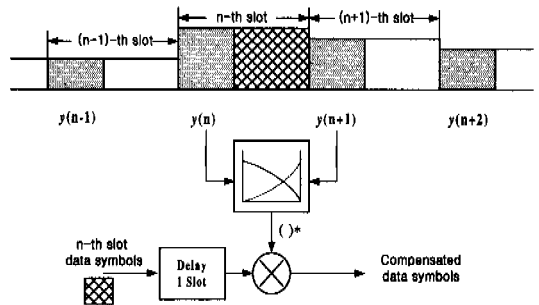


그림 3. 2점 2차 보간기 블록도

알고리즘은 선형 보간식에서 두 개 타임슬롯의 파일럿 심볼 전력차에 비례하는 계수를 2차 특성 곡선에 따르도록 한 것이다. 식 (10)은 n-th 타임슬롯의 m-th 데이터 심볼의 채널 추정값을 구하는 일반식이다.

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

$$= y(n) \left[1 - \left(\frac{m}{N_D} \right)^2 \right] + \left(\frac{m}{N_D} \right)^2 y(n+1) \quad (10)$$

보상 특성 곡선은 그림 4와 같이 2차 감소 곡선과 2차 근사 지수 증가 특성을 갖는다. 보상 곡선을 이용하여 데이터 심볼의 전과 후의 파일럿 심볼의 채널 추정값을 보상한다. 채널 변화에 의한 신호의 변화가 일정하지 않고 여러가지 형태를 갖는다고 가정하는 것이 타당하므로 서로 반대의 증감 특성 곡선을 갖는 채널 보상 알고리즘을 적용하였다.

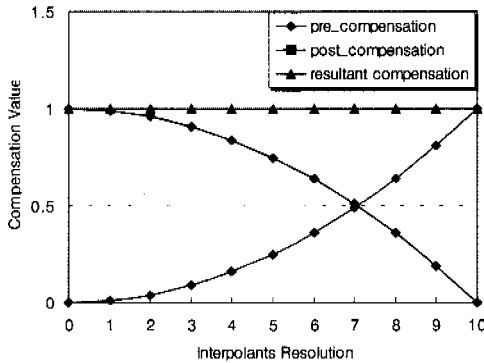
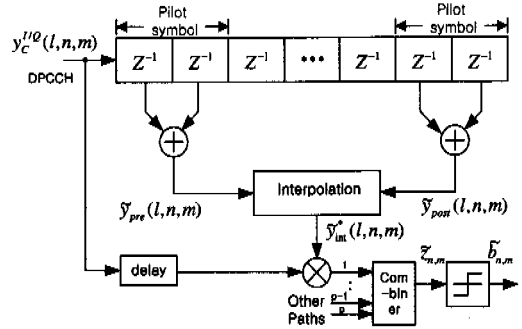


그림 4. 보상 특성 곡선

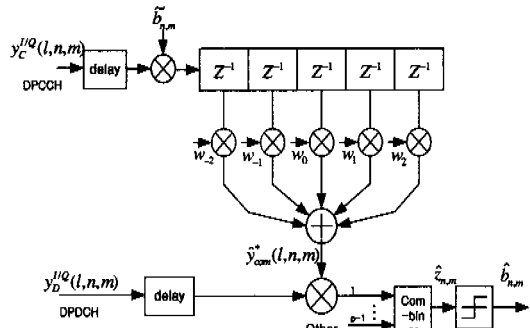
3.2 IDD BWMA 알고리즘

IDD BWMA (Interpolated Decision-Directed BlockWise Moving Average) 채널추정 알고리즘은 파일럿 심볼을 이용하여 제어채널을 가상 파일럿 채널(Virtual pilot channel)로 만든 다음 선형 필터를 통해 얻은 채널 추정값을 이용하여 데이터 채널 심볼을 보상하는 방식이다. 따라서 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 제어 채널의 6개 또는 8개 파일럿 심볼을 이용해서 채널을 추정하고, 나머지 4개 또는 2개의 데이터 심볼에 채널변화를 보간 방식으로 보상한 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 채널을 만든다. 그리고 이 가상 파일럿 채널 정보를 그림 5(b)의 선형필터에 다시 입력시켜 블록단위로 가상 파일럿을 이동시키면서 채널을 추정하여 고정할당 물리 데이터 채널을 보상한다. IDD BWMA 알고리즘의 블록도

는 그림 5(a) 및 5(b)와 같다.



(a) 제어 채널의 데이터 심볼 보상



(b) 데이터 채널 심볼 보상

그림 5. IDD BWMA 알고리즘 블록도

먼저 선형필터에 입력되어 필터의 일정한 램 수 만큼 파일럿 심볼의 채널 응답을 누적한 다음 평균을 취해서 제어채널의 데이터 심볼을 보상하고, 각각의 레이크 수신기를 통해 얻은 신호를 결합한 신호는 식 (11)과 같다.

$$\tilde{z}_{n,m} = \sum_{l=1}^L y_c^{I/Q}(l,n,m) \tilde{y}_{im}^*(l,n,m) \quad (11)$$

여기서 $\tilde{y}_{im}^*(l,n,m)$ 는 보간에 의한 l -th 경로, n -th 타임슬롯, m -th 데이터의 순간 채널 임펄스 응답의 복소 공액값을 나타내며, 파일럿 심볼 추정값 $\tilde{y}_{pre}(l,n,m)$ 과 $\tilde{y}_{post}(l,n,m)$ 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 $\tilde{b}_{n,m}$ 은 결합 출력신호 $\tilde{z}_{n,m}$ 의 결정에 의해서 식 (12)와 같이 구한다. $\tilde{b}_{n,m}$ 는 $b_{n,m}$ 의 순간 결정값을 나타낸다.

$$\hat{b}_{n,m} = \text{sgn}\{ \text{Re}\{ \hat{z}_{n,m} \} \} \quad (12)$$

제어 채널의 데이터 심볼 결정값 $\hat{b}_{n,m}$ 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 인가한 식 (13)과 같다.

$$\hat{b}_{n,m} = \text{sgn}\{ \text{Re}\{ \hat{z}_{n,m} \} \} \quad (13)$$

$$\hat{z}_{n,m} = \sum_{l=1}^L y_d^{I/Q}(l, n, m) \hat{y}_{com}^*(l, n, m) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_{com}(l, n, m) &= \frac{1}{M+1} \sum_{i=-M/2}^{M/2} w_i \hat{b}_{k,i} y_c^{I/Q}(l, n, i) \\ &= \frac{1}{M+1} \sum_{i=-M/2}^{M/2} w_i \tilde{y}_c^{I/Q}(l, n, i) \end{aligned} \quad (15)$$

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-채널의 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.

IV. 성능 평가

성능평가는 다중 전파 경로에서 레일레이 페이딩 영향에 대해 완벽한 채널추정을 가정한 동기복조 방식의 오류율 성능^[12]을 기준값으로 하여 제안 알

고리즘들과 기존 채널추정 알고리즘들의 성능을 비교 분석하였다.

시뮬레이션에 이용한 데이터 심볼속도는 16Kbps 이고, 10개 심볼의 타입슬롯 길이 T_S 는 0.625ms이다. 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 가정하였으며, 다중경로의 결합방식은 MRC (Maximal ratio combining) 기법을 적용하여 두 경로에 대해 각 알고리즘간 성능을 평가하였다.

그림 6은 단일 경로에서 도플러 주파수 $f_D = 320\text{Hz}$ 에 대한 채널추정 알고리즘들의 오류율 성능을 나타낸다. 구조가 가장 간단한 WMSA($N_S=1$) 알고리즘은 E_b/N_0 가 증가하면서 가장 빨리 Error Floor 현상을 나타내고, 파일럿 심볼을 추정하는 인접 슬롯 수를 증가할수록 저속 페이딩에서 타 알고리즘에 비해 우수한 성능을 갖는다. 기존 알고리즘 중에서는 2차 가우시안 보간 성능이 가장 우수한 결과를 나타냈다.

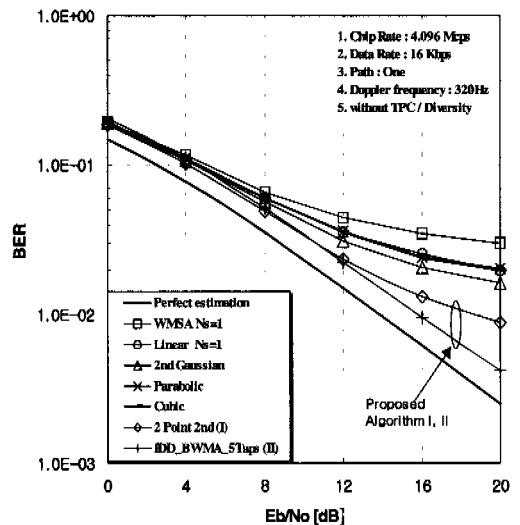


그림 6. 채널 추정 알고리즘 오류율 성능 (One path : $f_D = 320\text{Hz}$)

한편, 제안 알고리즘(I, II)의 성능은 타 알고리즘 오류율 성능보다 큰 차의 성능 우위를 보여준다. 2점 2차 보간과 IDD BWMA의 경우 도플러 주파수 $f_D=320\text{Hz}$, $\text{BER}=2.0 \times 10^{-2}$ 에서 기존 2차 가우시

안 보간 성능보다 각각 3dB와 4dB 이상 우수한 성능을 보였다.

그림 7은 탭 수와 도플러 주파수에 따른 IDD BWMA 알고리즘의 오류율 성능을 나타낸다. 타임 슬롯내의 파일럿 심볼수가 8 개인 경우 선형 필터의 탭 수를 5 와 7 탭으로 나누어 시뮬레이션을 수행하였다. 여기서 선형 필터의 탭 계수는 '1'로 일정하게 하여 수행하였다. 탭 수가 7 인 경우가 성능이 전체적으로 약간 우수한 결과를 얻었다. 그리고 $f_D = 5\text{Hz}$ 와 320Hz 도플러 주파수의 성능 차이는 20dB의 E_b/N_0 범위내에서는 1dB 미만으로 도플러 주파수에 둔감한 결과를 보였다.

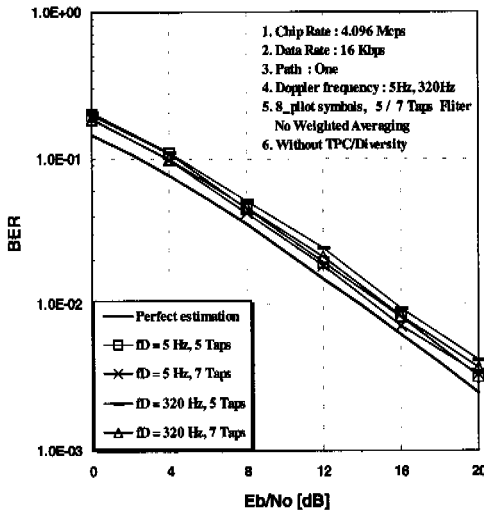
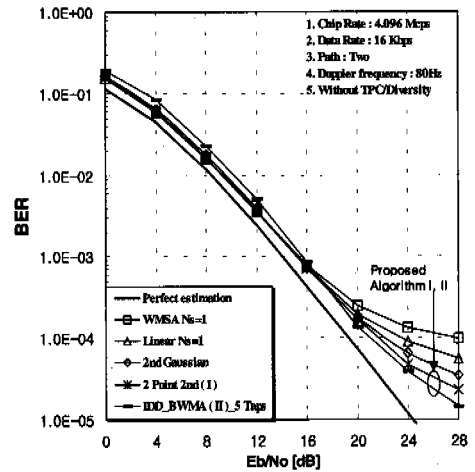


그림 7. 필터 탭수와 도플러 주파수에 따른 IDD BWMA 알고리즘의 오류율 성능

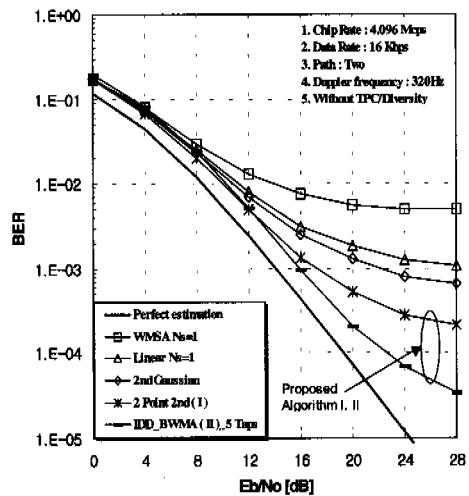
그림 8은 두 개 경로에서 도플러 주파수 $f_D = 80\text{Hz}$ 와 320Hz 에 대한 채널추정 알고리즘의 성능을 나타낸다. 그림 8(a)는 $f_D = 80\text{Hz}$ 저속 페이딩 환경에서 5개 알고리즘들의 성능을 나타낸다. 16dB 까지의 E_b/N_0 에 대해 IDD BWMA 알고리즘의 성능이 다른 알고리즘 성능보다 뒤떨어지지만, E_b/N_0 가 증가하면서 단일 경로의 경우와 동일한 성능 순위를 보여준다. 그리고 WMSA 알고리즘은 E_b/N_0 24dB 이상에서 Error Floor 현상을 보이고 있다. 한편, 그림 8(b)와 같이 $f_D = 320\text{Hz}$ 에서는 알고리즘간 성능 차이가 명확해짐을 알 수 있다. WMSA 알고리즘은 E_b/N_0 16dB 이상에서 Error Floor 현상을 나타내고, 선형 보간과 2차 가우시안

보간 알고리즘의 경우 E_b/N_0 에 따른 성능 개선이 둔화됨을 알 수 있다. 그리고 2점 2차 보간과 IDD BWMA 알고리즘의 성능은 다른 알고리즘 성능에 비해 $\text{BER} = 1.0 \times 10^{-3}$ 에서 각각 최소 7과 8dB 이상 우수한 결과를 나타낸다. 그리고 IDD BWMA 알고리즘이 2점 2차 보간 성능보다 $\text{BER} = 1.0 \times 10^{-3}$ 에서 약 1~2dB 이상 오류율 성능 우위를 나타낸다.

성능결과를 종합하면 단일 경로와 두 개 경로에서 2점 2차 보간과 IDD BWMA 제안 알고리즘의 오류율 성능이 넓은 범위의 페이딩 채널에서 매우 우수함을 알 수 있었다. 특히 고속 페이딩 채널에서 성능 차이가 더 두드러짐을 확인할 수 있었다.



(a) $f_D=80\text{Hz}$



(b) $f_D=320\text{Hz}$

그림 8. 채널 추정 알고리즘 오류율 성능 (Two path : $f_D = 80\text{Hz}, 320\text{Hz}$)

V. 결론

본 논문에서는 W-CDMA 역방향 링크의 채널 추정을 레일리 페이딩 채널에서 단일 경로와 두 개의 경로에 대해 새로운 알고리즘을 제안하여 성능을 평가하고 기존 알고리즘 성능과 비교하였다. 채널 구조, 변조 및 파일럿 패턴등은 비동기 W-CDMA 규격에 따라 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 오류율 성능을 얻었다. 제안 알고리즘들과 유사한 구조와 처리 지연을 갖는 보간 알고리즘들의 성능을 평가한 다음, 2점 2차 보간과 IDD BWMA 알고리즘 성능과 비교하였다. 그 결과 2점 2차 보간과 IDD BWMA 알고리즘 성능이 고속 페이딩 채널에서 매우 우수함을 확인하였다. 특히, IDD BWMA 알고리즘은 시뮬레이션 범위(28dB)의 E_b/N_0 에서 도플러 주파수에 둔감한 오류율 성능을 갖고 있음을 알 수 있었다.

향후에는 제안 알고리즘들을 전력제어 기능과 연동시켜 성능평가를 수행하여 우수한 알고리즘을 선별하는 연구의 진행이 필요할 것으로 판단된다.

참고 문헌

- [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] F.M. Gardner, "Interpolation in Digital Modems- Part I : Fundamentals," *IEEE Trans. Commun.*, COM-41, pp.501-507, March 1993.
- [6] 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.
- [7] R. W. Shafer and L. R. Rabiner, "A Digital Signal Processing Approach to Interpolation," *Proc. IEEE*, Vol. 61, pp. 692-702, June 1973.
- [8] M. Abramowitz and I.A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables - Volume II*, New York : Dover Publications, Inc., 1972.
- [9] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall Inc., 1997.
- [10] 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.
- [11] 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 International Spread Spectrum Techniques & Application (ISSSTA98)*, pp. 576-579, Sep. 1998.
- [12] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [13] 3GPP, "Technical Specifications of Physical channels and mapping of transport channels onto Physical channels(FDD)," Version 2.0, Apr. 1999.
- [14] 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(Je-gil Koo)

정회원



1984년 2월: 성균관대학교
전자공학과 졸업(학사)
1986년 2월: 성균관대학교
일반대학원 전자공학과
졸업(석사)

1996년 3월~2001년 2월: 성균관 대학교 일반대학원
전자공학과 공학박사 (Ph.D)

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

1998년 3월~현재: 용인송담대학 디지털전자정보과
교수

<주관심 분야> 디지털통신, 이동 및 무선통신, IMT-
2000 CDMA 시스템 개발과 신호 처리기술
등임.

최 형 진(Hyung-jin Choi)

정회원



1974년 2월: 서울대학교
전자공학과 졸업 (학사)
1976년 2월: 한국과학기술원
전기전자공학과 졸업
(석사)

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

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

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

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전기전자 컴퓨터
공학부 정교수

<주관심 분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성
통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기
술 등임.