

# Rayleigh Fading 채널에서 W-CDMA 역방향 링크의 Lagrange 보간 채널추정 알고리즘의 성능비교

정회원 구 제 길\*, 최 형 진\*\*

## Performance Comparison of the Channel Estimation Algorithm using Lagrange Interpolation for W-CDMA Reverse Link over Rayleigh Fading Channels

Je-Gil Koo\*, Hyung-Jin Choi\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 W-CDMA 역방향 링크의 채널 추정에 관한 Lagrange 보간 알고리즘의 성능을 WMSA(K=1,2,3) 와 Constant Gain 방식의 기존 알고리즘 성능과 비교하였다. W-CDMA 채널 구조, 변조 및 파일럿 패턴들은 일본 ARIB 규격과 3GPP 규격에 따른다. 본 논문에서는 4 종류의 Lagrange 보간 알고리즘을 평가하였다. 즉, Linear(선형) 보간, 2차 Gaussian 보간, Cubic 보간 및 부분 다항식 Parabolic 보간이다. Lagrange 보간 알고리즘 중 20Hz 이상의 도플러 주파수에서는 2차 Gaussian 보간 알고리즘 성능이 가장 우수하고, Cubic 와 Parabolic 보간 알고리즘의 성능이 가장 열등하다. 그러나 고속 페이딩에서는 2차 Gaussian 보간 알고리즘 성능이 큰 차이로 WMSA 알고리즘 성능보다 우수하며, 다음 성능은 Cubic, Parabolic, Linear 보간 알고리즘 순이다. 따라서 Lagrange 보간 알고리즘 중 저속과 고속 페이딩에서 모두 2차 Gaussian 보간 알고리즘이 가장 우수한 성능을 얻었다.

### ABSTRACT

This paper presents the performance comparison of channel estimation algorithm using Lagrange interpolation for W-CDMA reverse link over Rayleigh fading channels. By obtaining BER performance through computer simulations, the Lagrange interpolation algorithm is compared with the existing WMSA(K=1,2,3) and constant gain algorithm. The channel structure, modulation and pilot patterns are applied to the ARIB (Association of Radio Industries and Business) and 3GPP (3rd Generation Partnership Project) ITU-R proposal for the IMT-2000. The Lagrange interpolation evaluated is linear interpolation, second-order Gaussian interpolation, cubic interpolation, and piecewise parabolic interpolation. The BER performance of second-order Gaussian interpolation is superior to others at wide range of Doppler frequencies except Doppler frequency 20Hz below. The cubic and parabolic interpolation is inferior to the second-order Gaussian interpolation and linear interpolation. And linear interpolation is also more suitable for relatively simple structure and small processing delay without much performance degradation.

\* 용인 송담 대학 전자과 (jgkoo@dragon.ysc.ac.kr)

\*\* 성균관대학교 전기.전자 및 컴퓨터공학부

논문번호 : 99035-0929

접수일자 : 1999년 9월 29일

## I. 서론

IMT-2000 규격으로 일본의 ARIB (Association of Radio Industries and Business), 유럽 ETSI의 UMTS 및 한국의 TTA-II를 중심으로 한 W-CDMA 방식이 미국을 중심으로한 cdma2000 방식과 통합 단일화 시도를 하면서 경쟁적으로 표준안을 마무리하고 있다.

W-CDMA 방식의 규격은 셀간 비동기 방식을 채택하고, 기존의 IS-95 비동기 시스템과 달리 링크 용량을 증가시키기 위해서 순방향과 역방향 링크에서 모두 동기 복조방식을 채택하고 있다. 일반적으로 동기 복조를 위해서는 변조하지 않는 파일럿 신호를 이용하여 채널 추정을 수행한다. 파일럿 신호를 이용한 채널추정 방법은 별도의 채널을 할당한 파일럿 채널 방식과 슬롯 단위의 통화 채널이나 제어 채널내에 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 시간적으로 다중화시켜 전송하는 파일럿 심볼 방식으로 나눈다. W-CDMA 규격에서는 순방향과 역방향 링크에서 파일럿 심볼을 이용한 채널 구조를 채택하고 있다<sup>17, 18)</sup>.

파일럿 심볼 구조의 채널 추정은 동기 복조를 위해 송.수신단에서 서로 알고 있는 파일럿 심볼을 데이터 심볼과 주기적으로 시분할 다중화하여 전송하고, 파일럿 심볼 구간의 채널 추정값을 이용하여 데이터 심볼 구간의 채널 변화를 보상한다. 이와같이 파일럿 심볼을 이용한 채널추정 연구는 S. Sampei의 Low-order Gaussian Interpolation<sup>11)</sup> 그리고 F. Adachi의 WMSA (Weighted Multi-Slot Averaging)<sup>12)</sup>과 파일럿 심볼과 채널을 이용한 Decision-Directed 방식<sup>10, 11)</sup> 및 LMS<sup>12)</sup>와 RLS<sup>13)</sup>적응형 필터를 이용한 알고리즘등이 수행되었다.

Low-order Gaussian Interpolation 방식은 일반적으로 1차(선형) 보간과 2차 보간으로 나누어 연구되었으며, 고속 페이딩 환경에서 상대적으로 우수한 성능을 얻었다<sup>11)</sup>. 일본 W-CDMA ARIB 규격에서 제안한 WMSA 방식은 인접 채널의 파일럿 채널 정보를 이용하는 슬롯 수에 따라 저속 및 고속 페이딩에서 성능의 차이를 보이고 있다. 또한 선형 예측 필터와 LMS 적응형 필터를 이용하여 파일럿 심볼 구조의 데이터 심볼 채널을 Decision-Directed 방식에 의해 추정하는 연구<sup>11), 12)</sup> 결과에 의하면 Decision Error Propagation에 의해 고속 페이딩 채널의 추적 성능이 저하됨이 확인되었다. 본 논문에서

서는 이상적인 필터의 특성을 근사화한 Lagrange Interpolation<sup>13-18)</sup>을 이용하여 파일럿 심볼 구조의 W-CDMA 시스템의 역방향 링크에서 채널 추정 성능을 기존 WMSA (K=1,2,3) 성능과 비교 분석하였다. 본 논문에서 다룰 Lagrange 보간 알고리즘은 4가지 종류, 즉 Linear(선형) 보간, 2차 Gaussian 보간, Cubic 보간 및 부분 다항식 Parabolic 보간이다. 그리고 가장 간단한 구조의 Constant Gain 알고리즘을 제안하여 타 알고리즘의 성능을 상대적으로 비교하기 위한 기준으로 활용하였다.

본 논문의 구성은 I 장의 서론에 이어서, II 장에서는 채널 추정을 위한 시스템 모델을 제시하였다. III 장에서는 WMSA, Constant Gain 및 Lagrange 보간 추정 알고리즘의 원리를 기술하였다. IV 장에서는 III 장에서 기술한 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하고 기존 알고리즘 성능과 비교하였다. 마지막으로 V 장에서는 Lagrange 보간 알고리즘의 성능 분석을 종합하여 결론을 맺었다.

## II. 시스템 모델 (System Model)

본 논문에서 적용한 시스템 모델은 일본 ARIB 방식의 W-CDMA 역방향 링크 규격에 근거한다. 따라서 그림 1의 채널 추정을 위한 채널구조는 물리 채널중 고정할당 물리 채널 (DPCH : Dedicated Physical Channel)의 제어 채널인 DPCCCH (Dedicated Physical Control Channel)과 데이터 채널인 DPDCH (Dedicated Physical Data Channel)을 이용한다. 채널 추정을 위한 파일럿 심볼은 제어 채널인 DPCCCH의 파일럿 패턴<sup>17, 18)</sup>을 이용하여 페이딩에 의한 채널변화를 추정하고, 데이터 채널인 DPDCH (Dedicated Physical Data Channel)의 데이터 심볼을 보상한다.

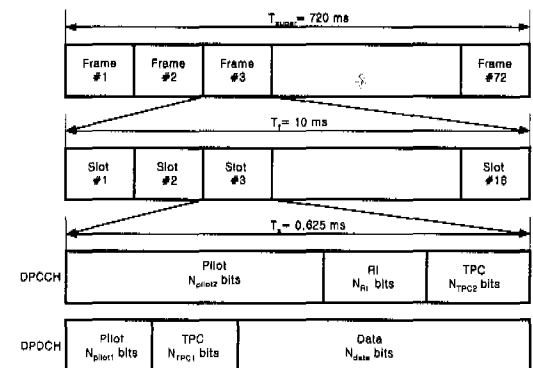


그림 1. DPCCCH와 DPDCH 채널구조

1. 송신기 모델 (Transmitter Model)

송신기 모델은 그림 2와 같은 구조를 갖는다. 데이터 채널과 제어 채널을 각각 I-arm과 Q-arm에 연결한다. 그리고 각각 Short length의 Walsh 함수  $W_a, W_c$ 으로 확산시킨 다음, Long PN code로 최종 확산시킨다.

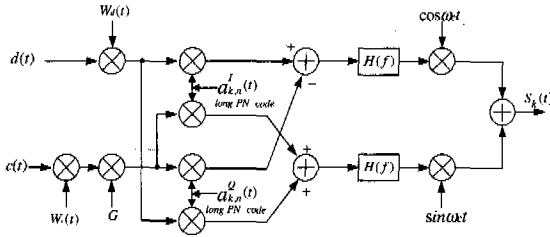


그림 2. 역방향 링크 송신기 모델

필름형 필터의 임펄스 응답  $h(t)$ 는 칩(chip) 구간동안 단위 직각 펄스로 가정한다. 그리고  $c(t)$ 는 제어 채널인 DPCCH 신호를 나타내고,  $d(t)$ 는 데이터 채널인 DPDCH 신호를 나타낸다. 송신기 모델을 기초로 한  $k$ -번째 사용자의 송신신호는 다음 식(1)과 같이 표현된다.

$$S_k(t) = \sum_{n=1}^N \{ [(\sqrt{P_k^I} b_{k,n}^I(t) a_{k,n}^I(t) - \sqrt{P_k^Q} b_{k,n}^Q(t) a_{k,n}^Q(t)) \cos \omega_c t + (\sqrt{P_k^Q} b_{k,n}^I(t) a_{k,n}^Q(t) + \sqrt{P_k^I} b_{k,n}^Q(t) a_{k,n}^I(t)) \sin \omega_c t] b_{k,n}^I(t) = d(t) W_a(t), b_{k,n}^Q(t) = G \cdot c(t) W_c(t) \} \quad (1)$$

여기서  $a_{k,n}^{I/Q}(t)$ 는  $k$ -번째 사용자의 I 와 Q 채널의 Long PN code를 의미하고,  $k$ 는 사용자 수를 가르키며  $P_k^I$ 와  $P_k^Q$ 는  $k$ -번째 사용자의 제어채널 및 데이터 채널의 칩전력(chip power)를 나타낸다. 그리고  $b_{k,n}^{I/Q}(t)$ 는 칩 주기  $T_c$ 동안 BPSK 변조기의  $k$ -번째 사용자의 I 와 Q 채널 이진데이터 열을,  $N$  (integer)  $\equiv T/T_c$ 는 처리이득(Processing Gain)을 나타내고,  $G$ 는 제어채널의 이득을 의미한다.

2. 페이딩 채널 모델

(Fading Channel Model)

송신 복소 신호  $S(t)$ 는 다중 페이딩 (Multipath Fading) 효과를 나타내는 시변 복소 이득  $g(t)$ 의 곱의 영향과 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0$ 인 복소 가우시안 잡음  $n(t)$ 의 합 형태로 변형되어 채널을 통

과한다. 즉, 다음 식(2)와 같은 신호 형태를 갖는다.

$$r(t) = g(t) S(t) + n(t) \quad (2)$$

여기서  $g(t)$ 는 Doppler 주파수  $f_D = v/\lambda$  ( $v$ : 차량속도,  $\lambda$ : 캐리어 파장)를 갖는 복소 가우시안 과정으로 모델링된 신호로 나타낸다. 그리고 정확한 AFC (Automatic Frequency Control) 사용으로 송수신기간 주파수 오프셋은 무시할 수 있다고 가정한다.

$g(t)$ 의 스펙트럼  $S_g$ 는 다음 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_g(f) = \sigma_g^2 \tilde{S}_g(f) \quad (3)$$

여기서  $\sigma_g^2$ 는 전체 전력 이득을 나타내고,  $\tilde{S}_g(f)$ 는 단위 전력으로 정규화된 Fade Spectrum을 나타낸다. 다중 경로 반사에 의한 Scattering을 등방성(isotropic)으로 가정할 때, Normalized Fade Spectrum  $\tilde{S}_g(f)$ 는 다음 식(4)와 같다<sup>[15]</sup>.

$$\tilde{S}_g(f) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_D^2 - f^2}} \quad (4)$$

그리고 fade spectrum의 자기 상관함수는 다음과 같다.

$$\tilde{R}_g(\tau) = F^{-1}\{ \tilde{S}_g(f) \} = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (5)$$

여기서  $J_0(\cdot)$ 는 zero 차수의 제 1종 베셀 함수를 나타낸다.

3. 수신기 모델 (Receiver Model)

송신된 신호는 서로 다른 지연을 갖는 다중 경로를 통해 수신기에 입력된다.  $K$ 개의 사용자 수신신호는 식(6)과 같이  $K$ 개의 사용자와  $k$ -번째 사용자의  $i$ -번째 경로 지연  $\tau_k^i$ 에 의해 구분된 신호의 조합 형태로 입력된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^L \sum_{n=1}^N a_k^i \{ [(\sqrt{P_k^I} b_{k,n}^I(t - \tau_k^i) a_{k,n}^I(t - \tau_k^i) - \sqrt{P_k^Q} b_{k,n}^Q(t - \tau_k^i) a_{k,n}^Q(t - \tau_k^i)) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^i) + (\sqrt{P_k^Q} b_{k,n}^I(t - \tau_k^i) a_{k,n}^Q(t - \tau_k^i) + \sqrt{P_k^I} b_{k,n}^Q(t - \tau_k^i) a_{k,n}^I(t - \tau_k^i)) \cdot \sin(\omega_c t + \phi_k^i) \} + n(t) \quad (6)$$

여기서  $i$ 은 사용자의 신호 전송 경로를 나타낸

다.

수신기에 입력된 신호는 I 와 Q 위상에 따라 다른 변환되고 LPF(Low Pass Filter)를 통과한 다음 정합필터(Matched Filter)를 거쳐 이상적인 칩 주기의 샘플링 신호를 얻는다. 일반적으로 k-번째 사용자의 l-번째 경로를 고려할 경우 샘플링 신호에 대한 채널 코드와 Walsh 코드의 역확산 신호는 다음 식(7)-(10)과 같이 얻을 수 있다. 여기서  $y_{k,n}^{I,C}(l)$ ,  $y_{k,n}^{I,D}(l)$ 는 각각 동상(In Phase) 성분의 k-번째 사용자 제어 채널 신호와 데이터 채널 신호를 나타내고,  $y_{k,n}^{Q,C}(l)$ ,  $y_{k,n}^{Q,D}(l)$ 는 각각 직각 위상(Quadrature) 성분의 제어 채널 신호와 데이터 채널 신호를 나타낸다. 그리고  $y_{k,n}^{I,I}(l)$ ,  $y_{k,n}^{I,Q}(l)$ ,  $y_{k,n}^{Q,I}(l)$ ,  $y_{k,n}^{Q,Q}(l)$ 는 각각 동상과 직각 위상 성분을 복소 역확산시킨 신호이다. 또한  $W_c(t)$ ,  $W_d(t)$ 는 제어 채널 신호와 데이터 채널 신호를 구분하기 위한 Walsh 함수를 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 y_{k,n}^{I,C}(l) &= [y_{k,n}^{I,I}(l) + y_{k,n}^{Q,Q}(l)] \times W_c(t - \tau_k^i) \\
 &= \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^C} G c_{k,n}^I(t - \tau_k^i) \sin \hat{\phi}_k^I + \\
 &[\frac{n_c(t)}{2} a_{k,n}^C(t - \tau_k^i) + \frac{n_s(t)}{2} a_{k,n}^Q(t - \tau_k^i)] \times W_c(t - \tau_k^i)
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 y_{k,n}^{I,D}(l) &= [y_{k,n}^{I,I}(l) + y_{k,n}^{Q,Q}(l)] \times W_d(t - \tau_k^i) \\
 &= \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^D} d_{k,n}^I(t - \tau_k^i) \cos \hat{\phi}_k^I + \\
 &[\frac{n_c(t)}{2} a_{k,n}^C(t - \tau_k^i) + \frac{n_s(t)}{2} a_{k,n}^Q(t - \tau_k^i)] \times W_d(t - \tau_k^i)
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
 y_{k,n}^{Q,C}(l) &= [y_{k,n}^{I,Q}(l) + y_{k,n}^{Q,I}(l)] \times W_c(t - \tau_k^i) \\
 &= \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^C} G c_{k,n}^Q(t - \tau_k^i) \cos \hat{\phi}_k^I + \\
 &[\frac{-n_c(t)}{2} a_{k,n}^C(t - \tau_k^i) + \frac{n_s(t)}{2} a_{k,n}^Q(t - \tau_k^i)] \times W_c(t - \tau_k^i)
 \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
 y_{k,n}^{Q,D}(l) &= [y_{k,n}^{I,Q}(l) + y_{k,n}^{Q,I}(l)] \times (-)W_d(t - \tau_k^i) \\
 &= \hat{\alpha}_k^I \sqrt{P_k^D} d_{k,n}^Q(t - \tau_k^i) \sin \hat{\phi}_k^I + \\
 &[\frac{-n_c(t)}{2} a_{k,n}^C(t - \tau_k^i) + \frac{n_s(t)}{2} a_{k,n}^Q(t - \tau_k^i)] \\
 &\times (-)W_d(t - \tau_k^i)
 \end{aligned} \tag{10}$$

### III. 채널추정 알고리즘

#### 1. WMSA(Weighted Multi-Slot Averaging) 채널 추정

일본 NTT DoCoMo 에서 제안한 방식으로서, W-CDMA 역방향 DPCH 프레임의 파일럿 패턴에 따라 시분할 다중화되어 전송된 파일럿 심볼들의 채널을 추정하여 데이터 심볼들의 채널변화를 보상하는 방식이다.

그림 3은 WMSA (Weighted Multi-Slot Averaging) 방식<sup>[2]</sup>을 이용한 채널추정 개념도를 보여준다. WMSA 방식은 한 슬롯내에 포함된 일정한 길이의 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정한 후, 각 슬롯에서 얻은 추정값을 여러개의 슬롯에 대해 가중치(weighting factor)를 주고 평균을 취하여 데이터 심볼 보상을 위한 슬롯의 최종 채널 추정값을 구한다.

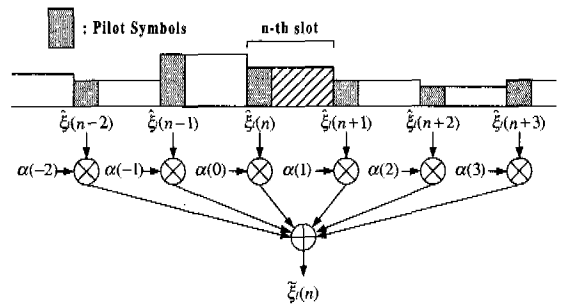


그림 3. WMSA 방식의 채널추정 개념도(K=3)

여러 개의 추정채널에 가중치를 부여하는 방법은 추정코자하는 time slot과 주변의 time slot들의 순간 채널을 평균으로 구한 후, 추정코자하는 time slot에 가까이 있는 time slot 일수록 큰 가중치를 주고, 반대로 먼 time slot 일수록 작은 가중치를 부여한다. 먼저, d-번째 안테나에서 수신된 l-번째 경로성분중 n-번째 time slot의 m-번째 심볼을  $r_{d,i}(n, m)$  로 나타낸다. WMSA 방식의 파일럿 심볼들의 평균개념에 의해서 n-번째 time slot에 속한 파일럿 심볼을 이용한 순간 채널 추정  $\hat{\xi}_{d,i}(n)$ 은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\xi}_{d,i}(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} r_{d,i}(n, m) \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \tag{11}$$

여기서  $N_p$ 는 파일럿 심볼의 갯수이다.

n-번째 time slot의 데이터 심볼들을 보상하기 위한 채널 추정  $\hat{\xi}_{d,i}(n)$ 은 2K개의 순간 채널 추정을 이용하여 구할 수 있다.

$$\hat{\xi}_{a,i}(n) = \sum_{i=-K}^{K+1} a(i) \hat{\xi}_{a,i}(n+i) \quad (12)$$

여기서  $a(i)$  은 가중 인자로서 1이하의 양수이다.  $K$ 는 채널 추정에 이용되는 슬롯 수를 나타내며,  $K=1$ 인 경우 보상을 원하는 슬롯의 파일럿 심볼과 이전 슬롯의 파일럿 심볼을 평균하는 것이다.

그리고  $d$ -번째 안테나의  $n$ -번째 슬롯,  $m$ -번째 데이터 심볼에 대한 RAKE 결합기(Rake combiner) 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$d(n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{D-1} r_{d,k(n,m)} \hat{\xi}_{a,i}(n) \quad (13)$$

여기서  $L$ 은 다중 경로의 수,  $D$ 는 안테나의 수, 그리고 \*는 공액 복소수를 나타낸다.

### 2. Constant Gain 채널 추정

WMSA 알고리즘의 경우  $K$  값의 증가 (1 ~ 3) 따라 채널 추정을 위한 슬롯 수가 증가하게 되어 채널 추정 지연이  $K \times 2$  만큼 발생한다. 이는 채널추정 데이터를 이용하여 송신 전력 제어 (TPC: Transmitter Power Control) 등 타 신호처리 기능의 성능저하를 가져올 수 있으므로 최소한의 슬롯 지연과 데이터 메모리를 갖는 채널추정 알고리즘이 필요하게 된다.

따라서 Constant Gain 추정 알고리즘은 현재 슬롯만의 파일럿 심볼을 추정해서 데이터 심볼을 바로 보상하는 방법으로서 가장 간단한 구조의 추정 기법이다. 즉, 그림 4와 같이 해당 슬롯의 파일럿 심볼만을 추정해서 수신 데이터 심볼의 채널변화를 보상하는 방식이다. Constant Gain 채널 추정은 본 연구에서 제안한 알고리즘으로 구조의 복잡도 및 성능측면에서 타 알고리즘과의 비교 기준으로 활용한다.

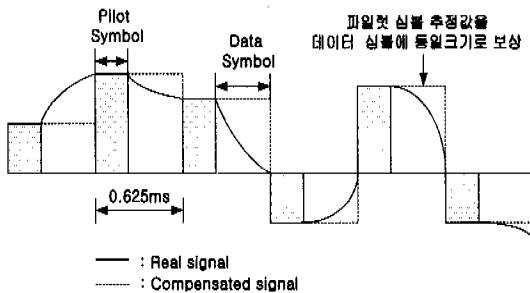


그림 4. Constant Gain 채널 추정 블록도

### 3. Lagrange Interpolation을 이용한 채널 추정

#### 3.1 부분 다항식 보간(Piecewise Polynomial Interpolation) 개념

Matched filter 출력 신호  $x(mT_s)$ 을 다음 식과 같이 이상적인 Nyquist 보간 필터를 통과시켜 연속시간함수  $y(t)$ 를 복원할 수 있다<sup>31</sup>.

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_f(t-mT_s)x(mT_s) \quad (14)$$

$$h_f(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s}$$

여기서  $T_s$ 는 샘플링 주기(Sampling Period)를 나타낸다.

이상적인 필터는 IIR (Infinite Impulse Response) 특성을 갖고 Non-causal하다. 따라서 실제 응용에서는 Truncation을 통해 유한개의 항만을 취하게 되므로 복원된 신호에 왜곡이 존재해서  $y(t)$ 의 완벽한 복원은 불가능하다. 그런데 이상적인 Nyquist 보간 필터를 2개 또는 4개의 샘플을 이용하여 부분 다항식 (Piecewise Polynomial) 보간으로 대체할 경우 우수한 성능을 갖는다는 것이 확인되었다<sup>35,51</sup>.

따라서 부분 다항식 (Piecewise Polynomial) 보간을 구하기 위해서는 동일 간격의 Q-Point (n-Point) 샘플 데이터를 이용하여 선형 위상 보간을 수행할 수 있는 고차 다항식을 이용하며, 그 중 Lagrange 보간식이 가장 편리한 방식으로 알려져 있다<sup>6, 7</sup>. Lagrange 보간은 Lagrange Coefficient Table을 이용한 선형 위상 보간 (Linear Phase Interpolation) 필터를 유도해서 보상하는 방식이다. 먼저, Q 개의 원 샘플들(Original Sample)을 이용해서 Q-1 차수의 다항식을 갖는 고차 다항식 보간 (Higher-order Polynomial Interpolation) 일반식을 살펴본다. 샘플링 신호  $x(k)$ 의 샘플링 주기 T에 대해서  $T' = T/L$ 의 간격을 갖는 Interpolants  $n (= 0, 1, 2, \dots, L-1)$ 에 대한 Lagrange 보간 일반식은 다음과 같다.

$$y(n) = \sum_{k=-(Q/2)}^{(Q/2)} A_k^Q(n/L) x(k), \quad Q \text{ even} \quad (15-a)$$

$$y(n) = \sum_{k=-(Q-1)/2}^{(Q-1)/2} A_k^Q(n/L) x(k), \quad Q \text{ odd} \quad (15-b)$$

여기서  $A_k^Q(\cdot)$ 을 Lagrange Coefficient라고 하며, 식(16)과 같이 표현된다.  $\mu = n/L$  을 임의의 정수

라고 가정한다.

$$A_k^Q(\mu) = \frac{(-1)^{k+Q/2}}{\left(\left(\frac{Q-2}{2}+k\right)!\left(\frac{Q}{2}-k\right)!(\mu-k)\right)} \quad (16-a)$$

$$* \prod_{i=1}^Q \left(\mu + \frac{Q}{2} - i\right), \quad Q \text{ even}$$

$$A_k^Q(\mu) = \frac{(-1)^{k+(Q-1)/2}}{\left(\left(\frac{Q-1}{2}+k\right)!\left(\left(\frac{Q-1}{2}-k\right)!(\mu-k)\right)\right)} \quad (16-b)$$

$$* \prod_{i=0}^{Q-1} \left(\mu + \left(\frac{Q-1}{2} - i\right)\right), \quad Q \text{ odd}$$

그리고 식(16)은 식(17)의 조건이 성립한다.

$$A_k^Q(\mu) = \begin{cases} 0, & \mu \neq k, \text{ and } \mu \text{ an integer} \\ 1, & \mu = k \end{cases} \quad (17)$$

일반적으로 식(15)는 다음 범위의 임의 n 값에 대해 계산할 수 있다.

$$\left(\frac{Q-2}{2}\right)L < n < \frac{Q}{2}L, \quad Q \text{ even} \quad (18)$$

$$-\left(\frac{Q-1}{2}\right)L < n < \left(\frac{Q-1}{2}\right)L, \quad Q \text{ odd} \quad (19)$$

이 경우 동일한 간격의 Q 개의 원 샘플이 모든 보간 샘플 계산에 포함된다. 그리고 Q 개의 원 샘플들을 사용하여 L-1 개의 보간 샘플을 얻을 수 있다. 따라서 Q 개의 원 샘플들간 Q-1개의 보간 구간에 대응한 Q-1 개의 임펄스 응답을 Lagrange 보간 공식(15)을 이용하여 구할 수 있다.

### 3.2 선형 보간 (Linear Interpolation: Q=2)

원 샘플 (Original Samples) x(k)의 두 개 연속 샘플 (Q=2)을 보간 샘플 (Interpolated-sample) 계산에 이용하는 방법이다. 두 개의 샘플 x(k)와 x(k+1) 간 보간값은 두 개의 원 샘플값을 연결하는 직선상에 놓여 있다.

샘플 주기 (Sampling Period) T를 갖는 입력 샘플 x(k)에 대한 샘플 주기 (sampling period) T' = T/L을 갖는 n-번째 보간 출력값 y(n)의 결과식은 Q-Point Lagrange 보간 일반공식(15)에서 Q = 2이고, k = 0, 1 인 두 개의 샘플을 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다. 식(20)에서 A\_k^2(n/L)는 Lagrange 보간 필터계수를 나타낸다.

$$y(n) = \sum_{k=0}^1 A_k^2(n/L) x(k)$$

$$= A_0^2(n/L) x(0) + A_1^2(n/L) x(1)$$

$$= x(0)\left(1 - \frac{n}{L}\right) + x(1)\left(\frac{n}{L}\right), \quad 0 \leq n < L \quad (20)$$

그리고 식 (15)와 T' = T/L 의 샘플링 주기에 의한 FIR 필터의 보간 출력식(20)을 비교하여 식 (21)을 얻는다.

$$A_0^2(n/L) = 1 - \mu = 1 - \frac{n}{L}, \quad 0 \leq n < L \quad (21)$$

$$A_1^2(n/L) = \mu = \frac{n}{L}, \quad 0 \leq n < L$$

따라서 A\_k^2(n/L) =  $\begin{cases} 1 - |n|/L, & |n| < L \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$  이 성립한다.

### 3.3 2차 Gaussian 보간 (Q=3)

Q = 3인 경우 Q-Point Lagrange 보간 일반식 (15)에 따라 3개의 샘플 x(-1), x(0), x(1)을 2개의 샘플 구간의 보간에 이용하는 방법이다. 이와 같이 3개 심볼을 이용한 2차 보간을 2차 Gaussian 보간이라고 한다<sup>1, 9</sup>. 결과 식은 다음과 같다.

$$y(n) = \sum_{k=-1}^1 A_k^3(n/L) x(k) \quad (22)$$

여기서 Interpolants n은 두 개 구간 {-L < n ≤ 0}, {0 ≤ n < L}의 모든 n에 대해 성립한다. 식(15)와 식 (22)의 방정식을 비교하면 다음 2차 Lagrange 보간 필터계수를 얻을 수 있다.

$$A_{-1}^3(n/L) = 1/2(\mu^2 - \mu) = 1/2\left\{\left(\frac{n}{L}\right)^2 - \frac{n}{L}\right\}$$

$$A_0^3(n/L) = 1 - \mu^2 = 1 - \left(\frac{n}{L}\right)^2 \quad (23)$$

$$A_1^3(n/L) = 1/2(\mu^2 + \mu) = 1/2\left\{\left(\frac{n}{L}\right)^2 + \frac{n}{L}\right\}$$

### 3.4 Cubic 보간 (Q=4)

Q = 4 인 경우로 Q = 3 인 경우와 동일한 방법으로 Lagrange 보간 공식을 적용하여 얻은 보간 방식을 Cubic 보간<sup>3, 5, 8</sup> 이라고 한다. 보간식은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$y(n) = \sum_{k=-1}^2 A_k^4(n/L) x(k) \quad (24)$$

식 (15)와 식(24)를 비교하면, 다음과 같이 Cubic 보간 필터의 임펄스 응답 계수를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 A_{-1}^4(n/L) &= \frac{\mu(\mu-1)(\mu-2)}{-6} = -\frac{\mu^3}{6} + \frac{\mu^2}{2} - \frac{\mu}{3} \\
 A_0^4(n/L) &= \frac{(\mu^2-1)(\mu-2)}{2} = \frac{\mu^3}{2} - \mu^2 - \frac{\mu}{2} + 1 \\
 A_1^4(n/L) &= \frac{\mu(\mu+1)(\mu-2)}{-2} = -\frac{\mu^3}{2} + \frac{\mu^2}{2} + \mu \\
 A_2^4(n/L) &= \frac{\mu(\mu^2-1)}{6} = \frac{\mu^3}{6} - \frac{\mu}{6}
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

식(25)의 임펄스 응답은 다음 3개의 구간 (I:  $-L < n \leq 0$ ), (II:  $0 < n \leq L$ ), (III:  $L < n < 2L$ )에서 존재한다.

위 계수 식(21), (23), (25)를 보면 Q가 홀수(Q = 3)일 때 Lagrange 보간 필터의 임펄스 응답은 대칭 조건  $h(n) = h(-n)$ 을 만족하지 못하므로 선형 위상 구간이 존재하지 않으며, Q가 짝수(even)일 때 Q-1개 중 하나의 임펄스 응답은 선형 위상을 갖는다는 것을 알 수 있다. 그리고 다항식 보간 공식을 이용한 보간 필터는 임펄스 응답을 간단한 계산이나 Look-up Table을 이용하여 쉽게 구할 수 있다는 장점을 갖고 있다.

### 3.5 Piecewise Parabolic 보간 (Q=4)

Lagrange 공식의 표준 4-Point 보간기인 Cubic 보간기는 3차의 임펄스 응답을 갖는다. 따라서 4-Point 경우의 계산 부담을 줄이기 위해 3차 응답을 2차의 임펄스 응답으로 줄이면서, 선형 위상조건과 계수 합(DC 이득)이 하나의 설계변수  $\alpha$  만의 함수로 Fractional Interval  $\mu_n$  (or  $\mu_k$ )에 무관한 Piecewise-quadratic 공식을 결정하는 Piecewise Parabolic Interpolator가 연구되었다<sup>[3, 5]</sup>. 보간기 필터의 임펄스 응답은 설계변수  $\alpha = 0$  일 때, 선형 보간기가 되며,  $\alpha = 0.5$  일 때 가장 우수한 성능을 얻을 수 있다<sup>[5]</sup>.

Piecewise Parabolic 필터의 임펄스 응답 계수는 다음 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 A_{-1}^4(n/L) &= \alpha\mu^2 - \alpha\mu \\
 A_0^4(n/L) &= -\alpha\mu^2 + (\alpha-1)\mu + 1 \\
 A_1^4(n/L) &= -\alpha\mu^2 + (\alpha+1)\mu \\
 A_2^4(n/L) &= \alpha\mu^2 - \alpha\mu
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

## IV. 성능 평가

Rayleigh 페이딩 환경에서 각 알고리즘의 성능을

비교 분석하기 위해 페이딩 영향에 대해 무관한 경우의 동기복조 방식의 비트 에러율(BER : Bit Error Rate) 성능을 분석하고, 그 결과를 페이딩 채널에서 채널 추정 알고리즘들의 상대적인 성능 기준치로 하여 알고리즘간 성능을 분석한다. 먼저 경로가 1개일 경우의 BER 성능은 다음 식과 같이 얻는다<sup>[16]</sup>.

$$P_b = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma_b}{1 + \gamma_b}} \right)
 \tag{27}$$

여기서  $\gamma_b$ 는 비트당 SNR을 나타낸다.

시뮬레이션에 이용한 데이터 심볼속도는 16kbps이고, 슬롯 길이 T가 0.625ms이다. DPCCH 8비트 파일럿 패턴중 4비트의 파일럿 비트만을 이용해서 Lagrange 보간 채널 알고리즘의 성능을 구하고, 기존 WMSA(K=1,2,3)과 Constant Gain 보간 알고리즘의 BER 성능과 비교 분석하였다.

그림 5는 단일 경로에서 WMSA (K=1,2,3) 방식의 채널추정 BER 성능을 도플러 주파수 20Hz, 80Hz, 160Hz, 320Hz에 대하여 나타낸다. 도플러 주파수 20Hz의 경우 비트 에너지/잡음 전력 ( $E_b/N_0$ )의 변화에 큰 차이없이 비슷한 성능을 보이고 있으며, K=3인 경우 전반적인  $E_b/N_0$  범위에서 K=1, 2인 경우의 성능보다 성능 우위를 보인다. 이것은 도플러 주파수가 낮을수록 인접 슬롯간의 상관성이 높아서 여러 슬롯의 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정하고 데이터 심볼을 보상하는 것이 유리하기 때문이다. K=2인 경우는 K=1인 경우의 성능보다 매우 미소한 차이로 우수하다. 도플러 주파수가 80Hz인 경우에도 20Hz인 경우와 동일한 순위의 성능을 보인다. 그러나 도플러 주파수 160Hz에서는 K=3,2,1의 순위가 반대로 바뀐 결과를 보여준다. K=3인 경우의 성능이 K=1, 2인 경우의 성능보다 뚜렷한 차이로 뒤지고, K=2인 경우가 K=1인 경우의 성능보다 우수하다. 한편, 도플러 주파수 320Hz에서는 160Hz 경우의 성능차이보다 훨씬 현저해진다.  $E_b/N_0$  20dB에서 K=1인 경우의 BER이  $1.84 \times 10^{-2}$ 이고, K=3인 경우의 BER은  $3.94 \times 10^{-2}$ 을 나타내므로 K=1인 경우의 성능이 2배 이상의 성능 우위를 나타낸다. 이것은 도플러 주파수가 높을수록 슬롯의 파일럿 심볼간의 상관성이 떨어지기 때문에 적은 슬롯의 파일럿 심볼 정보를 이용하는 것이 채널변화에 보다 근접한 결과를 얻을 수 있다는 것을 의미한다.

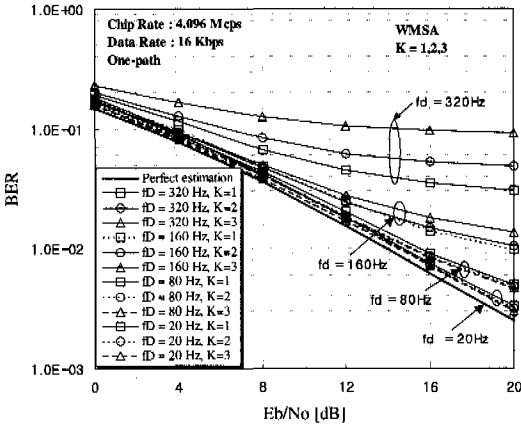


그림 5. WMSA (K = 1, 2, 3) BER 성능

Constant Gain 채널 추정 BER 성능은 그림 6과 같이 저속 페이딩에서는 K = 1 인 WMSA 방식에 비해 대부분의  $E_b/N_0$  구간에서 10%정도 성능이 떨어지고 있으나 고속 페이딩에서는 WMSA 방식 성능과 비슷한 성능을 갖는다. 이것은 저속 페이딩에서 채널 변화가 느리므로 현재 슬롯과 다음 슬롯 채널 정보를 가지고, 양 슬롯 사이에 존재하는 현재 슬롯 데이터를 보상하는 것이 현재의 슬롯 채널만을 이용한 것보다 우수한 성능을 갖는다는 것을 의미하고, 고속 페이딩에서는 채널의 변화가 빠르므로 적은 슬롯 정보를 이용할 수록 보다 우수한 BER 성능을 얻을 수 있다는 것을 나타낸다.

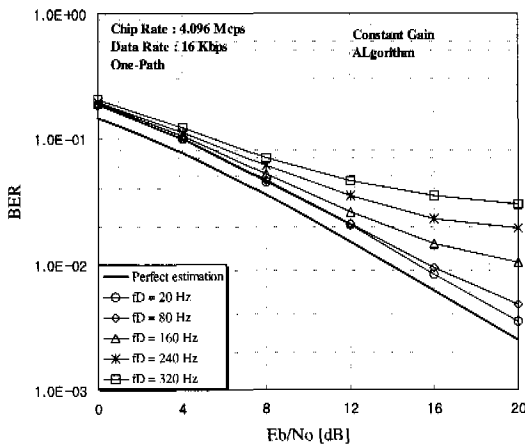


그림 6. Constant Gain 채널추정 방식의 BER 성능

그림 7은 4-Point 3차와 2차 보간 알고리즘인 Cubic 과 parabolic 보간 성능을 나타낸다. 도플러

주파수 20Hz에서 BER 성능을 보면 Cubic 성능이 미소하게 우수함을 알 수 있고, 도플러 주파수가 높을수록 구분하기 어려울 정도로 비슷한 성능을 보이고 있다. 그러나 전반적으로 Cubic 보간 성능이 Parabolic 보간 성능보다 우수함을 확인할 수 있다. 전철에서 기술한 바와 같이 Parabolic 보간 기법은 3차 Cubic 보간 임펄스 응답을 2차 임펄스 응답으로 줄여서 복잡성을 피하면서 전반적인 BER 성능을 비슷하게 유지하기 위한 것이다.

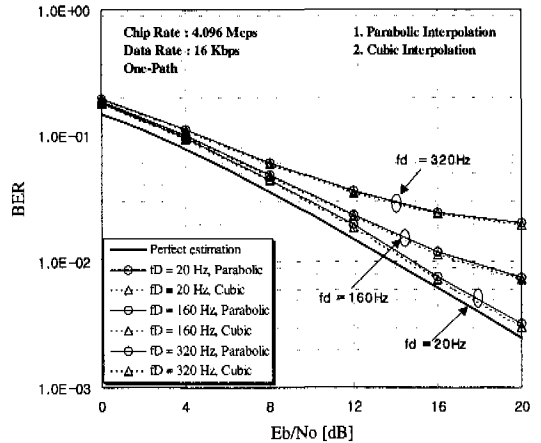


그림 7. Parabolic 과 Cubic Interpolation 알고리즘 BER 성능

다음 그림 8은 4가지의 Lagrange 보간 알고리즘의 성능을 나타낸 것이다. 그림 7의 Cubic 과 Parabolic 보간 성능에 1차 보간 기법인 선형 보간과 2차 Gaussian 보간 성능을 비교하기 위한 것이다. 그림의 성능에서 알 수 있듯이 도플러 주파수 320Hz

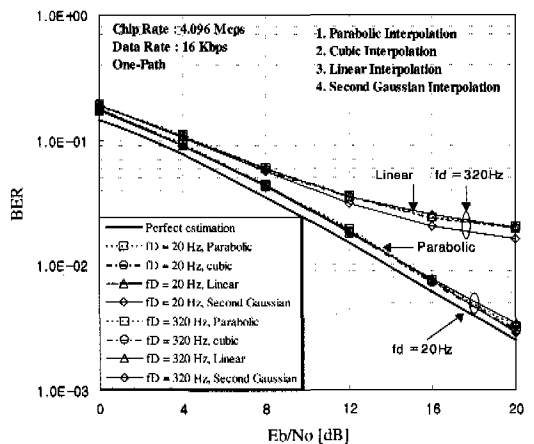


그림 8. Lagrange Interpolation 알고리즘의 BER 성능



에서는 확연하게 2차 Gaussian 보간 성능이 우수하고, 선형 보간과 Cubic / Parabolic 보간 성능은 우열을 구분하기 어렵다. 또한 도플러 주파수가 낮을수록 4가지 보간 알고리즘 성능은 매우 유사한 결과를 나타낸다. 이 중에서도 2차 Gaussian 보간 성능이 수치로 구분할 정도의 우위를 나타낸다. 그리고 그림 9는 Lagrange 보간 알고리즘 중 전반적으로 성능이 우수한 2차 Gaussian 보간 성능을 도플러 주파수별로 나타낸 것이다.

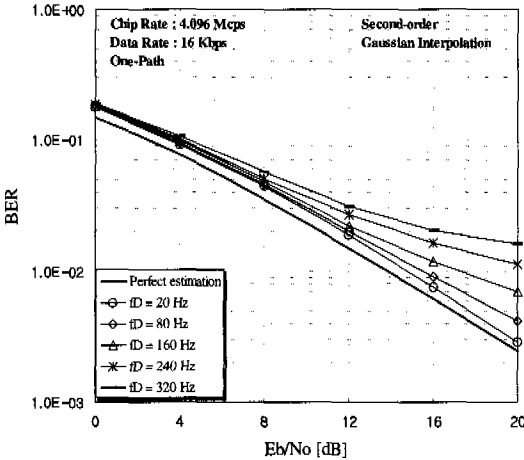


그림 9. 2차 Gaussian 보간 알고리즘의 BER 성능

마지막으로 그림 10은 본 논문에서 성능 평가를 위한 모든 보간 알고리즘의 성능을 전체적으로 나타낸 것이다. 그림 10에서 보는 바와 같이 WMSA (K=3) BER 성능이 도플러 주파수 320Hz에서 최하위를 나타낸 반면, 도플러 주파수 20Hz에서는 가장 우수한 성능을 보이고 있다. 또한, WMSA (K=1) BER 성능은 도플러 주파수 320Hz에서 Constant Gain 성능보다 약간 우수하고, 도플러 주파수 20Hz에서는 WMSA (K=3) 성능보다 열등하다. Constant Gain 알고리즘의 BER 성능은 도플러 주파수 320Hz에서는 WMSA (K=3) 성능보다 훨씬 우수하고, WMSA(K=1) 성능보다는 열등하다. 20Hz 도플러 주파수에서는 6종의 알고리즘중 가장 나쁜 성능을 보여준다. 그러나 구조가 가장 단순한 특징을 갖고 있으며, 타 알고리즘 성능과 상대적인 비교 기준으로 제시한 것이다.

한편, 나머지 4가지의 Lagrange 보간 알고리즘 BER 성능은 그림 8에서 평가한 것과 동일하다. 따라서 본 논문에서 성능을 평가한 WMSA (K=1, 2, 3), Constant Gain 및 Lagrange 보간 알고리즘 중

에서 넓은 범위의 도플러 주파수에 대해서 2차 Gaussian 보간 성능이 가장 우수함을 확인할 수 있다. 그리고 구현의 복잡도가 높지 않으면서 2차 Gaussian 보간 성능 다음을 유지하는 선형 보간 기법이 많이 활용될 수 있을 것으로 판단한다.

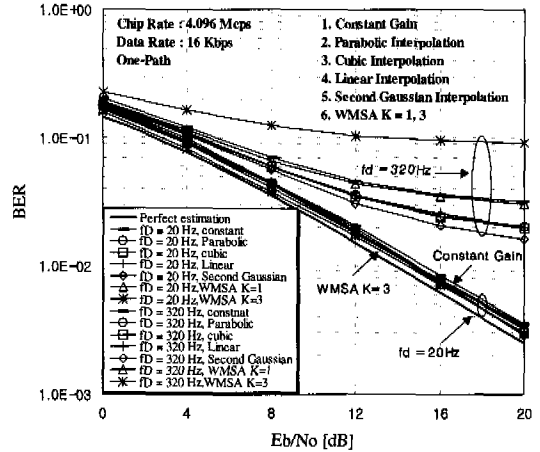


그림 10. 채널추정 알고리즘별의 BER 성능비교

### V. 결론

본 논문에서는 W-CDMA 역방향 링크의 채널 추정을 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 Lagrange 보간 알고리즘의 BER 성능을 평가하고, 기존 WMSA (K=1,2,3) 알고리즘과 Constant Gain 알고리즘의 성능과 비교하였다. W-CDMA 채널 구조, 변조 및 파일럿 패턴 등은 일본 ARIB 규격과 3GPP 규격에 따라 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 BER 성능을 얻었다. 그 결과 Second-order Gaussian 보간 알고리즘 성능이 20Hz 이상의 대부분의 주파수 범위에 걸쳐 우수한 결과를 얻었다. 다음으로 우수한 알고리즘은 구조가 간단하면서 Cubic / Parabolic 보간 성능과 유사한 선형 보간이 기본적인 성능 개선을 위해 적용할 수 있는 알고리즘으로 평가할 수 있다. 또한, 구조가 가장 단순한 Constant Gain 알고리즘의 성능은 도플러 주파수 320Hz에서 오히려 WMSA (K=3) 성능보다 우수한 결과를 얻었으며, 저속 페이딩에서는 가장 열등한 결과를 보였지만 구현 목표에 따라 적용 가능성도 배제할 수 없었다.

한편, 4-Point 보간 알고리즘인 Cubic과 Parabolic 보간 알고리즘의 성능이 유사하며, 선형 보간 성능과 비교할 수 있는 수준이다. 그리고 구현의 복잡도

를 줄이기 위한 Parabolic 보간은 Cubic 보간과 유사한 성능을 보이고 있기 때문에 현실적으로 Parabolic 보간 기법의 용도가 많을 것으로 판단된다.

향후 고속화되어 가는 이동통신 환경에서 고속 페이딩에 강한 채널추정 알고리즘의 개발과 함께 전력제어 (TPC)에 활용할 수 있는 알고리즘의 개발이 기대된다.

### 참 고 문 헌

- [1] Seiichi Sampei and Terumi Sunage, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. VT-42, pp. 137-147, May 1993.
- [2] 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.
- [3] U. Mengali and A.N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, New York and London : Plenum Press, 1997.
- [4] F.M. Gardner, "Interpolation in Digital Modems-Part I: Fundamentals," IEEE Trans. Commun., COM-41, pp.501-507, March 1993.
- [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] M. Abramowitz and I.A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables-Volume II*, New York : Dover Publications, Inc., 1972.
- [8] H. Meyr, M. Moeneclaey and S.A.Fechtel, *Digital Communication Receivers*, New York : John Wiley and Sons, 1998.
- [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] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory, Third Edition*, Prentice-Hall Inc., 1996.
- [13] 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.
- [14] Norm W.K Lo, David D. Falconer and Asrar 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.
- [15] Henry W.H Li and James K. Cavers, "An Adaptive Filtering Techniques for Pilot-Aided Transmission System," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. VT-40, No. 3, pp. 532-545, Aug. 1991.
- [16] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [17] ARIB, "Volume 3: Specifications of Air-interface for 3G Mobile System," Version 1.0 Jan. 1999.
- [18] 3GPP, "Technical Specifications of Physical channels and mapping of transport channels onto Physical channels(FDD)," Version 20, Apr. 1999.

구 제 길(Je-Gil Koo)

정회원



1984년 2월: 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)  
1986년 2월: 성균관대학교 일반대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
1996년 3월: 성균관대학교 일반대학원 전자공학과 졸업박사과정 입학

1999년 11월 현재: 성균관대학교 일반대학원 전자공학과 박사과정 수료

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

1998년 3월~1999년 11월 현재: 용인송담대학 전자과 교수(전임)

<주관심 분야> 디지털 통신, 이동 및 무선통신, IMT-2000 CDMA 시스템 개발과 신호처리 기술 등임.

최 형 진(Hyung-Jin Choi)

정회원

1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 졸업(학사)

1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(공학석사)

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

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 및 컴퓨터공학부 정교수

<주관심 분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM기술 등임.