

TDMA 디지털 셀룰라 시스템에서의 LMS-MLSE 등화기에 관한 연구

김 정호^o, 노 종선
건국대학교 전자공학과

A Study on LMS-MLSE Equalizer in TDMA Digital Cellular System

Jeong-Ho Kim^o, Jong-Seon No
Department of Electrnic Engineering, KON-KUK University

ABSTRACT

In mobile radio communication system, the receiver must mitigate severe signal impairment arising from Rayleigh fading. Multipath causes intersymbol interference(ISI) due to delay spread, necessitating the use of an equalizer in the receiver.

This paper studies on a adaptive equalization scheme which is the combination of Least Mean Squares adaptive algorithm and Maximum Likelihood Sequence Estimation(LMS-MLSE). Performance of scheme is demonstrated in frequency-selective fast fading mobile radio channels.

In this paper, the equalizer structure and algorithm are discussed. From computer simulations it is shown that bit error rate(BER) performance of LMS-MLSE equalizer coincides with other papers. Computer simulation results also show that the requirements for BER made by CTIA IS-54 are fulfilled with margin.

1. 서론

이동 통신에 적용되는 TDMA 시스템은 매우 높은 전송속도로 설계 되기에 심한 인접부호간 간섭이 야기된다. 다중경로나 fading등으로 인하여 동일 신호가 어느 정도의 지연을 두고 이중으로 수신되거나, 어느 한 대역의 신호가 다른 대역에 비하여 감도가 현저하게 떨어질 경우에 이를 상쇄할 수 있는 기술이 등화기술이며 이러한 문제점의 해결을 위하여 등화기(equalizer)가 사용되고 있다.

적용등화기 기술로는 비선형인 판정계환형 등화기(decision feedback equalizer)와 최적부호법(maximum likelihood sequence estimation)을 사용한 MLSE 등화기가 있다. 판정계환형 등화기는 간단하고 성능이 좋기 때문에 많이 쓰이지만, 고속의 DSP회로 구현이 가능하므로 계산량이 많은 MLSE 등화기를 사용하는 추세이다.[1][2] 적용 알고리즘에는 LMS(least mean squares) 알고리즘과 RLS(recursive least squares) 알고리즘이 있으며 빨리 변하는 채널에서 LMS 알고리즘의 tracking 성능은 복잡한 RLS 알고리즘 만큼이나 우수하기 때문에 LMS 알고리즘을 변형한 modified LMS 알고리즘이 사용될 수 있다.[7]

본 논문에서는 복미 디지털셀룰라시스템의 송·수신기 모델, 전송 채널 특성 및 LMS 적응알고리즘을 사용한 MLSE 등화기의 이론적 배경과 ADC(American Digital Cellular Standard) 표준안에따른 등화기 모델을 제시 하였고 CTIA(Cellular Telecommunication Association) IS-54에 기초를 두고 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 성능 평가를 해보았다.

II. TDMA 디지털 셀룰라 시스템

시분할 다원접속방식(TDMA)은 하나의 반송파를 여러 사용자가 공유하여 사용하면서 시간축을 여러개의 시간구간으로 나누어서 여러 사

용자가 자기에게 할당된 시간구간을 다른 사용자의 시간구간과 겹치지 않게 하여 다중통신을 하는 방식이며 송수신기 모델및 채널특성은 다음과 같다.

2-1 송신기(Transmitter) 모델

TDMA 디지털셀룰라시스템의 송신기는 $\pi/4$ -DQPSK($\pi/4$ -shifted differentially encoded quadrature phase shift keying)변조방식을 사용한다.

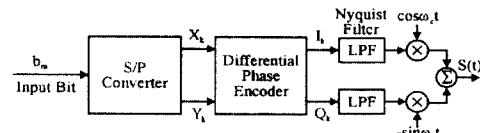


그림 1 송신기 모델

2진정보 데이터 스트림이 변조기내의 직/병렬 변환기에 의해 홀수 비트 $\{X_k\}$ 와 짝수 비트 $\{Y_k\}$ 로 분리되고, 차동위상 부호기에서 식 1의 과정을 통해 심볼 $\{I_k\}$ 와 $\{Q_k\}$ 로 부호화되어 각 심볼은 2비트의 정보를 전송한다.

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} \cos[\Delta\phi(X_k, Y_k)] - Q_{k-1} \sin[\Delta\phi(X_k, Y_k)] \\ Q_k &= I_{k-1} \sin[\Delta\phi(X_k, Y_k)] - Q_{k-1} \cos[\Delta\phi(X_k, Y_k)] \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 I_{k-1} , Q_{k-1} 은 이전 펄스 시간에서의 신호크기이며, $\Delta\phi$ 는 위상변화(phase change)이다.[1]

I_k, Q_k 심볼 신호는 $0, \pm 1, \pm 1/\sqrt{2}$ 의 5가지 중의 한가지 값을 갖게 되며, I_k, Q_k 는 linear phase와 SQRC(square-root raised cosine)

주파수 응답을 갖는 I/Q 기저대역필터의 입력이 되며, 전송신호 $S(t)$ 는 $S(t) = \sum_n g(t-nT) \cos \phi_n \cos \omega_c t - \sum_n g(t-nT) \sin \phi_n \sin \omega_c t$ (2) 이고, 여기서 $g(t)$ 는 pulse shaping 함수, ω_c 는 라디안 캐리어 주파수, ϕ_n 은 n번째 심볼 인터벌에 대응되는 절대위상(absolute phase)이다.[1]

2-2 수신기(Receiver) 모델

TDMA 디지털셀룰라시스템의 수신기는 복조기, 수신필터, 1/T-rate sampler, MLSE 등화기, 기저대역 차동검출기등으로 구성된다.

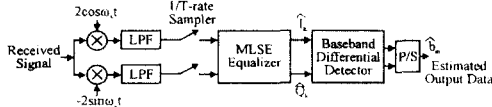


그림 2. 수신기 모델

Viterbi 알고리즘을 사용하는 수신기는 최적 동작점이 자동적으로 조절되도록 적응적(adaptive)이어야 하며 이상적인 동작을 위해 채널 임펄스응답에 대한 정보가 제공되어야 한다.[1][3]

2-3 채널특성 및 채널모델

이동무선 채널상태에서 채널모델은 첫번째 경로인 직접경로와 유려한 간섭을 일으키는 경로인 반사경로의 2개의 항으로 나타내는 two-ray 채널모델을 이용하여 그림 3과 같이 모델링한다.[2]

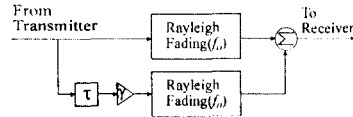


그림 3. Two-ray 채널 모델

여기서 τ 는 도착시간지연(delay spread)이며 γ 는 신호 크기감쇄를 나타낸다. Two-ray모델은 Rayleigh fading에 독립이라는 가정하에 도플러 주파수 f_D 를 가지며 이동국속도에 비례한다.[2]

위와 같은 채널모델의 특성은 임펄스응답으로 나타내며 임펄스응답의 계수는 채널 estimator내에서 LMS 알고리즘을 이용하여 구하게 된다.

III. MLSE 등화기

MLSE 등화기 모델링 및 특성은 다음과 같다.

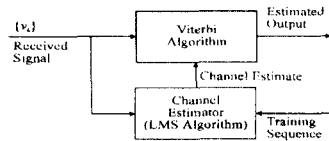


그림 4. MLSE 등화기 모델

MLSE 등화기는 데이터 전송 전에 변화하는 채널임펄스응답을 추정하기 위해 이미 알고 있는 preamble에 해당하는 일련의 시험 시퀀스(training sequence)를 전송하여 변화하는 채널특성에 따라 반복법의 해 채널임펄스응답의 최적치를 구하며 LMS 적응알고리즘을 사용하여 채널 estimator내에서 구현된다.

3-1 채널 Estimator (LMS 알고리즘)

LMS 적응알고리즘은 Widrow에 의해 제안되었으며 최대경사(steepest descent)방법을 이용한 것으로 채널 계수를 적응적으로 추정한다.[3][4] 수신신호(등화기 입력신호)를 v_k 라고 하면

$$v_k = \sum_{i=0}^L q_i a_{k-i} + n_k \quad (3)$$

$$= q_0 a_k + q_1 a_{k-1} + n_k$$

여기서 q_i 는 채널 계수, a_k 는 데이터 심볼, n_k 는 백색잡음, L 은 채널 메모리이며 1로 가정한다. v_k 를 벡터 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{0} = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \end{bmatrix}, \quad A_k = \begin{bmatrix} a_k \\ a_{k-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$v_k = \hat{0}^T A_k + N_k$$

수신신호의 근사로 추정신호(estimate signal) \hat{v}_k 를 만들면

$$\hat{v}_k = \hat{\hat{0}}^T A_k \quad (5)$$

여기서 $\hat{\hat{0}}$ 는 0의 추정치, T 는 transpose이다. B 와 σ_n^2 를

$$B \triangleq E[A_k^* A_k^T]$$

$$\sigma_n^2 \triangleq E|N_k|^2 \quad (6)$$

로 가정하고 여기서 $*$ 는 conjugate를 나타낸다. 오차(error)신호는

$$e_k = v_k - \hat{v}_k$$

$$= v_k - A_k^T \hat{\hat{0}} = v_k - \hat{\hat{0}}^T A_k \quad (7)$$

이다. 여기서 e_k, v_k, A_k 를 통계적 정제성(statically stationary)이라고 가정하고 신호 A_k, v_k 는 일반적으로 독립이 아니므로 시간 k 에 대한 오차신호의 기대치는 다음과 같다.

$$E[e_k^2] = E[v_k^2] + \hat{\hat{0}}^T E[A_k^* A_k^T] \hat{\hat{0}} - 2E[v_k A_k^T] \hat{\hat{0}} \quad (8)$$

식 6과 8을 이용 오차신호의 MSE(mean square error)를 구하면

$$E|e_k|^2 = (\hat{\hat{0}} - \hat{0})^* B (\hat{\hat{0}} - \hat{0}) + \sigma_n^2 \quad (9)$$

이되며 여기서 $*$ conjugate transpose 를 나타내며, 식 9에서와 같이 MSE는 등화기 계수벡터 0의 2차 함수가 되며 앞에서 정의한 B 가 positive definite이면 획득 가능한 최소 MSE는 σ_n^2 이 된다.

Steepest descent 방법에서[3][4]

$$\hat{\hat{0}}^{(k+1)} = \hat{\hat{0}}^{(k)} + \alpha (-\nabla_k) \quad (10)$$

이고, 여기서 α 는 step size이며, gradient ∇_k 는

$$\nabla_k = \frac{\partial e_k^2}{\partial \hat{\hat{0}}^{(k)}} = 2e_k \frac{\partial e_k}{\partial \hat{\hat{0}}^{(k)}} = -2e_k A_k^* \quad (11)$$

이다. 식 11를 식 10에 대입하고 계수 2를 스텝크기 α 에 포함시키면

$$\hat{\hat{0}}^{(k+1)} = \hat{\hat{0}}^{(k)} + \alpha e_k A_k^* \quad (12)$$

이된다. 스텝크기가 수렴하기 위한 step의 크기 α 는 다음과 같다.[3][4]

$$0 < \alpha < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (13)$$

여기서 λ_{max} 는 B의 최대 고유치(eigenvalue)이다.

채널 estimator는 식 12를 기본으로 하여 모델링하며 각각의 반복은 매 심볼간단 단위로 수행하게 된다. 이러한 알고리즘의 performance는 step size를 조정하여 조절하게 되며 적절한 step size는 실제로 많은 실험을 통하여 시스템 성능에 가장 적합한 값으로 정하게 된다.[3]

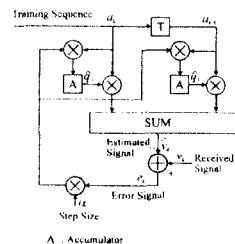


그림 5. LMS 알고리즘의 블럭 다이어그램

3-2 최적 부호법(MLSE)

MLSE 등화기에서 사용하는 Viterbi 알고리즘은 수신된 부호심볼 시퀀스 trellis상에서 가능한 여러 경로에 대해 확률을 계산하여 가장 큰 확률을 갖는 경로를 선택하는 알고리즘으로, 선택된 경로에 해당되는 심볼들이 MLSE 등화기의 출력이 된다. Trellis 다이어그램에서 하나의 상태(state)에서 나가는 가지(branch)수는 2^{L-1} 개가 되며, 하나의 상태로 들어오는 가지수 역시 2^{L-1} 개가 된다. 각 상태에서 2^{L-1} 개 가지수만큼 수신된 부호심볼과 비교하여 확률을 계산한 후 그 중 가장 큰 확률을 갖는 가지만 남겨 주어 다음 단계의 metric값의 계산에 이용되며 나머지는 제거된다. 각 상태의 남아있는 가지의 확률값들을 비교하여 가장 큰 확률값을 갖는 가지의 구성심볼이 그 단계의 출력이 된다. 메시지 길이 K만큼 위 과정이 반복되어 심볼 대 심볼로 MLSE 등화기의 출력신호를 구한다.

$\pi/4$ -shifted DQPSK constellation 다이어그램에 대응되는 4-state trellis는 그림 6과 같다.[5] 여기서 간섭을 일으키는 성분의 수신 채널메모리 길이(L)는 1로 가정되어 있다.

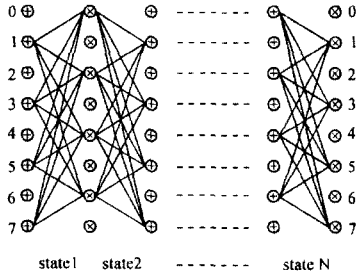


그림 6. $\pi/4$ -DQPSK 시스템의 4-state trellis도

Metric의 계산은 각 상태로 들어가는 경로들에 대해 수신된 신호 심볼과 비교하여 각각의 경로에 대한 결합확률 밀도함수로 표현한다.

$$P(\bar{v}_n | \bar{a}_n) \equiv P(v_N, v_{N-1}, \dots, v_1 | a_N, a_{N-1}, \dots, a_1) \quad (14)$$

여기서 $\bar{v}_n = (v_1, v_2, \dots, v_N)$ 는 수신된 시퀀스

$\bar{a}_n = (a_1, a_2, \dots, a_N)$ 는 추정 심볼 시퀀스

$v_k = \sum_{n=0}^N a_n a_{k-n} + n_k$ 이다.

식 14의 확률은 부가잡음 시퀀스 $\{n_k\}$ 가 백색잡음이므로 잉여밀도(maginal density)의 곱으로 표현할 수 있다.

$$P(\bar{v}_n | \bar{a}_n) \equiv \prod_{k=1}^N P(v_k | a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L}) \quad (15)$$

$$a_k = 0, \quad k \leq 0$$

첫번째 metric 계산은 v_1, v_2, \dots, v_{L-1} 신호가 수신되었을 때 수행되며, 이 때 심볼 a_{L+1}, a_L, \dots, a_1 에 대해 가능한 시퀀스의 수는 심볼 a_k 의 종류가 M개일 때 M^{L-1} 에 해당되며 각각의 M^{L-1} 개의 시퀀스에 대한 결합확률은 다음과 같이 구한다.

$$P(v_L, v_{L-1}, \dots, v_1 | a_{L+1}, a_L, \dots, a_1) = \prod_{k=1}^{L-1} P(v_k | a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L}) \quad (16)$$

식 15에 자연 로그(log)함수를 취하면 합적 형태의 확률값을 얻게 되며 a_{L+1}, a_L, \dots, a_1 의 M^{L-1} 개의 가능한 시퀀스들 심볼 a_{L+1}, a_L, \dots, a_2 의 가능한 선택에 대응되는 M^L 개 그룹으로 재분류하면 각각의 M^L 개 그룹은 오직 심볼 a_1 만 다른 M개의 시퀀스가 되고 각 그룹내의 M개 시퀀스로부터 a_1 에 대한 가장 큰 확률을 갖는 시퀀스를 선택하고 해당되는 확률값을 metric값으로 할당하는데 관계식은 다음과 같다.

$$u_1(\bar{a}_{L+1}) = u_1(a_{L+1}, a_L, \dots, a_1) \quad (17)$$

$$= \max_{a_1} \sum_{k=1}^{L-1} \ln P(v_k | a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L})$$

그리고 나서 M^L 개 그룹의 각각에 대하여 가장 큰 확률값을 갖는 것을 제외한 $M-1$ 개의 남아있는 시퀀스를 버리게 되면 심볼 a_{L+1}, a_L, \dots, a_2 의 가능한 선택인 M^L 개에 대응하는 metric값 $u_1(\bar{a}_{L+1})$ 을 갖는 M^L 개의 생존 시퀀스(surviving sequence)만 남겨진다. 이들 생존 시퀀스에 해당하는 metric값들 중 가장 큰 값을 갖는 것을 선택하고 그 metric값에 관계된 시퀀스를 구성하는 심볼 a_1 이 첫번째 전송된 심볼 \hat{a}_1 으로 결정된다.

두번째 metric 계산은 v_{L+2} 신호를 수신할 때 수행되며 $v_{L+2}, v_{L+1}, \dots, v_1$ 에 대한 확률값은 다음 식과 같이 구한다

$$\ln P(v_{L+2}, v_{L+1}, \dots, v_1 | a_{L+2}, a_{L+1}, \dots, a_1) = \quad (18)$$

$$\ln P(v_{L+2} | a_{L+2}, a_{L+1}, \dots, a_2) + \sum_{k=1}^{L+1} \ln P(v_k | a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L})$$

첫번째 metric에서와 마찬가지로 방법으로 M^{L+2} 개 시퀀스들 $a_{L+2}, a_{L+1}, \dots, a_3$ 의 가능한 선택에 해당하는 M^L 개의 그룹으로 나누면 각각의 그룹은 첫번째 상태에서 a_1 은 결정되었기 때문에 a_2 심볼만 다른 M개의 시퀀스로 구성된다. 그룹당 M개 시퀀스로부터 a_2 심볼에 대하여 가장 큰 확률값을 갖는 생존 시퀀스를 갖게 되며 metric계산은 다음과 같다.

$$u_2(\bar{a}_{L+2}) = \max_{a_2} [\ln P(v_{L+2} | a_{L+2}, a_{L+1}, \dots, a_2) + u_1(\bar{a}_{L+1})] \quad (19)$$

M^L 개의 $u_2(\bar{a}_{L+2})$ 값들 중 가장 큰 값을 갖는 것을 선택하고 이에 해당하는 metric값 계산에 관계된 시퀀스를 구성하는 a_2 심볼을 두번째 전송된 심볼 \hat{a}_2 로 결정한다.

v_{L+k} 신호 수신시 metric값 계산 및 a_k 심볼의 결정은 두번째 metric값 계산과정과 같은 방법으로 수행 한다.

확률값으로 표현한 metric값 계산은 실제 계산시 다음식을 이용한다.

$$u_{k-L}(\bar{a}_k) = u_{k-L-1}(\bar{a}_{k-1}) - (v_k - \sum_{j=0}^k a_j a_{k-j})^2 \quad (20)$$

Viterbi 알고리즘은 각각의 단계에서 M^{L+1} 개의 확률값을 계산하고 그 결과 N개의 심볼을 검출할 때 전체적으로 NM^{L+1} 개의 확률값이 계산된다.

3-3 Baseband differential detection

MLSE 등화기의 출력심볼 $\hat{a}_k = \{I_k, Q_k\}$ 를 2진 비트신호 \hat{b}_m 으로 바꾸기 위해 baseband differential detection을 사용하며, 출력심볼 I_k, Q_k 는

$$I_k = \cos(\phi_k - \theta), \quad Q_k = \sin(\phi_k - \theta) \quad (21)$$

이며 이 때 ϕ_k 는 $t = kT$ 일 때 캐리어의 절대위상이다. MLSE 등화기에서 출력 결정과정을 거친 후 아래 식과 같이 W_k, Z_k 값을 구한다.

$$W_k = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1} = \cos(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (22)$$

$$Z_k = Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1} = \sin(\phi_k - \phi_{k-1})$$

$\phi_k - \phi_{k-1}$ 은 오직 $\pm \pi/4$ 또는 $\pm 3\pi/4$ 값만을 갖게되어 W_k, Z_k 는 $\pm 1/\sqrt{2}$ 값만을 갖게 된다. 그리하여 2진비트 \hat{b}_m 은 다음 식에 의하여 W_k, Z_k 로부터 획득된다.

$$\hat{b}_{mI} = 1 \text{ if } W_k > 0, \quad \hat{b}_{mI} = 0 \text{ if } W_k < 0$$

$$\hat{b}_{mQ} = 1 \text{ if } Z_k > 0, \quad \hat{b}_{mQ} = 0 \text{ if } Z_k < 0 \quad (23)$$

b_{mL} 와 b_{mQ} 가 병/직렬 변환기에 의해 정보 비트시퀀스 b_m 으로 바뀌게 된다.[5]

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 조건 및 CTIA 요구사항

시뮬레이션에서 사용된 시스템모델 및 시스템에 대한 CTIA 요구사항은 다음과 같다.

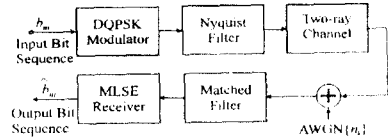


그림 7. 시뮬레이션에서 사용된 시스템모델

$\pi/4$ -DQPSK 변조방식을 사용하는 TDMA시스템 전송단모델은 roll-off 계수가 0.35인 SQRC-pulse shaping filter를 사용하며, 전송되는 프레임 구조는 캐리어당 3명의 사용자를 갖는 full-rate구조이고, 시뮬레이션은 첫번째 synchronization 시퀀스를 갖는 한명의 사용자에게 대하여 음성신호 6.7초에 해당되는 time slot 1000개를 가지고 순방향 채널링크(forward channel link)상태를 가정하여 수행하였다.

ADC에서 요구한 채널모델은 independent Rayleigh fading two-ray 모델이며 그림 2와 같은 채널모델은 CTIA 요구규정내에서 채널을 특성화 시키는데 사용한다. 채널모델에서 도착시간지연 τ 는 하나의 심볼 구간보다 작으며, 즉 $\tau \leq 41.2\mu s$ 이며, 직경경로(Upper)와 반사경로(Down)의 신호 강도는 서로 같다. 즉, 신호크기감쇄 $\gamma = 1$ ($U/D = 0$ dB)이다.

채널계수의 추정은 전송단에서 사용한 synchronization 시퀀스를 시험 시퀀스로 사용하여 14심볼 이내에 채널 estimator에서 채널계수를 구하도록 하였고, 이동국이 100km/h의 속도일 때 하나의 time slot을 전송하는데 걸리는 시간이 6.7ms이며, 그 동안 이동국이 18.6cm만큼 이동하기 때문에 하나의 time slot을 전송하는 동안에는 채널상태가 변하지 않으며, 또한 데이터 전송중에 이동국의 속도변화는 없는 것으로 가정하였다. 채널 estimator에서 step 크기가 $0 < a < 1$ 일 때 MLSE 등화기 성능을 비교하였다. CTIA에서 요구한 E_b/N_0 가 19dB 일때 시스템에 대한 performance는 표 1과 같다.

표 1. 시스템에 대한 CTIA 요구조건

차량 속도	지연 시간	BER
$\leq 100\text{km/h}$	$\leq 41.2\mu s$	3%

V. 시뮬레이션 결과

5-1 채널계수 초기값이 고정된 경우와 고정되지 않는 경우의 성능 비교

이전 time slot에서 최종적으로 갱신된 채널계수값이 다음 time slot에서 초기 채널계수값으로 사용되는 경우(실험 A)와 각각의 time slot들이 동일한 초기 채널계수값을 갖는 경우(실험 B)에 이동국의 속도가 100km/h이고, 도착시간지연 τ 가 41.2 μs 인 상태에서 채널 estimator의 step size가 0.2(그림 8), 0.4(그림 9)인 두경우 모두 실험 A가 실험 B보다 BER성능이 우수함을 알 수 있다. 실험 B의 경우 CTIA요구사항을 만족하지 못하며, 실험 A에서 step size가 0.2인 경우 CTIA요구사항에 약 0.8dB 이득이 있다. Step size가 0.2인 경우 time slot당 BER의 분포를 나타낸 그림 10에서 실험 A의 경우 전체 time slot의 77.4%가 3% 미만의 BER을 나타내며 실험 B의 경우 0.75%만이 3%미만의 BER을 나타낸다. 실험 A의 BER성능이 좋은 이유는 채널계수를 갱신하는 LMS 알고리즘의 반복법에서 반복횟수가 많을수록 더욱더 정교하게 실제 채널계수값에 가깝게 추정할 수 있기에 그만큼 오차신호 발생확률을 줄일 수 있기 때문이다.

5-2절부터는 실험 A만을 다루었다.

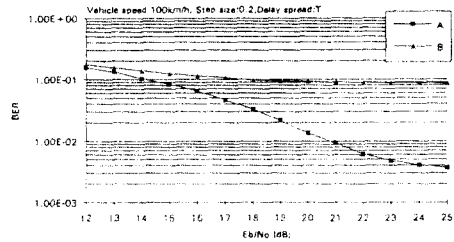


그림 8. 이동국 속도 100km/h, 도착시간지연 41.2 μs , step size 0.2인 경우 등화기의 E_b/N_0 에 대한 BER

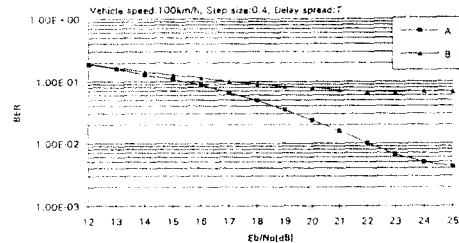


그림 9. 이동국 속도 100km/h, 도착시간지연 41.2 μs , step size 0.4인 경우 등화기의 E_b/N_0 에 대한 BER

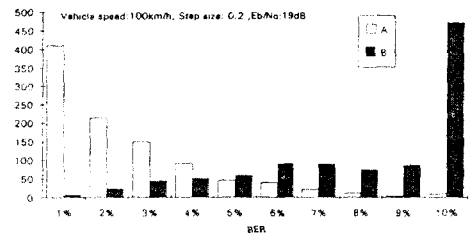


그림 10. 이동국 속도 100km/h, 도착시간지연 41.2 μs , step size 0.2, E_b/N_0 가 19dB일 때 time slot당 BER분포
그림 8, 9, 10에서 A는 실험 A, B는 실험 B의 경우이다.

5-2 Step size 크기에 따른 성능 비교

이동국의 속도가 100km/h, 도착시간지연 τ 가 41.2 μs 인 경우에 step size a 가 0.1, 0.2, 0.4 일 때를(그림 11) 비교하였고 3가지 step size 각각의 경우에 E_b/N_0 가 19dB일 때 time slot당 BER의 분포(그림12)를 제시하였다.

그림 11과 12에서 동일한 조건 하에서 step size가 작을수록 BER성능이 우수함을 볼 수 있으며 이같은 결과는 작은 step size를 가지고 반복의 횟수가 증가할수록 채널계수값을 더욱더 정교하게 추정하게됨을 증명할 수 있다. Step size가 0.1, 0.2인 경우 CTIA 요구조건을 만족함을 알 수 있고, step size가 0.1인 경우는 0.4인 경우보다 1.6dB BER성능이 우수하고 CTIA 요구조건에 1.2dB 이득이 있다.

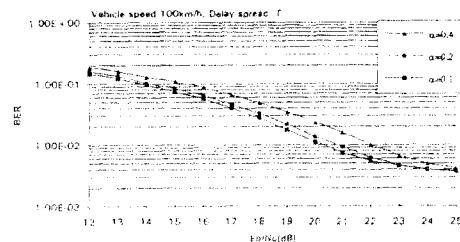


그림 11. 이동국 속도 100km/h, 도착시간지연 41.2 μs , step size 0.1, 0.2, 0.4인 경우 등화기의 E_b/N_0 에 대한 BER

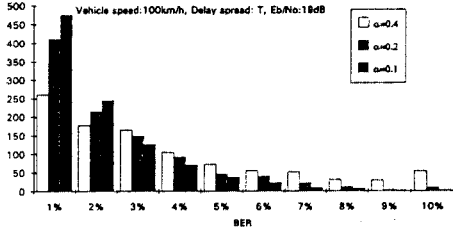


그림 12. 이동국 속도 100km/h, 도착시간지연 41.2 μ s, Eb/No가 19dB 이고 step size가 0.1, 0.2, 0.4일 때 time slot당 BER분포

5-3 도착시간지연(Delay spread) 변화에 따른 성능 비교
이 절에서는 도착시간지연 τ 의 변화에 따른 성능비교(그림13)와 τ 가 0.25T, 0.5T, T(T=41.2 μ s)일 때의 Eb/No에 대한 성능비교(그림14)를 하였다.

그림 13에서 T까지의 모든 지연 인터벌에서 CTIA요구조건을 만족하며 지연이 등화기의 조정범위에 해당하는 T를 초과할 경우 performance가 재감소함을 알 수 있다. 이러한 performance는 CTIA 요구사항보다 4dB이상의 이득에 대응된다. 또한 그림 14에서 지연인터벌이 심플리칸 T에 이룰수록 performance가 개선됨을 알 수 있다.

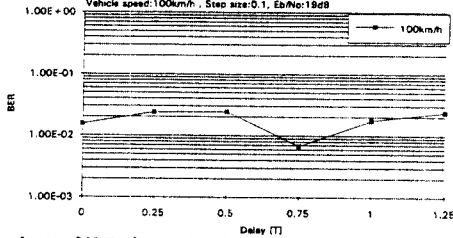


그림 13. 이동국 속도 100km/h, step size 0.1, Eb/No가 19dB일 때 도착시간지연에 대한 BER

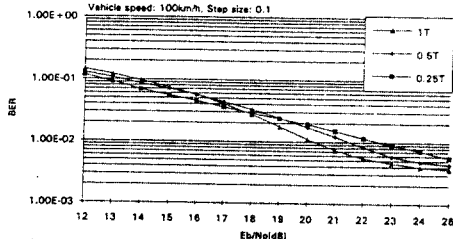


그림 14. 이동국 속도 100km/h, step size 0.1이고 도착시간지연 0.25T, 0.5T, T 일 때 등화기의 Eb/No에 대한 BER

5-4 이동국 속도에 따른 시스템 성능 비교
이 절에서는 이동국 속도가 100km/h, 50km/h, 8km/h인 경우 동일한 채널임펄스응답 조건아래에서 성능 비교(그림15)를 하였고, Eb/No가 19dB일 때 time slot당 BER을 그림 16에 나타내었다.

그림 15, 16에서 이동국 속도에 따라 BER성능이 비슷함을 알 수 있다. 채널임펄스응답 초기치 설정시 이동국 속도에 따라 적절한 초기치를 설정하도록 해야 하지만 본 논문에서는 3가지 속도에 대하여 동일한 초기치를 적용하였다. 이동국 속도 변화에 따라 채널임펄스응답의 초기치를 적절하게 조절하게되면 이동국 속도가 감소할수록 BER 성능이 개선될 것이다.

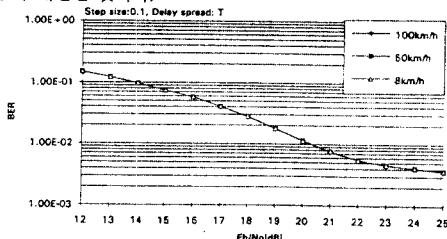


그림 15. Step size 0.1, 도착시간지연 41.2 μ s이고 이동국 속도

100km/h, 50km/h, 8km/h일 때 등화기의 Eb/No에 대한 BER

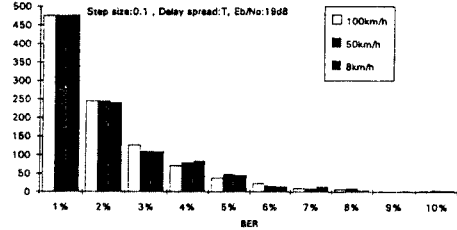


그림 16. Step size가 0.1, 도착시간지연 41.2 μ s Eb/No가 19dB인 경우 이동국 속도가 100km/h, 50km/h, 8km/h일 때의 time slot당 BER분포

VI. 결론

본 논문에서는 LMS 적응알고리즘을 사용한 MLSE 등화기에 대하여 언급하였고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 LMS 알고리즘의 step size, 이동국 속도, 도착시간지연의 변화에 따른 MLSE 등화기의 BER를 구하였다. 적절한 채널임펄스응답의 초기값과 step size 설정에 따라 등화기 성능에 큰 영향을 미치게 됨을 알았다. CTIA 요구조건과 비교하면 이동국 속도가 100km/h, Eb/No가 19dB, step size가 0.1인 경우 1.3dB BER 이득을 얻었다. 같은 조건에서 다이버시티(diversity) 안테나를 사용하면 사용하지 않은 경우보다 3dB BER 이득을 얻는다고 알려지고 있다.[2]

TDMA 디지털셀룰라시스템에서 등화기술은 가장 중요한 핵심기술 중의 하나이며 등화기 성능개선을 위해서는 지역특성에 따른 도착시간지연 크기의 정확한 계산이 선행되어야 하며, equalization을 위한 채널임펄스응답을 어떻게 평가할 것인가, 페이딩 상황에서의 임펄스 응답의 변동은 어떻게 추적할 것인가, 페이딩 환경에서 어떻게 채널 에러를 최소화할 수 있을 것인가 등의 과제가 남아 있다.

TDMA 방식으로는 미국의 CTIA가 제정한 ADC시스템, 그리고 일본의 우정성이 제정한 PDC(Personal Digital Cellular)시스템이 있으며 미국의 경우만을 보더라도 1990년 중반까지 셀룰러 전화는 1000 ~ 1800만 가입자까지 성장할 전망이기에 큰 시장성이 기대되므로 TDMA 디지털셀룰라시스템의 단말기 개발에 대한 연구가 지속되어야 한다.

< 참고 문헌 >

- [1] EIA/TIA/IS-54-A, Cellular System Dual-Mode Mobil Station -Base Station Compatibility Standard.
- [2] Gustave Larsson, Bjorn Gudmundson and Krister Raith, "Receiver performance for the North American digital cellular system", Ericsson Radio System, Proc IEEE VTC'91, pp 1-6, 1989.
- [3] B. Widrow and S.D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice -Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- [4] John G. Proakis, Digital communications, 2nd edition, McGraw-Hill, 1989.
- [5] Chia-Liang Liu, Kamilo Feher, "Noncoherent detection of $\pi/4$ - QPSK system in a CCI-AWGN combined interference environment", Proceeding of IEEE VTC, San Francisco, 1989, pp 83-94.
- [6] Haruhiro Shiino, Norio Yamaguchi and Yasuo Shoji, "Performance of adaptive Maximum-Likelihood Receiver for fast fading multipath channel", Proceeding of IEEE VTC, 1992 pp 380-383.
- [7] 노 종 선, "이동통신의 핵심기술", 전자공학회지, vol 19, No.9, pp 843 ~ 852, 1992, 9.