

주파수 선택성 페이딩 채널에서 적응 등화기의 성능 분석

正會員 盧 在 皓* 正會員 金 南 用* 正會員 康 昌 彦*

Performance Analysis of Adaptive Equalization in the Frequency Selective Fading Channel

Jae Ho RHO*, Nam Yong KIM*, Chang Eon KANG* *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 개별 탭 LMS(ITLMS, Individual Tap LMS) 알고리즘을 이용한 등화기와 격자(Lattice) 구조의 등화기에 대해 비트간의 간섭 제거 능력을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 비트 에러율과 수렴 속도의 관점에서 비교 분석하였다.

ABSTRACT In this paper, ISI cancellation capabilities in the frequency selective fading channels of the equalizer employing individual tap LMS(ITLMS) algorithm and of the equalizer using the lattice structure have been investigated through the computer simulations in terms of bit error rate and convergence speed.

I. 서 론

ISI(Intersymbol Interference)와 채널상의 잡음으로 인해 왜곡된 디지털 신호를 복원하기 위해 HF Radio 채널의 등화기를 구성할 때, TDL(Tapped Delay Line) 선형 등화기와 결정 궤환에 의한 비선형 등화기, 또는 수신된 데이터 열전체의 확률적 오류를 최소화하는 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)를 이용한 방법이 주로 연구되어 왔다.^{1, 2)} 그러나 MLSE를 이용한 등화기는 그의 많은 계산량과 하드웨어의 복잡성으로 인해 극히 제한되어 사용되고 있으며, 실제로는 계산량이 적고 필터의 구조가 간단한 선형 등화기와 과거심볼의 간섭에 대한 제거 능력이 뛰어난 결정 궤환을 이용한 비선형 등화기가 주로 사용되고 있는데, 주파수 선택성 페이

딩 채널의 시변성 때문에 고정된 주파수 특성을 갖는 등화기보다는 채널의 주파수 특성의 변화에 능동적으로 대처할 수 있는 잇점을 지닌 적응 등화기가 요구되고 있다. ISI를 제거하기 위한 적응 등화기의 등화 알고리즘으로는 1976년 Widrow 가 제안한 계산량이 적고 간단한 LMS(Least Mean Square) 알고리즘³⁾으로부터 1986년 J.G. Proakis와 F.Ling이 제안한 수렴속도가 빠르며 Round off Error의 영향을 적게 받고 비트간의 직교화 능력이 우수한 현재의 Kalman형의 RLS(Recursive Least Square) 예측 알고리즘인 RMGS(Recursive Modified Gram Schmidt) 알고리즘⁴⁾ 그리고 TDL 구조에서 각각의 탭이 가지는 2차 포물선의 최적치를 LMS 알고리즘으로 찾아가도록 처리하는 ITLMS(Individual Tap LMS) 알고리즘⁵⁾으로 발전하여 왔다. 본 논문에서는 주파수 선택성 페이딩 채널에 대해 결정궤환이 없는 세 가지 선형 등화기 즉, 계산량은 적으나 간단한 LMS 알고리즘을 이용한 TDL(Tapped Delay Line) 등화기와 수렴 속도에 있어 최소 자승 격자 등화기와 성능의

*延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University,
論文番號 : 91-22(接受1991. 1. 4)

차이가 거의 없는 것으로 알려진 그라디언트 격자(Gradient lattice) 등화기⁽⁶⁾, 그리고 LMS 알고리즘의 수정된 형태인 ITLMS(Individual Tap LMS)⁽⁶⁾ 알고리즘을 적용하여 채널의 스펙트럼 특성에 따른 각 선형 등화기의 수렴속도 및 BER(Bit Error Rate)을 비교, 분석하였다.

II. 주파수 선택성 페이딩 채널

1. 주파수 선택성 페이딩 채널의 특성

Radio 채널에서 전송되는 신호를 일반적으로 전리층의 이온의 변화에 따라 끊임없이 왜곡이 일어나며 경우에 따라서는 주파수 영역에서 스펙트럼의 끝이 존재하게 되는데, 이러한 주파수 선택성 페이딩 채널상에서 신호가 전송될 경우, 채널은 그림 1과 같은 레일레이(Rayleigh) 페이딩 경로로 모델링 될 수 있다⁽⁷⁾.

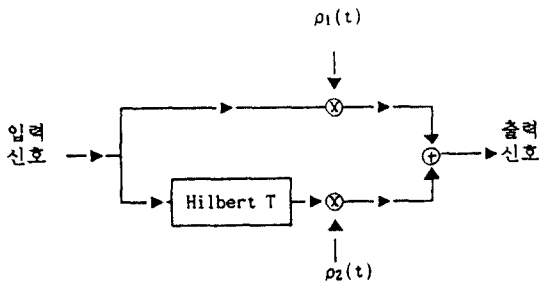


그림 1. 레일레이 페이딩 경로
Fig. 1. Rayleigh fading path

그림 1에서 나타난 페이딩을 일으키는 통계적으로 독립인 가우시안 랜덤과정 $\rho_1(t)$, $\rho_2(t)$ 는 매우 좁은 대역폭을 지니는 저역 가우시안 스펙트럼의 형태를 지닌다. 신호가 다경로의 페이딩이 존재하는 채널을 통과할 경우, 여러 전송로의 시간 지연 확산(time-delay spread)은 상대적으로 큰 시간 지연을 야기시켜 주파수 선택성 페이딩이 일어나게 되며, 이는 극심한 신호의 왜곡을 가져와 표본화된 신호에 우려할 만한 ISI를 발생시킨다. 이와 더불어 HF Radio 채널상에서 나타

나는 중요한 요인은 우선 동일 채널간 간섭, 인접 채널간의 간섭, 그리고 주파수 선택성 페이딩에 의한 극심한 시변 ISI의 보상 등이 문제시 된다.

2. 채널 모델링

디지털 변조에 의한 등가 저역 통과 신호 $s(t)$ 는 모두가 공통적으로 식(1)의 형태를 취하게 된다.⁽⁸⁾⁽⁹⁾

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I(n) g(t-nT) \quad (1)$$

$$F\{g(t)\} = G(f) = 0 \quad |f| > W \quad (2)$$

여기서 $\{I(n)\}$ 은 전송하고자 하는 불연속 데이터 열을, $g(t)$ 는 대역이 W 로 제한된 주파수 응답 특성 $G(f)$ 를 갖는 펄스를 나타낸다.

식(1)에서 나타난 신호를 대역 제한된 주파수 응답 특성이 $C(f)$ 인 채널을 통해 전송시킬 경우 수신단에서의 수신 신호는 식(3)과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I(n) h(t-nT) + z(t) \quad (3)$$

이 때 $h(t) = g(t) * c(t)$ 이고, $z(t)$ 는 부가 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 수신된 신호가 수신 필터를 통과하고 $1/T$ 의 표본화율로 표본화된다 고 가정할 경우, 신호의 검파 측면에서 이의 최적 필터는 수신 신호에 정합된 필터 즉 정합 필터라 할 수 있다. 따라서 이의 주파수 응답 특성은 $H^*(f)$ 이며 수신 필터의 출력은 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I(n) m(t-nT) + v(t) \quad (4)$$

$$m(t) = h(t) * h^*(-t) \quad (5)$$

$$v(t) = z(t) * h^*(-t) \quad (6)$$

$y(t)$ 가 $t = kT + \tau_0$, ($k=0,1,2,\dots$)의 시간에 표본화 될 경우에 대해 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned}
 y(kT+\tau_0) &= y(k) \\
 m(kT+\tau_0) &= m(k) \\
 \nu(kT+\tau_0) &= \nu(k)
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

$$y(k) = \sum_{n=0}^k I(n) m(k-n) + \nu(k) \quad k=1,2,3,\dots
 \tag{8}$$

이 때 τ_0 는 채널을 통과할 때의 시간 지연을 나타낸다. 식(8)을 $m_{(0)}$ 로 정규화할 경우,

$$y(k) = m_{(0)} [I_{(0)} + 1/m_{(0)} \sum_{n=0}^k I(n)m(k-n)] + \nu_{(k)}
 \tag{9}$$

로 나타낼 수 있으며, 여기서 첫째 항은 k -번째의 심볼을 표본화할 때 원하는 신호를, 둘째 항은 ISI를, 셋째 항은 부가 가우시안 잡음을 나타낸다.

성능 비교인자로써 오차율을 사용할 때 백색 잡음열을 사용하는 것이 편리하므로 백색화 필터를 수신기에 부착시킬 경우 백색화 필터 $1/F^*(z^{-1})$ 를 통과한 신호 $x_{(k)}$ 가 된다. 이 때 $\eta_{(k)}$ 는 백색 가우시안 잡음열이 되며 $f_{(k)}$ 는 전달 함수 $F(z)$ 를 갖는 등가 이산 TDL 필터의 계수가 된다.

결국 송신 필터 $g(t)$, 채널 $c(t)$, 정합 필터 $h^*(-t)$, 표본화기, 이산 시간 백색 잡음열 필터 $1/F^*(z^{-1})$ 를 직렬로 연결했을 경우, 이를 그림 2와 같이 탭 계수 $f_{(k)}(k=0, \dots, L)$ 를 갖는 디지털 필터로써 등가 변환된다.⁽⁸⁾

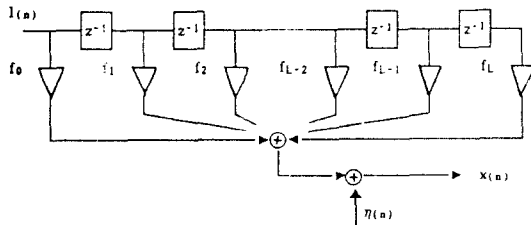


그림 2. 백색화 필터를 지닌 등가 이산 채널 모델
Fig. 2. Equivalent discrete time noise whitening channel model

Ⅲ. 주파수 선택성 페이딩 채널의 적응 등화기

등화기는 입력되는 심볼에 대한 자기 상관 행렬의 고유치 분포는 등화기 성능을 좌우하는 주된 요인이 되고 있다. 이들 고유치들은 채널의 스펙트럼 특성에 의해 결정지워지며 최대 고유치와 최소 고유치의 비($\lambda_{max}/\lambda_{min}$)는 채널 주파수 응답의 크기 자승에 대한 최대값과 최소값의 비와 같다.⁽¹⁰⁾ 이러한 고유치 분포비가 크게 되면 채널의 주파수 응답은 깊은 골(null)을 갖게 되어 주파수 선택성 페이딩이 심각하게 발생하며 LMS 알고리즘의 수렴속도가 느리게 된다.⁽¹¹⁾

1. TDL 구조를 갖는 선형 등화기

(1) LMS 알고리즘

이산적 채널 모델을 통과한 신호 $x_{(k)}$ 는 그림 3에 나타난 탭 개수 $(L+1)$ 의 선형 등화기에 입력되어 추정된 k 번째 심볼의 추정치는 다음과 같다.

$$\hat{l}(k) = \sum_{i=0}^L C_{(k,i)} \cdot x_{(k-i)}
 \tag{10}$$

이때의 추정치 $\hat{l}_{(k)}$ 는 원하는 심볼 $l_{(k)}$ 또는 모의 심볼 $l_{(k)}$ (training mode)와 같지 않을 경우 오차 $e_{(k)}$ 를 발생하며 MSE(Mean Squared Error) 기준의 경우, 등화기 계수벡터 $C_{(k,i)}$ 계수 정권오차 $E[e_{(k)}^2]$ 를 최소화 하도록 계산되어 선택되게 된다.

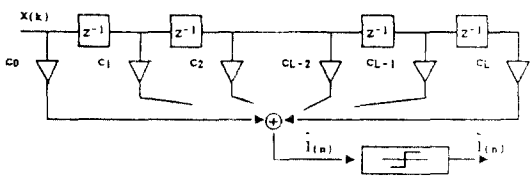


그림 3. TDL 구조의 선형 등화기
Fig. 3. Linear TDL equalizer

Wiener 최적 계수를 C^* 라고 하고 그 벡터를 C^* 라고 할때, MSE는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[e_{(k)}^2] = E[e_{(k)}^2]_{\min} + (C_{(k)} - C^*)^T R (C_{(k)} - C^*) \quad (11)$$

여기서 행렬 R 은 입력 신호의 자기상관 행렬이며 WSS(Wide Sense Stationary)라고 가정하여 $r_{(i)j} = E[x_{(k-i)}x_{(k-j)}]$ 로 정의 하였을 때 R 은 다음과 같다.

$$R = \begin{bmatrix} r_{(0)} & r_{(1)} & \cdots & r_{(L)} \\ r_{(1)} & r_{(0)} & \cdots & r_{(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{(L)} & r_{(L-1)} & \cdots & r_{(0)} \end{bmatrix} \quad (12)$$

이 때, LMS 알고리즘에 의한 계수 갱신은 다음 식(13)과 같다.⁽³⁾

$$C_{(k)} = C_{(k)} + 2\mu e_{(k)} X_{(k)} \quad (13)$$

여기서 μ 는 등화기의 수렴 속도와 안정도를 제어하는 인자이며 $0 < \mu < \lambda_{\max}$ 또는 $0 < \mu < 1$

인 조건에서 수렴 인자 μ 를

선택해야 등화기의 안정도가 보장된다.⁽⁴⁾

(2) 개별 탭 고정 알고리즘

MES는 각각의 필터 계수에 대하여 이차의 곡면을 이루고 있다. 그러나 다른 모든 탭 계수들이 상수로 고정되어 있는 동안 MSE는 하나의 계수의 함수로도 나타낼 수 있다. 바로 이러한 조건에서 다음과 같이 탭특성함수(Tap Characteristic Function)라고 불리우는 i 번째의 탭 계수에 대한 이차함수를 얻는다.⁽¹²⁾⁽¹³⁾

$$MSE |_{C_i(t)} = A C_i^2(t) + B C_i(t) + E \quad (14)$$

$i=0,1,\dots,L-1$

여기에서 A, B, E 는 L 개의 계수값과 지연에 의한 채널의 임펄스 응답값 f_i , 신호와 잡음이 가지는 분산 ($\sigma_{s,n}^2$), 그리고 수신 신호 $x_{(k)}$ 의 분산(σ_x^2)에 따

$$B = \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} C_j(t) f(j-i) f(j-n) - f(-i) \quad (16)$$

$$E = \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} C_k(t) C_n(t) f(j-k) f(j-n) + 1 - 2 \sum_{k=0}^{L-1} C_k(t) f(-k) + \sigma_{s,n}^2 / \sigma_x^2 \sum_{k=0}^{L-1} C_k^2(t) \quad (17)$$

식 (14)의 i 번째 탭 계수에 대한 MSE 곡선에서 MSE_{\min} 에 해당하는 계수값을 찾는 방법에 TCFA(Tap Characteristic Function Algorithm)와 ITLMS 알고리즘이 있다.

A. TCFA⁽³⁾⁽³⁾

다음 그림 4는 다른 계수들이 고정된 상태에서 i 번째 탭에 대한 MSE 곡면인 탭특성함수이다. 현재의 i 번째 계수값을 C_i 라고 하고 α, β 를 임의의 거리로 하였을 때, 식 (18)의 세 점 $C_i, C_i - \alpha, C_i + \beta$ 에 대한 MSE를 계산한 다음 이 세 점의 MSE를 이용하여 곡선의 최소점을 찾는 방법이다.

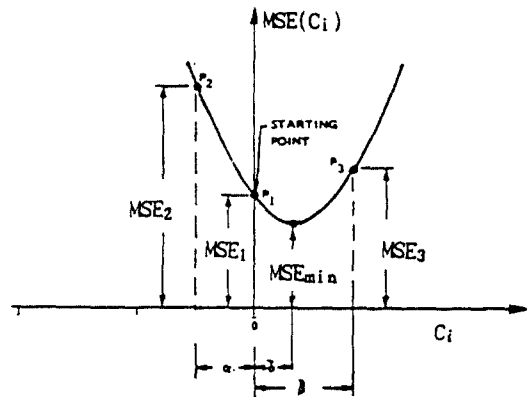


그림 4. i 번째 탭의 탭특성함수와 계산을 위해 사용되는 세 점.
Fig. 4. Tap characteristic function of the i th tap and points used for the computation of the vertex

보정된 i 번째 계수값 $C_i + \delta$ 을 그 최소점의 계수값이라 하면 편이 δ 는 식 (19)와 같이 계산된다.

$$MSE_1 = MSE(C_1) \quad (18a)$$

$$MSE_2 = MSE(C_1 - \alpha) \quad (18b)$$

$$MSE_3 = MSE(C_1 + \beta) \quad (18c)$$

$$\delta = -\frac{1}{2} \frac{\alpha^2 \{MSE_3 - MSE_1\} - \beta^2 \{MSE_2 - MSE_1\}}{\alpha \{MSE_3 - MSE_1\} + \beta \{MSE_2 - MSE_1\}} \quad (19)$$

식 (19)의 δ 에 의하여 C_1 번째 계수값은 $C_1 + \beta$ 로 고정되며 다음 $i+1$ 번째 탭 계수에 대해서도 동일한 과정으로 보정하게 된다. 보정을 마친 $L+1$ 개의 탭계수들은 TDL에 보내지고 등화기는 한 샘플의 출력을 내보내게 된다.

B. ITLMS 알고리즘

시간 k 에서 i 번째 계수 C_i 와 최적 계수 C_i^* 과의 거리를 D_{ik} 라고 정의하면

$$MSE = MSE_{min} + \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L D_{ik} D_{jk} r_{(i,j)} \quad (20)$$

$$= MSE_{min} + \sum_{i=1}^L D_{ik} D_{ik} r_{(i,i)} + \sum_{i=1}^L \sum_{j=1, j \neq i}^L D_{ik} D_{jk} r_{(i,j)} \quad (21)$$

식 (21)로부터 i 번째 계수 이외의 계수들을 고정시킨 상태에서 이 포물선의 최소점을 LMS 알고리즘으로 찾아 갈 수 있다.

식 (21)의 D_i 에 대한 기울기기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial MSE}{\partial D_{ik}} &= 2 r_{(i,i)} D_{ik} + \sum_{j=1, j \neq i}^L r_{(i,j)} D_{jk} + \sum_{j=1, j \neq i}^L r_{(j,i)} D_{jk} \\ &= 2E[x_{(k-i)}x_{(k-i)}] (C_{ik} - C_i^*) \\ &\quad + 2 \sum_{j=1, j \neq i}^L E[x_{(k-i)}x_{(k-j)}] (C_{jk} - C_j^*) \\ &= 2E[x_{(k-i)} \sum_{j=1}^L x_{(k-j)} C_{jk} - \sum_{j=1}^L x_{(k-j)} C_j^* \end{aligned}$$

$$= -2E[x_{(k-i)}e_{ik}] \quad (22)$$

식 (22)은 시간 k 에서 i 번째 계수의 기울기 $\nabla_i(k)$ 이며

여기서 $-2e_{ik}x_{(k-i)}$ 를 i 번째 계수의 기울기로 취한다면 다음과 같은 기울기 추정치 ∇_{ik} 를 얻는다.

$$\nabla_{ik} = -2 e_{ik}x_{(k-i)} \quad (23)$$

i 번째 탭계수 값의 조절에 식(23)과 함께 Steepest Decent 방법⁽⁵⁾을 적용하여 갱신할 수 있으며 등화기 입력으로 부터 취하여온 n 개의 블럭 샘플을 사용하여 갱신된 i 번째 탭 계수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{ik(n)} = C_{ik(n-1)} + 2\mu x_{(k-i(n))}e_{k(n)} \quad (24)$$

여기서 μ 는 수렴을 보장해 주는 수렴인자이다.

식 (24)는 잡음성(noisy)의 기울기 추정치를 사용하고 있으나 그 기대치(expected value)는 식(22)의 기울기를 사용하게 되어 무편이(unbiased)의 탭계수 갱신과정이 된다. 충분한 n 개의 블럭 샘플을 사용하였을 경우, C_i 는 그림 4의 최소점 위치인 $C_i + \delta$ 에 이르게 되나 시물레이션 결과 5~10개의 블럭 샘플로도 충분하였기에 본 논문의 시물레이션에서는 세가지 채널 모두 10개의 블럭 샘플을 사용하였다. 알고리즘에 대한 흐름도를 그림 5에 나타내었다.

2. 그라디언트 격자(Gradient lattice)구조를 갖는 선형 등화기⁽⁶⁾

기본적인 격자등화기 구조가 그림 6에 나타나 있다. 입력 $x_0(k)$ 의 직교화 과정은 각 단계(stage)를 거치면서 이루어 진다. 이때 $f_m[k]$, $b_m[k]$ 는 단계(stage) m 에서의 전방오차(forward error) 및 후방오차(backward error)이고 초기 조건은 $f_0[k] = b_0[k] = x_0(k)$ 이며 $a_m[k]$ 는 채널의 시변성에 적용되는 승산 파라메타이다.

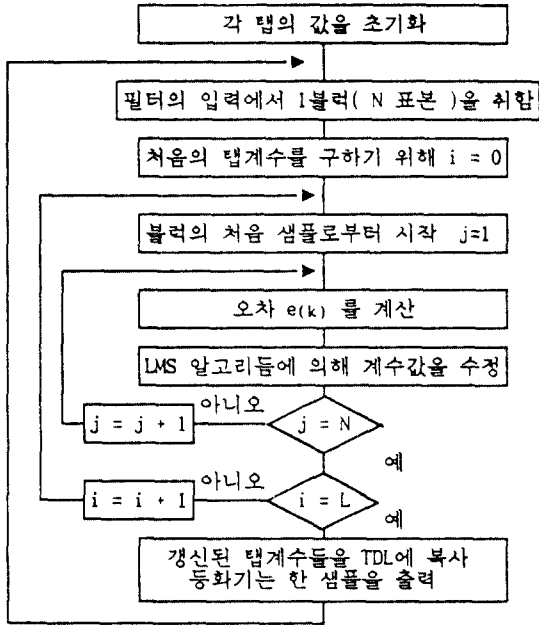


그림 5. ITLMS에 의한 알고리즘의 흐름도
(L+1: TDL의 탭 계수의 개수)
(N: 블럭 샘플 수, 5~10개)
Fig. 5. Flow chart of the ITLMS algorithm
(L+1: Number of taps)
(N: Number of samples taken from the equalizer input)

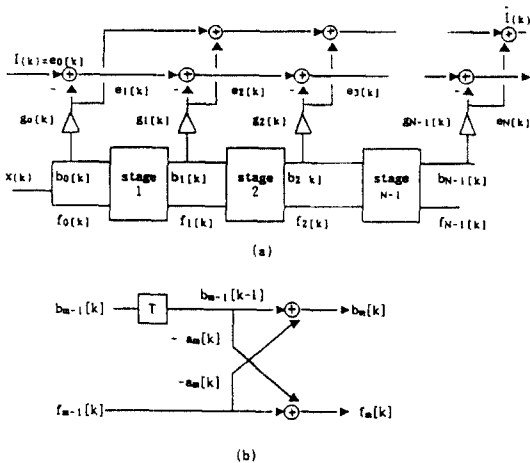


그림 6. (a) 그라디언트 격자 등화기
(b) m번째 단계
Fig. 6. (a) Gradient lattice equalizer
(b) mth stage

각 단계 m에서 전후방 오차의 최소화에는 최소자승 기준(Least Square criterion)이 주로 사용된다.⁽⁶⁾ 이 기준에 의해 최소화 시킬 성능 인자 ξ_m^{LS} 는 다음과 같다.

$$\xi_m^{LS} = \sum_{n=0}^L w^{k-n} \{f_m^2[k] + b_m^2[k]\}; \quad (25)$$

여기서 w는 $0 < w < 1$ 을 갖는 가중치 인자이다. $a_m[k]$ 에 대하여 ξ_m^{LS} 를 최소로 하는 경우의 $a_m[k]$ 는 다음과 같다.

$$a_m[k] = 2 \sum_{n=0}^L w^{k-n} \{f_{m-1}[n] \cdot b_{m-1}[n-1] \cdot \sum_{n=0}^L w^{k-n} \{f_{m-1}^2[n] + b_{m-1}^2[n-1]\}; \quad (26)$$

이 때 $a_m[k]$ 는 식 (27)을 관계식으로 하는 반복 수행에 의해 갱신될 수 있다.

$$a_m[k] = a_m[k] + \frac{f_{m-1}[k-1] \cdot b_m[k-1] + f_m[k-1] \cdot b_{m-1}[k-2]}{U_m[k]} \quad (27)$$

여기서, $U_m[k] = w \cdot U_m[k-1] + f_{m-1}^2[k] + b_{m-1}^2[k-1]$

직교화된 후방오차들은 TDL의 입력으로 작용하여 식(28)과 같은 출력을 형성하며 계수 이득 $g_i[k]$ 는 다음 식(29)에 의해 갱신된다.

$$I[k] = \sum_{i=0}^{L-1} g_i[k] \cdot b_i[k] \quad (28)$$

$$g_i[k+1] = g_i[k] + \frac{2 e_i[k] \cdot b_i[k]}{U_i[k]} \quad (29)$$

일반적으로 TDL 선행등화기보다 이러한 격자 구조의 등화기가 수렴속도에 있어 채널 상관행렬의 고유치 분포비에 관계가 적은 것으로 알려져 있다.⁽⁶⁾

IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

시뮬레이션을 위해 구성된 시스템은 그림 7과 같다.

이 때, 이진 의사 랜덤열 (Binary Pseudo-random Sequence)은 다항식 $x^{31}+x^{28}+x^{27}+x^{24}+x^{17}+x^{16}+x^9+x^8+1$ 의 가상 랜덤열 발생기⁽¹⁴⁾에 의해 만들어 졌으며, 사용된 채널로는 고유치 분포비에 따른 주파수 특성을 달리한 Radio 채널, 그리고 주파수 영역에서 스펙트럼 골(Null)이 존재하는 주파수 선택성 페이딩 채널이 사용되었다. 채널의 출력은 분산이 0.01인 백색 가우시안 잡음이 첨가되어 등화기에 입력되며 등화기에 사용된 적응 알고리즘이 LMS 및 ITLMS 알고리즘의 경우, 수렴 인자는 $\mu=0.01$ 로 하였으며 그라디언트 격자 (Gradient lattice) 등화기는 가중치 인자 $w=0.99$ 로 하여 시뮬레이션을 하였다.

1. 일반적인 Radio 채널에서의 등화기 성능

이때의 전달 함수 및 고유치 분포비는 표 1과 같고 이들 채널의 주파수 특성을 그림 8과 같다.⁽⁸⁾ 고유치 분포비가 작은 채널 1,2에 대한 수렴곡선은 그림 9와 그림 10에 나타내었으며 오차율은 그림 11에 나타나있다.

표 1. Radio 채널의 전달 함수
Table 1. Transfer functions of radio channels

	전달함수	고유치 분포비
채널 1	$0.26+0.93 z^{-1}+0.26 z^{-2}$	11
채널 2	$0.304+0.903 z^{-1}+0.301 z^{-2}$	21

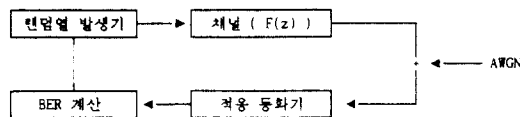


그림 7. 시뮬레이션을 위한 기저대역 통신 시스템
Fig. 7. Simulation of baseband communication system

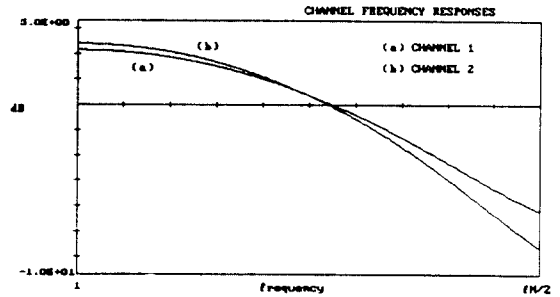


그림 8. 채널의 주파수 특성
Fig. 8. Frequency responses of the channels

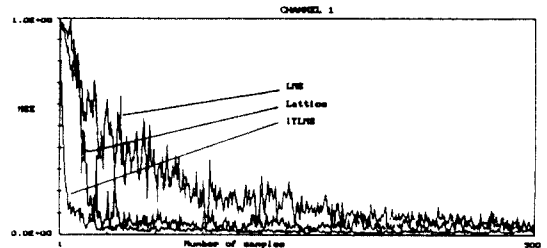


그림 9. 채널 1에서의 수렴곡선
Fig. 9. Convergence curves in the channel 1.

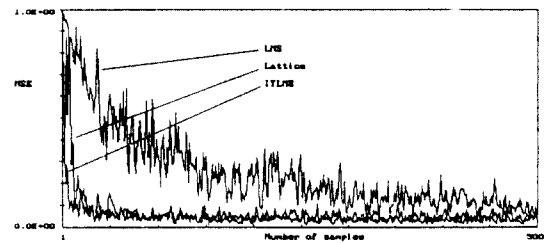


그림 10. 채널 2에서의 수렴곡선
Fig. 10. Convergence curves in the channel 2.

고유치 분포비가 각각 11과 21인 채널 1과 채널 2에 대한 수렴곡선으로 부터, 그라디언트 격자 구조 등화기와 ITLMS 알고리즘의 등화기는 수렴속도의 차이를 거의 보이지않은 반면 LMS 알고리즘의 등화기는 그 고유치 분포비의 영향을 크게 받고 있다. 그림 9와 그림 10에서 고유치 분포비 11의 채널 1에서는 LMS 알고리즘의 등화기가 400~500에서 수렴하였으나

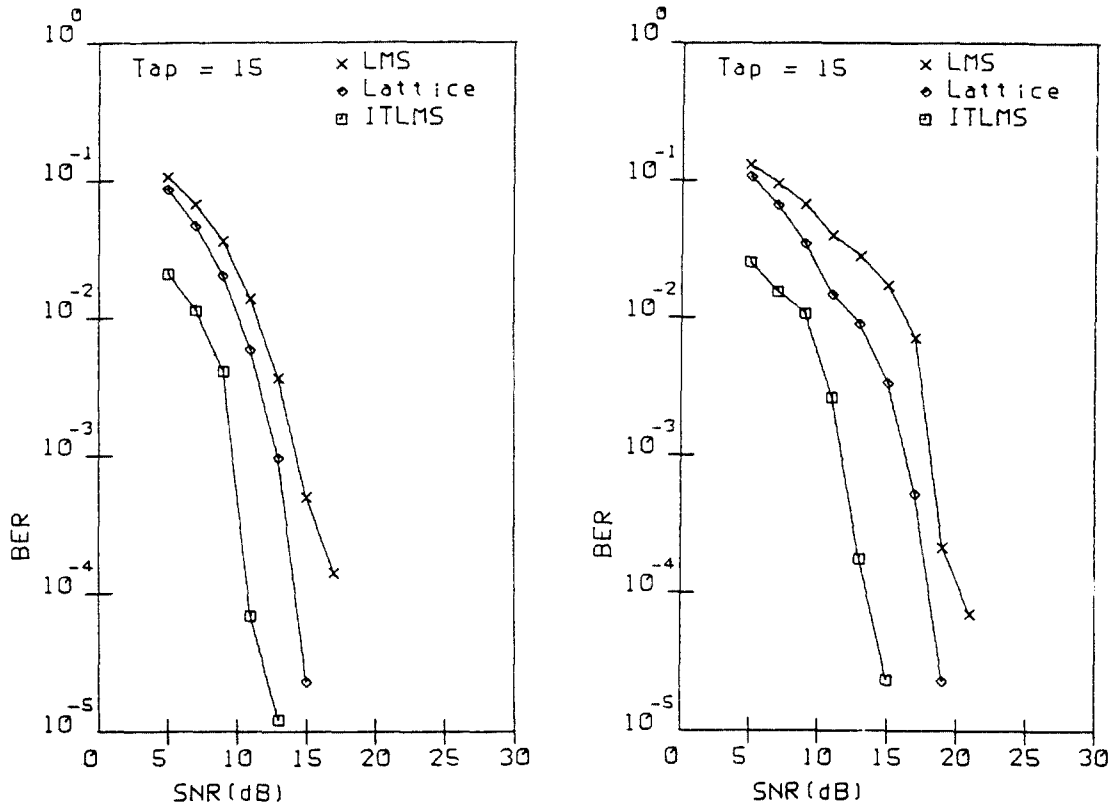


그림 11. BER 성능 (a) : 채널 1 (b) : 채널 2
 Fig. 11. Error rate performance (a) : channel 1 (b) : channel 2

고유치 분포비 21의 채널 2에서는 500 샘플 이후에도 수렴하지 못하고 있음을 관찰 할 수 있다. 오차율 10^{-3} 을 기준으로 하였을 때 격자구조 등화기와 ITLMS 알고리즘의 등화기의 경우 고유치 분포비의 증가에 따라 3dB 정도의 성능저하를 가져왔으나 LMS 알고리즘의 등화기의 경우 5~6dB의 성능저하를 나타내 고유치 분포비에 크게 영향을 받고 있음을 알 수 있다.

2. 주파수 선택성 페이딩 채널에서의 등화기 성능

시뮬레이션에 사용된 채널 3의 전달 함수는 식 (30)과 같고 이의 주파수 특성은 그림 12과 같으며 수렴곡선과 오차율을 그림 13, 그림 14에 나타내었다.

$$H(z) = 0.227 + 0.460 z^{-1} + 0.688 z^{-2} + 0.460 z^{-3} + 0.227 z^{-4} \quad (30)$$

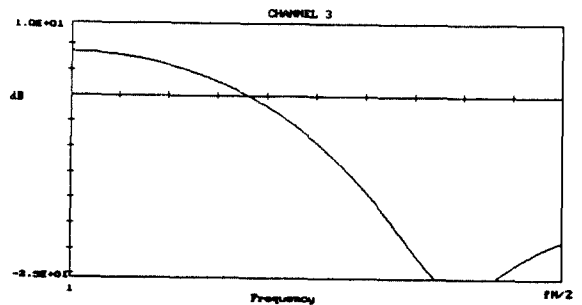


그림 12. 스펙트럼 골이 존재하는 채널의 주파수 특성
 Fig. 12. Frequency response of the channel with a spectral null

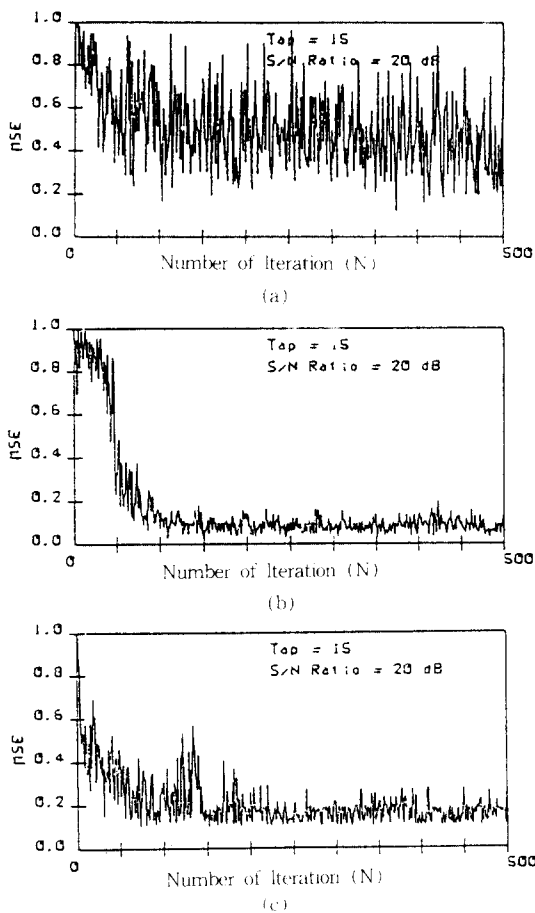


그림 13. 채널 3에서의 수렴곡선
 (a) : LMS 알고리즘 (b) : 그라디언트 격자 등화기
 (c) : ITLMS 알고리즘
 Fig. 13. Convergence curves in the channel 3,
 (a) : LMS (b) : Gradient (c) : ITLMS

LMS 알고리즘을 이용한 TDL 구조의 등화기의 경우 수렴곡선은 MSE가 0.5인 근처에서 더 이상 수렴하지 못하고 있으며 SNR 5dB에서 25까지의 20dB 증가에 대해서도 오차율은 6×10^{-1} 에서 9×10^{-2} 으로 약 7배의 성능증가를 보았다. 격자등화기에서 나타난 성능의 경우 20dB SNR 증가에 대해서 오차율의 감소량은 4×10^{-1} 에서 5×10^{-2} 으로 약 8배의 성능향상만을 보인 반면, ITLMS 알고리즘의 경우 2×10^{-1} 로부터 2×10^{-3} 으로 약 100배의 오차율 성능 향상을 나타내었다.

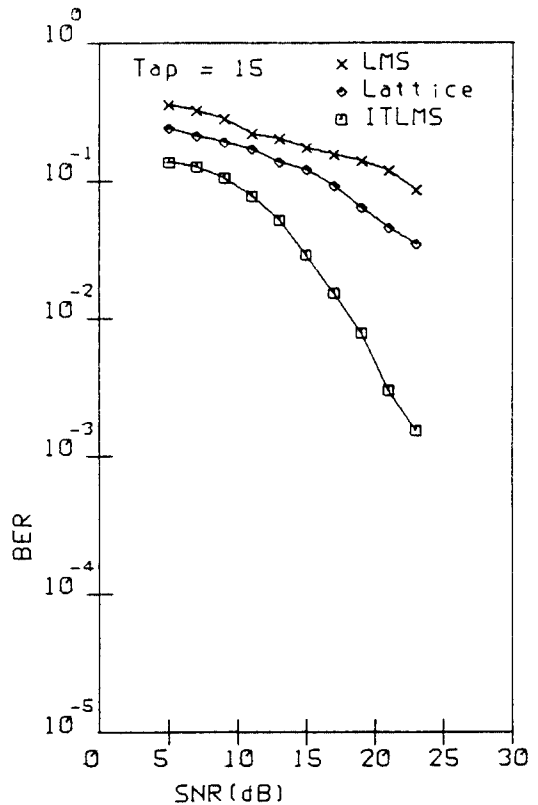


그림 14. 스펙트럼 널이 존재하는 채널에서의 등화기의 BER
 Fig. 14. Error rate performance in the channel 3 with a spectral null

V. 결 론

본 논문에서는 모델링된 여러가지의 주파수 선택성 페이딩 채널을 통해 신호가 전송될 때, LMS 알고리즘과 그라디언트 격자 등화기 그리고 ITLMS 알고리즘의 세가지의 선형 적응 등화기에 대하여 신호의 오차율 및 수렴속도를 비교, 검토하였다. 사용된 알고리즘 중, LMS 알고리즘의 경우 채널의 고유치 분포비에 수렴속도 및 오차율이 크게 지배됨을 알 수 있었고, 그라디언트 격자 등화기 및 ITLMS의 경우는 이보다 적은 영향을 받음을 알 수 있었다. 그리고 고유치 분포비가 ∞ 와 같은 주파수 선택성 페이딩이 심한 채널의 경우 수렴 속도에 있어서는 격자 구조의 필터를 이용한 등화기와 ITLMS 알고리

음을 이용한 등화기의 성능이 거의 같은 수렴 속도를 보였으나, 25dB SNR을 기준한 오차율에 있어서는 전자가 5×10^{-2} , 후자가 2×10^{-3} 을 나타내어 상당한 성능차이를 나타내었다. 결국, LMS 알고리즘의 선형등화기는 주파수 선택적 페이딩이 심한 채널의 등화기로는 부적당하며 채널의 고유치 분포비에 영향이 적은 등화기로 알려진 그라디언트 격자 등화기도 주파수 선택적 페이딩을 극복할 수 없음을 알 수 있다. 그러나 ITLMS 알고리즘의 선형등화기는 효과적으로 주파수 선택적 페이딩을 극복할 수 있었다. 보다 효과적인 성능 향상을 위해 결정제한 방식의 비선형 적응등화기에 대한 연구와 신호를 직교화시키는 과정인 주파수 영역의 처리 또는 RMGS 알고리즘을 이용하여 신호의 직교화를 선행시킨 후 ITLMS 알고리즘을 적용할 경우 더욱 더 향상된 성능을 보일 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

1. G.D. Forney, "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference", IEEE Trans. Inform. vol. IT-18, pp.363-378, May 1972.
2. G.D. Forney, "The Viterbi Algorithm", Proc. of IEEE, vol. 61, pp 268-278 March, 1973.
3. B.Widrow and S.D.Sterns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985.
4. F.Ling and J.G. Proakis, "Generalized Least Square Lattice Algorithm and Its Application to Decision feedback Equalization", Proc. IEEE ICASSP '82 Paris, France, May, 1982, pp 1439-1446.
5. 김남용, 오용선, 강창언, "개별 탭 이득 조절에 의한 등화기", 한국 통신학회 1987년도 추계 학술 발표회 논문집, Vol.6, No.2, pp.159-164, 1987.
6. E.H. Satorious and S.T. Alexander, "Channel Equalization Using Adaptive Lattice Algorithms" IEEE Trans. Comm. vol. COM-27 pp. 899-905, June 1979
7. A.P. Clark, *Adaptive Detectors for Digital Modems*, Pentech Press 1989
8. J.G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 1983.
9. J.G. Proakis and J.H. Miller, "An Adaptive Receiver for Digital Signalling Through Channel With Intersymbol Interference", IEEE Trans. Inform. vol.IT-15, pp.484-497, July 1969
10. F. Ling and J.G. Proakis, "Adaptive Lattice Decision-Feedback Equalizers-Their Performance and Application to Time variant Multipath Channels", IEEE Trans. Comm. vol. COM-33, pp. 348-356, April 1985.
11. S.Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall, 1986.
12. G. Pirani, V.Zingarelli, "Adaptive Multiplication-Free Transversal Equalizers with Application to Digital Radio Systems", IEEE Trans. Comm. vol. COM-32, pp. 1025-1033, September 1984.
13. M.J. Hawksford, N. Razace, "Adaptive mean-square-error transversal equaliser", IEEE Proc. vol-128, part F, pp.296-304, October 1981.
14. D.A. Goerge, R.R. Bowen, "An adaptive decision feedback equalizer", IEEE Trans. Comm. vol. COM-19, pp.281-293, June 1971.



盧 在 皓(Jae Ho RHO) 正會員
1965년 7월 18日生
1989년 2월 : 연세대학교 전자공학과
졸업(공학사)
1991년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공
학과 졸업(공학석사)
현재 : 삼성전자 정보통신 부문



金 南 用(Nam Yong KIM) 正會員
1963년 12월 24일생
1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과
졸업(공학사)
1988년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공
학과 졸업(공학석사)
1988년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 대학원
전자공학과 (박사과
성 수료)



康 昌 彦(Chang Eon KANG) 正會員
1938年 8月26日生
1960年 : 延世大學校電氣工學科(工學士)
1965年 : 延世大學校大學院電氣工學科
(工學碩士)
1969年 : 美國미시건주립大學校大學院電
氣工學科(工學碩士)
1973年 : 美國미시건주립大學校大學院電
氣工學科(工學博士)

1967年~1973年 : 美國미시건주립大學校工業研究所先任研究員

1973年~1981年 : 美國노턴일리노이대학교電氣工學科助教授,
副教授

1982年~現在 : 延世大學校電子工學科 教授

1987年~1988年 : 本學會 副會長

1989年 : 本學會 會長