

연호 재호, 김 남 용, 강 창 언

연세대학교 전자공학과

## A Study on the ISI Cancellation in HF Radio Channels by the Adaptive Equalization

Jae Ho Rho, Nam Yong Kim, Chang Eon Kang

Dept. of Electronic Eng. Yonsei Univ

### Abstract

As real world communications over HF radio channels are stressed with higher data rates, intersymbol interference (ISI) becomes a dominant limiting factor.

In this paper, ISI cancellation capability of the linear equalizer employing individual tapped LMS (ITLMS) algorithm and of the non-linear equalizer using the lattice structure have been investigated through the computer simulations, and compared to other kinds of equalizers in terms of bit error rates and convergence rates.

### 1 서 론

현재의 디지털 통신 시스템이나 이동체 통신 시스템에서 채널의 비이상적인 특성으로 인해 야기된 ISI는 주파수 대역의 효율적인 이용과 성능 향상에 주된 장애 요인이 된다.

이러한 ISI와 채널상의 잡음으로 인해 왜곡된 디지털 신호를 복원하기위해 HF Radio 채널의 등화기를 구성할 때, TDL 선형 등화기와 칼만 궤환에 의한 비선형 등화기, 또는 수신된 데이터 열 전체의 확률적 오류를 최소화하는 MLSE를 이용한 방법이 주로 연구되어 왔다.

ISI를 제거하기 위한 등화기의 등화 알고리즘으로는 1976년 Widrow가 제안한 계산량이 적고 간단한 LMS알고리즘으로부터 1986년 J.G.Proakis 와 F.Ling 이 제안한 격묘화 능력이 우수한 현재의 Kalman형의 RLS 예측 알고리즘인 RMGS (ReCursive Modified Gram Schmidt), 알고리즘 그리고 TDL 구조에서 각각의 탭이 가지는 2 차 포물선의 최적치를 LMS알고리즘으로 찾아키도록 처리하는 ITLMS알고리즘으로 발전하여 왔다.

본 논문에서는 HF Radio 채널에 대해 LMS 알고리즘을 이용한 TDL\_DFE 와 Lattice 구조를 갖는 Lattice\_DFE, 그리고 LMS 알고리즘의 수정된 형태인 ITLMS (Individual Tapped

LMS) 알고리즘을 적용하여 각 알고리즘의 수렴속도, BER 및 채널의 스펙트럼 특성을 분석하였다.

### II. HF Radio 채널의 특성과 모델링

#### 1 HF Radio 채널의 특성

HF Radio 채널상에서 신호가 전송될 경우, 레일레이 (Rayleigh) 페이딩 경로를 통과한다. 이 때 신호는 다경로 전송이 되는데 각각은 서로 다른 시간 지연 스펙트럼을 가진다.

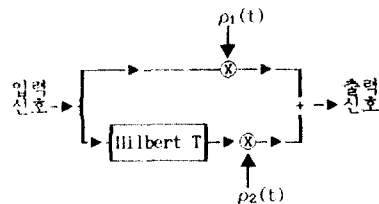


그림 2-1. 레일레이 페이딩 경로  
Fig. 2-1 Rayleigh Fading Path

$$|G_1(f)|^2 = C \text{Exp}[-f^2/f_{rms}^2] \quad (2-1)$$

$$|G_2(f)|^2 = \begin{cases} \frac{3d}{2\pi f_m [1-(f/f_m)^2]^{1/2}} & -f_m < f < f_m \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2-2)$$

레이레이 페이딩 모델은 그림 1 과 같다. 이 때, 페이딩을 일으키는 통계적 독립 가우시안 랜덤과정  $\{\rho_i(t)\}$ 는 매우 좁은 대역폭을 지니는 저역 가우시안 스펙트럼의 형태를 지니며, 이의 확률 밀도 함수는 아래의 식 (2-1)과 식 (2-2)로 페이딩 모델 1과 페이딩 모델 2 로 각각 표현이 가능하다

여기서  $f_{rms}$ 는 rms 대역폭을,  $f_m$ 은 이동체의 속력에 비례하는 비례상수를,  $d$ 는 각각의  $\rho_i(t)$ 의 자승 평균값이 적절 레벨이 되도록 하는 상수를 나타낸다.

HF Radio채널상에서 나타나는 중요한 요인은 우선 동일 채널간 간섭, 인접 채널간의 간섭, 그리고 주파수 선택성 페이딩에 의한 극심한 시변 ISI 의 보상 등이 문제시 된다.

### 2 채널 모델링

디지털 변조에 의한 등가 저역 통과 신호는 모두가 공통적으로 식 (2-3)의 형태를 갖는다.

$$\sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t-nT) \quad (2-3)$$

$$F(g(t))=G(f)=0 \quad |f| > W \quad (2-4)$$

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

채널을 통과한 신호는 아래의 식 (2-5) 와 같이 나타낼 수 있다. 이 때  $X(z)$ 는 송신 필터 $g(t)$ , 채널  $c(t)$ , 정합 필터  $h^*(-t)$ , 표본화기를 포함한다.

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (2-5)$$

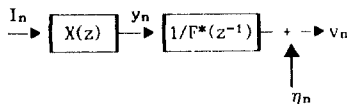


그림 2-2. 채널의 계통도  
Fig. 2-2 Channel Block Diagram  
With Noise Whitening Filter

### III. HF Radio 채널의 적응 등화기

ISI나 다경로 채널에 의한 신호의 왜곡은 등화 작용으로 알려진 선형 혹은 비선형 적응 필터링 작용을 이용하여 신호의 복원이 가능하다.

전화회선에서는 ISI를 제거하기위해 선형 등화기를 사용하되, 페이딩 다경로 채널에 의해 신호가 심한 왜곡을 일으키는 HF Radio채널에서는 결정 궤환을 이용한 비선형 등화기가 이용되고 있다.

#### 1 선형 등화기

##### (1) TDL 구조를 갖는 선형 등화기

채널의 상태가 양호한 경우 그림 3-1과 같은 TDL필터를 이용한 등화기가 적용되며, 이의 입력 신호는 2장에서 언급한 백색 잡음화 필터를 거친  $\{v_k\}$  이고, 이 때  $e_k = I_k - I_k$  를 최소화하도록  $\{C_k\}$  가 구해진다.

$$r_j = E [ v_k v_{k+j}^* ] \quad (3-1)$$

$$f_j = E [ I_k v_{k-j}^* ] \quad (3-2)$$

라 두고 등화기가  $L+1$ 개의 탭을 가질 경우, (3.3)으로의 표현이 가능하다.

$$\mathbf{R} \mathbf{C} = \mathbf{F} \quad (3-3)$$

여기서

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_L \\ r_1 & r_0 & \dots & r_{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_L & r_{L-1} & \dots & r_0 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$\mathbf{C} = [ c_0 \ c_1 \ c_2 \ \dots \ c_L ]^T \quad (3-5)$$

$$\mathbf{F} = [ f_0 \ f_1 \ f_2 \ \dots \ f_L ]^T \quad (3-6)$$

를 나타내며,  $T$ 는 전치 행렬을 의미한다. 이 때 (3-3)의 최적 계수는

$$\mathbf{C}^* = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{F} \quad (3-7)$$

가 된다. 그러나 자기 상관 관계를 나타내는  $\mathbf{R}$ 과 상호 상관 관계를 나타내는  $\mathbf{F}$ 의 예측이 어렵고, 신호의 통계가 시간이 변함에 따라 변화하므로, 적응 필터링의 기법이 도입되는데, 그 중 가장 일반적이고 계산이 간단한 것이 LMS 알고리즘이다.

$$\mathbf{C}_{k+1} = \mathbf{C}_k + \mu e_k \mathbf{V}_k \quad (3-8)$$

수렴인자  $\mu$ 를 수신 신호  $v_k$ 의 추정된 분산값  $\sigma_v^2$ 을 사용하며, 시변으로 할 경우 수렴속도는 더욱 빨라질 수 있다.

이에 따라 시변 수렴상수를 갖는 시변 LMS 알고리즘이 (3-9)와 같이 얻어진다.

$$\mathbf{C}_{k+1} = \mathbf{C}_k + \mu_k e_k \mathbf{V}_k \quad (3-9)$$

$$\mu_k = \frac{(1-\beta)}{\beta \sigma_v^2 + (1-\beta) v_k^2} \quad (3-10)$$

LMS 알고리즘에서 수렴인자  $\mu_k$  ( $\beta$ )는 선로의 상관 관계 행렬의 고유치 분포비에 의해 결정되어야 필드가 안정하며, 이 때의 적응 등화기의 수렴 속도는 고유치 분포비에 비례하여 늦어진다. 따라서 주파수 선택성 페이딩이 존재하며 고유치의 분포비가 큰 HF Radio채널에서는 등화기의 성능이 떨어진다.

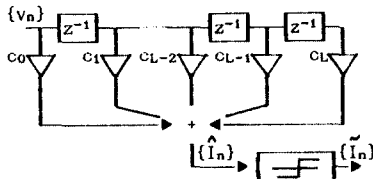


그림 3-1. TDL 필터의 선형 등화기  
Fig. 3-1 Linear equalizer having TDL filter

(2) Lattice 구조의 선형 등화기

TDL구조의 선형 등화기는 자기 상관 함수의 고유치 분포비에 그 수렴 속도가 지배 된다고 언급하였다. 따라서 수렴 상수를 각각의 탭마다 다르게 사용함으로써 수렴 속도를 빨리 할 수 있는 Lattice 구조의 Kalman 알고리즘을 도입하였다. Lattice구조의 등화기는 그림 3-2와 같다.

위에서  $\epsilon_m^b(n)$ 는 m차수의 최소 자승 후방오차를 나타낸다. 즉,

$$\epsilon_m^b(n) = \min_b \left[ \sum_{i=0}^n w^{n-i} [v(i-m) + \sum_{j=0}^{m-1} b_j^m(n) v(i-j)]^2 \right] \quad (3-11)$$

이며, 이 때의 최적 계수를  $b_j^m(n)$ 라고 한다면 후방 오차는

$$\epsilon_m^b(n) = v(n-m) + \sum_{j=0}^{m-1} b_j^m(n-1) * v(n-j) \quad (3-12)$$

이며, 이와 유사하게

$$\epsilon_m^f(n) = \min_a \left[ \sum_{i=0}^n w^{n-i} [v(i) + \sum_{j=0}^{m-1} a_j^m(n) v(i-j-1)]^2 \right] \quad (3-13)$$

이고, 이 때의 계수를  $a_j^m(n)$ 라 두면 전방 오차는

$$\epsilon_m^f(n) = v(n-m) + \sum_{j=0}^{m-1} a_j^m(n-1) * v(n-i-1) \quad (3-14)$$

이며, 최종적으로 최소 자승 오차는

$$\epsilon_m(n) = I(n) - \sum_{i=0}^m f_i^m(n-1) v(n-i) \quad (3-15)$$

여기서  $f_i^m(n-1)$ 의 최소 자승의 탭 벡터  $C_m(n-1)$ 을 나타내고  $I_N(n)$ 은 최소 자승 Lattice 알고리즘의 예측 심볼의 값을 나타낸다.

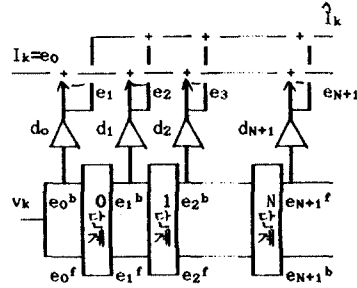


그림 3-3. (a) Lattice 구조의 등화기  
Fig. 3-3. (a) Lattice equalizer

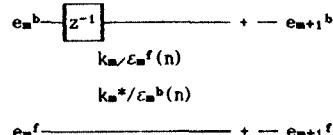


그림 3-3. (b) Lattice의 m-단계  
Figure 3-3 (b) m-th stage

(3) ITLMS 알고리즘의 TDL 선형 등화기

MSE는 각각의 필터 계수에 대하여 이차의 곡면을 이루고 있다. 그러나 다른 모든 탭 계수들이 상수로 고정되어 있는 동안 MSE는 하나의 계수의 함수로도 나타낼 수 있으며, 바로 이러한 조건에서 다음과 같이 i 번째의 탭 계수에 대한 이차함수를 얻는다.

$$MSE[c_i(t)] = A c_i^2(t) + B c_i(t) + C \quad (i = 0, 1, \dots, L-1) \quad (3-16)$$

여기에서 A, B, C는 m 개의 계수값과 지연에 의한 채널의 임펄스 응답값  $f_i$ , 신호와 잡음이 가지는 본산 ( $\sigma^2_{n+m}$ ), 그리고 수신 신호  $v(k)$ 의 본산( $\sigma^2_v$ )에 따라 주어지는 상수들이다.

이를 나타낸 알고리즘이 그림 3-4에 나타내었다.

2 비선형 등화기

(1) TDL 구조의 결정 궤환 등화기

TDL 구조를 갖는 결정 궤환 등화기는 전방 궤환 필터와 후방 궤환 필터의 두 부분으로 구성되어 있다. 전방 궤환 필터의 입력은  $\{v_k\}$  이고, 후방 궤환 필터의 입력은 앞서 결정된 심볼열  $\{I_k\}$  이다. 이 때의 후방 궤환 필터의 기능은 현재의 심볼의 예측치에서 앞서 결정된 심볼에 의한 ISI 부분을 제거하는 것이다.

위의 설명으로부터 등화기의 출력은

$$\hat{I}_k = \sum_{j=1}^{N_1} c_j v_{k-j} + \sum_{j=-1}^{-N_2} c_j I_{k+j} \quad (3-17)$$

로 표현되며, 이 때  $I_k$ 는 k-번째 정보 심볼의 예측치이고,  $\{c_j\}$ 는 필터의 탭 계수들,  $\{I_k\}$ 는 앞서 결정된 심볼들의 미한다.

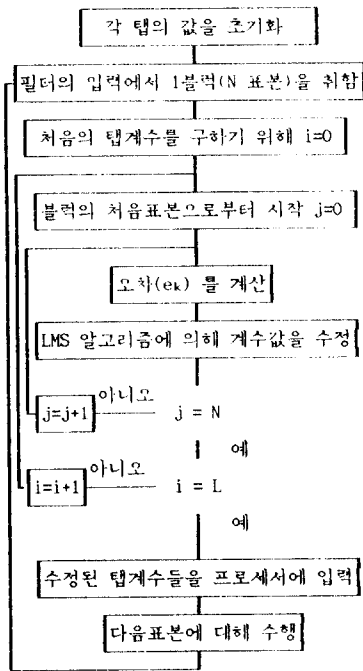


그림 3-4. ITLMS 알고리즘의 흐름도  
Fig. 3-4. Flow chart of ITLMS

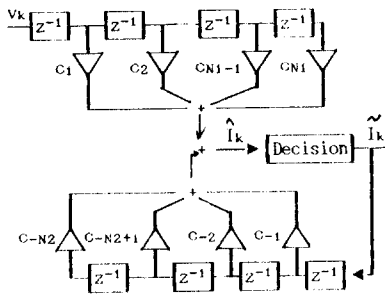


그림 3-5. TDL 결정 궤환 등화기  
Fig. 3-5. TDL Decision feedback equalizer

적응 필터를 사용할 경우 필터의 계수 ( $c_j$ ) 는 시간의 경과에 따라 반복적으로 조정되며, 이 때의 오차 신호는 결정 신호  $\hat{I}_k$ 와 추측 신호  $I_k$ 의 차로써 정의되며 이 신호가 LMS 알고리즘에 의해  $C_{k+1}$ 의 탭 벡터를 구성한다. 즉,

$$C_{k+1} = C_k + \mu_k e_k V_k \quad (3-18)$$

이고, 여기서

$$V_k = [v_{k+N1}, \dots, v_k, \hat{I}_{k-1}, \dots, \hat{I}_{k-N2}]^T \quad (3-19)$$

이다.

이 때  $\mu_k$  역시 앞서 언급한 시변 LMS 알고리즘에 의해 수정되어 사용된다.

(2) Lattice 구조의 결정 궤환 등화기

전방 궤환 필터의 입력은  $(v_k)$ 이며, 후방 궤환 필터의 입력은 앞서 결정된  $(\hat{I}_k)$ 가 이용된다.

전방 궤환 탭 수가  $N_1$ 개 이고, 후방 궤환 탭 수가  $N_2$ 개로 구성된 최소 차등 Lattice 형 결정 궤환 등화기는 전방 궤환의 경우 결정 궤환이 되지 않은 경우와 같고 후방 궤환의 경우만이 다른 뿐이다.

IV. 시뮬레이션 방법

시뮬레이션을 위해 구성된 시스템은 그림 4-1 과 같다. 이 때, 이진 의사 랜덤열은 가상 잡음 발생기에 의해 만들어졌으며, 채널로는 HF Radio 채널과 주파수 영역에서 스펙트럼 공(Spectral Null)이 존재하는 채널이 사용되었다.

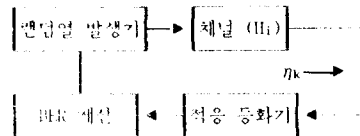


그림 4-1. 시뮬레이션의 계통도  
Fig. 4-1. Simulation block diagram

1. HF Radio 채널에서의 등화기

채널의 주파수 특성은 그림 4-2 와 같다.

안정 궤환을 사용하지 않았을 경우와 사용했을 경우의 수렴 곡선 및 오차율은 그림 4-3, 그림 4-4, 그림 4-5 에 나타내었다.

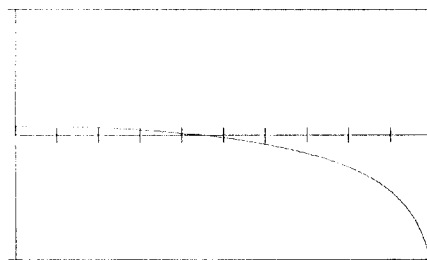
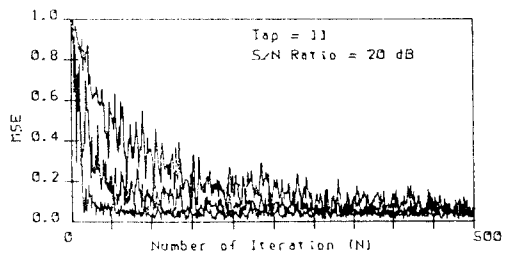
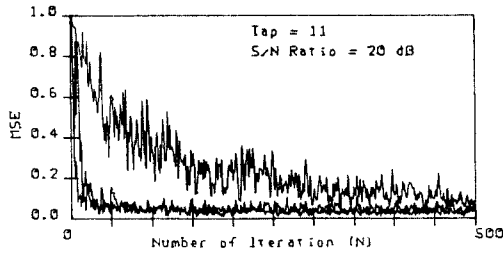


그림 4-2. HF Radio 채널의 주파수 특성  
Fig. 4-2. Frequency characteristics of HF Radio channel

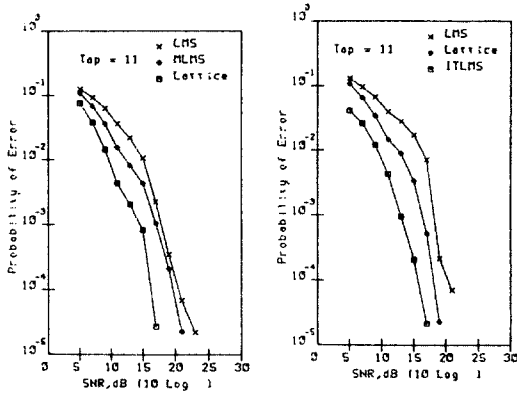


(a)



(b)  
그림 4-3. IIF Radio 채널의 수렴곡선  
(a) 결정 궤환이 없는 경우  
(b) 결정 궤환이 있는 경우

Fig. 4-3 Convergence curves in IIF radio channel  
(a) Without decision feedback  
(b) With decision feedback



(a) (b)

그림 4-4. IIF Radio 채널의 BER  
(a) 결정 궤환이 없는 경우  
(b) 결정 궤환이 있는 경우

Fig. 4-4 Bit Error Rates in IIF radio channel  
(a) Without decision feedback  
(b) With decision feedback

표 4-1. IIF Radio 채널에서의 성능 비교도

수렴상수	알고리즘	수렴속도	SNR(dB)*
시 변	LMS	250 샘플	18
시 변	Lattice	30 샘플	16
시 변	ITLMS	30 샘플	12
시 변	LMS(DF)	400 샘플	18
시 변	LMS(DF)	200 샘플	16
시 변	Lattice(DF)	30 샘플	15

\* :  $10^{-3}$  의 BER 을 얻기위한 SNR

표 4-1 에서 알 수 있듯이 결정 궤환을 사용하였을 때 (With DF)가 그렇지 않은 경우(Without DF)에 비해 약 1~2 dB 정도 향상된 성능을 보였고, ITLMS 을 이용한 TDL 구조의 등화기가 Lattice 구조의 등화기보다 약 3 dB 정도의 성능 향상을 나타내었다. 그리고 수렴 속도에 있어서도 Lattice 구조의 등화기와 ITLMS 알고리즘을 이용한 TDL 구조의 등화기가 200~400 샘플정도 차이를 알 수 있다.

### 2 스펙트럼 골(Null) 채널에서의 등화기

채널의 주파수 특성은 그림 4-6 과 같다.

결정 궤환이 이용되었을 때와 되지 않았을 때의 수렴곡선과 오차율을 그림 4-7, 그림 4-8, 그림 4-9 에, 이들의 특성을 표 4-2 에 나타내었다.

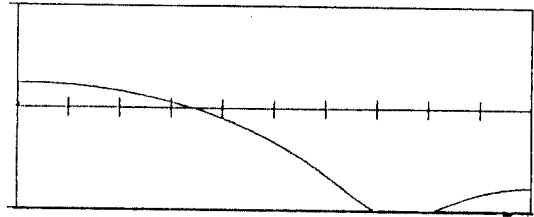


그림 4-5. 스펙트럼 골이 존재하는 채널의 주파수 특성  
Fig. 4-5. Frequency characteristics in Spectral null channel

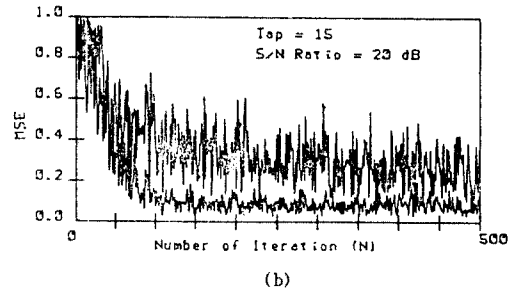
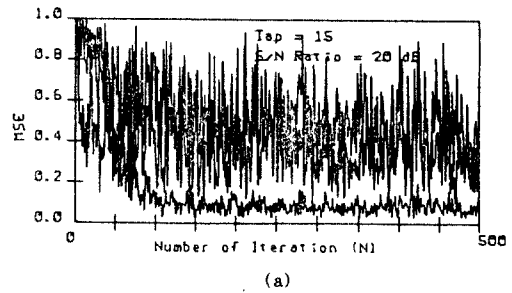


그림 4-6. 스펙트럼 골(Null)이 존재하는 채널에서의 수렴곡선

(a) 결정 궤환이 없는 경우  
(b) 결정 궤환이 있는 경우

Fig. 4-6 Convergence curves in Spectral null channel  
(a) Without decision feedback  
(b) With decision feedback

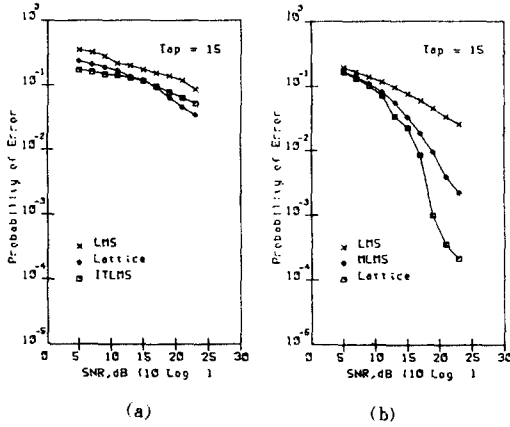


그림 4-7.스펙트럼 골이 존재하는 채널에서의 BER

(a) 결정 궤환이 없는 경우

(b) 결정 궤환이 있는 경우

Fig. 4-7 Bit Error Rate in spectral null channel

(a) Without decision feedback

(b) With decision feedback

표 4-2.스펙트럼 골(Null)채널에서의 성능 비교도

수렴상수	알고리즘	수렴속도	오차율**
시 변	LMS	*	0.1
시 변	Lattice	100샘플	0.05
시 변	ITLMS	250샘플	0.007
시 불변	LMS(DF)	*	0.05
시 변	LMS(DF)	*	0.01
시 변	Lattice(DF)	100샘플	0.0007

\* : 샘플수가 1000 개내에서는 수렴을 하지 않음을 뜻함

\*\* : 20 dB 에서의 오차율을 의미

LMS 알고리즘을 이용한 TDL 구조의 등화기의 경우 결정 궤환의 유무에 관계없이 거의 같은 성능을 보이나, Lattice 구조의 경우 BER 에 있어 많은 성능 향상을 보였다. 그리고 채널상에 스펙트럼 골(Null) 이 존재하는 경우 Lattice 구조의 등화기가 ITLMS 알고리즘을 이용한 TDL 구조(Without DF)의 등화기보다 나은 성능을 보이고 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 모델링된 IIF Radio 채널을 통해 신호가 전송될 때, 여러등화 알고리즘을 이용하여 ISI 의 제거를 효율적으로 행함으로써, 특성이 서로 다른 채널의 오차율 및 수렴속도를 비교 검토하였다.

사용된 알고리즘 중 IIF Radio 채널에서는 표 4-1에서 살펴본 바와 같이 수렴 속도에 있어서는 Lattice 구조의 필터를 이용한 등화기와 ITLMS 알고리즘을 이용한 TDL 구조의 필터를 이용한 등화기의 성능이 거의 같은 수렴 속도를 보였으나, BER 에 있어서는 전자보다 후자가 약 2~3 dB 정도

나은 성능을 보였다. 그러나 채널에 스펙트럼 골이 존재하는 경우, 직교화 과정을 수반하는 Lattice 구조의 등화기가 ITLMS 알고리즘을 이용한 TDL 구조의 등화기보다 수렴속도에 있어서는 5 배 정도 빨리 수렴을 하였고, BER 에 있어서는 약 100 배정도 우수함을 알 수 있었다. 그러나 이는 Lattice 필터의 구조가 신호간의 상관 관계를 제거하는 신호의 직교화 능력이 뛰어나기 때문인 것으로 생각되며, TDL\_ITLMS 알고리즘은 TDL 필터 구조가 가지는 근본적인 상관 관계 제거 능력이 Lattice 필터 구조에 뒤떨어지기 때문인 것으로 풀이된다.

따라서 스펙트럼 골이 존재하는 채널을 통해 전송된 신호의 ISI 를 제거하기위해서 ITLMS 알고리즘을 이용할 경우, 신호를 직교화시키는 과정인 주파수 영역의 처리 및 RMS 알고리즘에 의해 신호의 직교화를 선행시킨 후 ITLMS 알고리즘을 적용할 경우 더욱 더 향상된 성능을 보일 것으로 기대된다.

### VI. 참고 문헌

- [1] J.G.Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 1983
- [2] D.A.George, R.R.Bowen and J.R.Storey, "An Adaptive Decision Feedback Equalizer", *IEEE Trans. Commun. Technology*, vol.COM-19, July 1971
- [3] 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, April 1985
- [4] 김 남 용, "탭 이득의 개별적 적응 제어에 의한 등화기의 설계" 1987, 12, 연세 대학교 석사 학위 논문
- [5] B.Widrow and S.D.Sterns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985