

# 예측 오류 필터를 이용한 블라인드 결정 궤환 등화기 추정 기법

준회원 유 화 선\*, 정회원 홍 대 식\*

## Blind Direct Decision Feedback Equalization using Prediction Error Filters

Hwa-Sun Yoo\*, Dae-Sik Hong\* Regular Members

요 약

본 논문에서는 채널 추정 과정이 필요하지 않은 블라인드 결정 궤환 등화기를 제안하였다. 등화기 계수는 수신 신호의 이차 통계 특성을 이용하여 직접 얻어진다. 최적화된 다단계 예측 오류 필터(PEF)의 출력은 채널의 부분 응답과 송신 신호열의 곱으로 표현되기 때문에, 역방향 다단계 PEF는 블라인드 결정 궤환 등화기의 피드포워드 필터(FFF)로 사용될 수 있다. 또한 이에 따른 피드백 필터는 심볼을 부분 채널 응답을 통해서 얻어진다. 제안되는 기법은 정확한 채널의 길이를 알지 않아도 안정적인 성능을 가진다는 점에서 기존의 블라인드 채널 추정기법에 비해 장점을 가진다.

ABSTRACT

In this paper we propose a blind decision feedback equalizer (DFE) that is characterized by the fact that it does not require channel estimation. Because the output of the optimized multistep prediction error filter (PEF) can be represented as a product of the channel partial impulse response and the transmitted sequence, a backward multistep PEF can be used as the blind DFE feedforward filter (FFF). The corresponding feedback filter (FBF) is obtained from the symbol-rate partial channel impulse response. The proposed algorithm has several advantages over existing blind channel estimation techniques, including stable performance without the necessity of exact channel order estimation.

### I. 서 론

블라인드 채널 추정 및 등화 기법은 훈련 신호열(Training Sequence)을 필요로 하지 않으므로 대역 효율을 높일 수 있다는 장점을 가지기 때문에 많은 관심을 끌어들였다. 이러한 기존의 블라인드 채널 추정 기법들 중 상당수는 수신 신호의 고차 통계 특성(High-order Statistics)을 이용한 것이다. 고차 통계 특성을 이용한 기법들의 문제점은, 정확한 시평균에 의한 고차 통계 근사치를 얻기 위해 많은 표본값이 필요

하며, 따라서 수렴 속도가 느리다는 것이다.

보다 최근의 연구에서는 수신 신호의 순환 정적 특성(Cyclo-stationarity)에 의해서 이차 통계 특성(Second-order Statistics)만으로도 SIMO(Single Input Multiple Output) 채널의 추정 및 등화가 가능하다는 사실이 보여졌다. 이후 많은 이차 통계 특성을 이용한 기법들<sup>[1]-[3]</sup>이 제안되었으며, 대부분은 수신 신호의 시공간 다이버시티에 의한 다중 채널(Multichannel) 관찰 모델을 이용하고 있다. 그중 특히 예측 기반의 채널 추정 및 등화 기법은 다른 이차 통계

\* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실 (hsyoo@itl.yonsei.ac.kr)  
논문번호 : 030003-0103, 접수일자 : 2003년 1월 15일

특성을 이용한 알고리즘들이 가지지 못하는 몇 가지 특성 때문에 관심을 끌어들였다.

우선, 예측 기반의 방식은 채널의 길이를 실제보다 길게 가정한 경우에 대해서 안정적이다. 그 외의 대부분의 이차 통계 특성 기법들은 수신기에서 정확한 채널의 길이를 알고 있다고 가정하지만, 이러한 가정은 일반적인 무선 채널 환경에서는 현실적이라고 할 수 없다.

또, 예측기를 이용한 접근법은 채널 추정 과정 없이 직접 등화기를 구현할 수 있게 해주며, 이러한 등화기의 직접 추정은 계산량의 측면에서 효율적이다. 이러한 이점 때문에 여러 가지 직접 블라인드 등화 기법들<sup>(4),(5)</sup>이 제안되었다.

기존의 예측 기반의 블라인드 직접 등화기 추정 기법들은 선형 등화기의 구현을 위한 것이었다. 본 논문에서는 SIMO 채널에서 혼란 심볼을 사용하지 않고 직접 결정 궤환 등화기를 학습시키는 알고리즘을 제안한다. 제안된 결정 궤환 등화기는 다단계 역방향 예측 오류 필터를 피드포워드 필터로 사용하며, 심볼율(Baud-rate) 채널 부분 응답으로 피드백 필터가 구성된다. 심볼을 채널 부분 응답은 기존의 선형 등화기를 통해서 추정할 수 있다. 제안된 알고리즘은 예측기를 이용한 선형 등화기와 결정 궤환 등화기의 장점을 모두 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 사용할 SIMO 시스템 모델과 모델링에 사용한 가정을 소개한다. 3장에서는 수신 신호의 이차 통계 특성을 이용한 블라인드 결정 궤환 등화기 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 제안한 알고리즘의 성능을 실험을 통해 알아보고, 5장에서 결론을 맺는다.

## II. MULTI-CHANNEL 시스템 모델

단일 입력에 대해서  $P$ 개의 출력을 가지는 SIMO 시스템은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y_j(n) = \sum_{k=0}^{L-1} s(n-k)h_j(k) + w_j(n), \quad (1)$$

$$j = 0, \dots, P-1$$

여기서  $y_j(n)$ ,  $h_j(k)$ ,  $w_j(n)$ 은 각각  $j$ 번째 부 채널에서의 수신 신호와 송수신 필터를 포함한 채널 임펄스 응답, 부가 채널 잡음이다. 채널은

$L$ 개의 유한한 길이를 가지고 있다. 수신 신호는  $P \times 1$  벡터를 이용하여 등가적으로 표현된다.

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} s(k)\mathbf{h}(n-k) + \mathbf{w}(n) \quad (2)$$

$N$ 만큼의 수신신호 관찰 구간을 통해, 컨벌루션 과정을 포함한 식(2)를 행렬-벡터로 다시 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_N(n) = \mathbb{H}_N \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_N(n) \quad (3)$$

여기서  $\mathbb{H}_N$ 은  $NP \times (N+L-1)$  블록 Toeplitz 행렬이고,  $\mathbf{s}(n)$ 는  $(N+L) \times 1$  벡터,  $\mathbf{y}_N(n)$ 와  $\mathbf{w}_N(n)$ 는 각각  $PN \times 1$  벡터이다.

$$\mathbf{y}_N(n) = [\mathbf{y}(n)^T, \mathbf{y}(n-1)^T, \dots, \mathbf{y}(n-N+1)^T]^T,$$

$$\mathbf{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-N+L)]^T,$$

$$\mathbf{w}_N(n) = [\mathbf{w}(n)^T, \mathbf{w}(n-1)^T, \dots, \mathbf{w}(n-N+1)^T]^T$$

$$\mathbb{H}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0) & \dots & \mathbf{h}(L-1) & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}(0) & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{h}(0) & \dots & \mathbf{h}(L-1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

또한, 수신 신호의 상관관계 부행렬과 자기 상관행렬을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{r}(m) = E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}(n-m)^H\},$$

$$\mathbf{R}_N = E\{\mathbf{y}_N(n)\mathbf{y}_N(n)^H\}. \quad (5)$$

본 논문에서는 수신 신호  $\mathbf{y}_N(n)$ 의 이차 통계 특성만을 이용하여 결정 궤환 등화기를 추정하고자 하며, 이를 위해 다음을 가정한다.

- 1) 송신 신호  $s(k)$ 는  $E\{s(k)s(l)^*\} = \sigma_s^2 \delta_{k-l}$ ,  $E\{s(k)\} = 0$ 를 만족하면서 stationary하다.
- 2) 잡음  $w_j(k)$ 는  $E\{w_j(l)w_k(m)^*\} = \sigma_w^2 \delta_{j-k} \delta_{l-m}$ 와  $E\{w_j(k)\} = 0$ 를 만족하면서 stationary하고  $s(k)$ 와 서로 상관 관계를 가지지 않는다.
- 3)  $\mathbb{H}_N$ 은 열방향으로 full rank를 가지며 (즉,

각 부채널은 공통근은 없고 적어도 하나 이상의 부채널이  $L$ 의 오더를 가진다)  $\mathbb{B}_N$ 의 차원은  $NP \geq L + N$ 를 만족한다.

### III. 제안된 블라인드 등화기 계수 추정기법

$N$ 개의 심볼,  $\mathbf{y}_N(n+m+N-1)$ 을 이용하여  $n$ 번째 심볼의 추정값  $\hat{\mathbf{y}}(n)$ 을 얻어 내는  $m$ 단계 역방향 예측 문제를 생각해 보자.  $m$ 단계 역방향 예측기,  $\mathbb{B}_m$ 은 다음과 같이 추정값  $\hat{\mathbf{y}}(n)$ 을 예측하는데 사용된다.

$$\hat{\mathbf{y}}(n) = \mathbb{B}_m \mathbf{y}_N(n+m+N-1) \quad (6)$$

여기서 예측기 계수  $\mathbb{B}_m$ 은  $P \times NP$  행렬이다. 이 계수 행렬은 Wiener-Hopf 방정식에 의해서 얻어진다.

$$\mathbb{B}_m = \mathbf{r}_{n,N}^B \mathbb{R}_N^\# \quad (7)$$

$\mathbf{r}_{m,N}^B = [\mathbf{r}(m+N-1)^H, \dots, \mathbf{r}(m+1)^H, \mathbf{r}(m)^H]$ 이며,  $(\cdot)^\#$ 는 유사 역행렬 연산을 의미한다. 이에 따른  $m$ 단계 역방향 예측기 오류 필터의 출력,  $\epsilon_m^B(n)$ 은 다음과 같이 모델링된다.

$$\begin{aligned} \epsilon_m^B(n) &= \mathbf{y}(n) - \mathbb{B}_m \mathbf{y}_N(n+m+N-1) \\ &= \sum_{l=1}^m \mathbf{h}(L-l) \mathbf{s}(n-L+l). \end{aligned} \quad (8)$$

오류 벡터  $\epsilon_m^B(n)$ 는  $s(n-L-m)$ 에 대해서 선행하는 송신 신호만을 포함하고 있다. 따라서, 식(8)에서  $d$ 를  $L-d$ 로 치환하면 예측 오류 필터의 출력은

$$\epsilon_m^B(n) = \sum_{l=d}^{L-1} \mathbf{h}(l) \mathbf{s}(n-l) \quad (9)$$

으로 다시 쓸 수 있다. 식(9)는  $m$ 단계 역방향 예측기 오류 필터가  $d$ 만큼의 지연을 가지는 피드포워드 필터로 사용될 수 있음을 분명하게 보여준다. 따라서, 결정 제한 등화기의 피드포워드 필터는

$$\mathbf{g}_{ff}^T = \mathbf{h}(d)^\# [-\mathbb{B}_m, \mathbf{0}_{P \times P(m-1)}, \mathbb{I}_P] \quad (10)$$

과 같이 유도된다. 단,  $\mathbf{0}_{m \times n}$ 은  $m \times n$ 의 크기를 가지는 영행렬을,  $\mathbb{I}_P$ 는  $P \times P$  단위행렬을 각각 의미한다. 위의 결과에 의해 얻어진 피드포워드 필터는  $PN_f = P(N+m)$ 길이의 탭 수를 가진다. 피드포워드 필터의 출력은 행렬을 이용하여 표현하면,

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(d)^\# \epsilon_m^B(n) &= \mathbf{h}(d)^\# [\mathbf{h}(d+1), \dots, \mathbf{h}(L-1)] \\ &\quad \times [s(n-d-1), \dots, s(n-L+1)]^T \\ &\quad + s(n-d) \end{aligned} \quad (11)$$

과 같이 나타낼 수 있다.

피드포워드 필터의 출력으로부터 남아있는 심볼간 간섭 (ISI)를 완벽하게 제거하기 위해서는 식(11)에서 심볼을 부분 채널 임펄스 응답  $\mathbf{h}(d)^\# \times [\mathbf{h}(d+1), \dots, \mathbf{h}(L-1)]$ 를 추정해내야 한다. 이러한 부분 응답은  $d$ -지연 선형 등화기에 의해서 얻어질 수 있다. 병렬로 연결된 두 개의 순방향 예측 오류 필터를 이용하거나,  $d$ 단계 순방향 예측 오류 필터와 역방향 예측 오류 필터의 직렬연결을 통해서, 임의의  $d$ -지연 선형 등화기를 구현할 수 있다는 사실은 기존의 연구를 통해 널리 알려져 있다.<sup>[1],[3]</sup> 등화기 구현의 복잡도를 줄이기 위해서, 이미 계산된  $m$ 단계 역방향 예측 오류 필터를 이용하여 피드포워드 필터를 구하는데 필요한  $d$ -지연 선형 등화기를 얻어 내는 방식을 제안한다. 순방향 예측 오류 필터를 이용한 기존의 방법들은 각각 두 개의 역방향 예측 오류 필터의 병렬연결이나  $d$ 단계 역방향 예측 오류 필터와 순방향 예측 오류 필터의 직렬연결 구조로 변형될 수 있다.

역방향 예측 오류 필터가 두 개 사용된 경우의 예를 살펴보자.  $m-1$  단계 역방향 예측 오류 필터에 대해서 예측기 계수와 오류 필터 출력은

$$\mathbb{B}_{m-1} = \mathbf{r}_{n-1,N}^B \mathbb{R}_N^\# \quad (12)$$

$$\epsilon_{m-1}^B(n) = \sum_{l=d+1}^{L-1} \mathbf{h}(l) \mathbf{s}(n-l) \quad (13)$$

의 형태로 얻어진다. 두 개의 역방향 예측 오류 필터를 이용한  $d$ -지연 선형 등화기 계수 벡터  $\mathbf{g}_{dif}$ 는 다음의 과정을 통해서 유도된다.

$$\mathbb{B}_{dif} = [\mathbb{B}_m, \mathbf{0}_{P \times P}] - [\mathbf{0}_{P \times P}, \mathbb{B}_{m-1}], \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{dif}^B(n) &= \mathbf{h}(L-m)\mathbf{s}(n+m-L), \\ &= \mathbf{h}(d)\mathbf{s}(n-d), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\mathbf{g}_{dif}^T = \mathbf{h}(d)^\# \mathbb{B}_{dif}. \quad (16)$$

역방향 예측 오류 필터 사이의 최소 자승 오류(Minimum Error Square)의 차이는

$$\begin{aligned} \xi_{min}^{dif} &= \mathbb{B}_m \{ \mathbf{r}_{m,N}^2 \}^H - \mathbb{B}_{m-1} \{ \mathbf{r}_{m-1,N}^B \}^H \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{h}(d) \mathbf{h}(d)^H \end{aligned} \quad (17)$$

으로 표현되고, 여기서  $\sigma_s^2$ 는 송신 신호 전력을 의미한다. 최소 자승 오류사이의 오차  $\xi_{min}^{dif}$ 는 위의 식(17)에서 볼 수 있듯이 1-랭크 행렬이다. 따라서 단일 탭 채널 응답의 유사 역변환 행렬  $\mathbf{h}(d)^\#$ 은  $\xi_{min}^{dif}$ 에 대한  $P \times P$  고유값 분해 연산(Eigenvalue Decomposition)을 통하여 추출될 수 있다.

$$\mathbf{h}(d)^\# = \frac{\mathbf{u}_1^H}{\sqrt{\lambda_1/\sigma_s^2}} \quad (18)$$

여기서,  $\lambda_1$ 은 최대 고유치를,  $\mathbf{u}_1$ 은 최대 고유치에 대한  $P \times 1$  고유 벡터를 각각 의미한다.

식(12)를 통해서 두 개의 역방향 예측 오류 필터를 이용한 선형 등화기를 얻었으며, 이 등화기 벡터  $\mathbf{g}_{dif}$ 는 채널 부분 응답  $\mathbf{h}(k)$ 를 추정하는 데 사용된다. 채널 부분 응답  $\mathbf{h}(k)$ 는 수신 신호  $\mathbf{y}(n)$ 의  $k$ 번째 공분산 계수에 대응하는 값이므로,  $d+1 \leq k \leq L-1$ 인 경우에 대해서

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(k) &= E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{s}(n-k)^*\} \\ &= E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}_{N_f}(n-k+d+N_f-1)^H\} \mathbf{g}_{dif}^* \end{aligned} \quad (19)$$

으로 얻어질 수 있다. 따라서, 추정하고자 하는 결정 계환 등화기의 심볼을 피드백 필터는

$$\mathbf{g}_b = \mathbf{h}(d)^\# [\mathbf{h}(d+1), \dots, \mathbf{h}(L-1)]^T \quad (20)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 위의 과정을 통해서 피드백 필터의 응답을 얻을 수 있으며,  $m$ 단계 역방향 예측 오류 필터와 순방향 예측 오류 필터의 직렬연결에 의한 방법 또한 유사한 연산 과정을 가진다. 또한, 탭 계수의 쉼터 복소수를 취하고 역순으로 배열함으로써, 역방향 예측 오류 필터를 순방향으로 바꿀 수도 있다.<sup>[6]</sup>

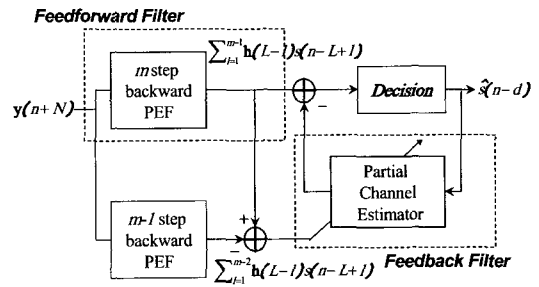


그림 6. 제안하는 결정 계환 등화기의 블록 다이어그램

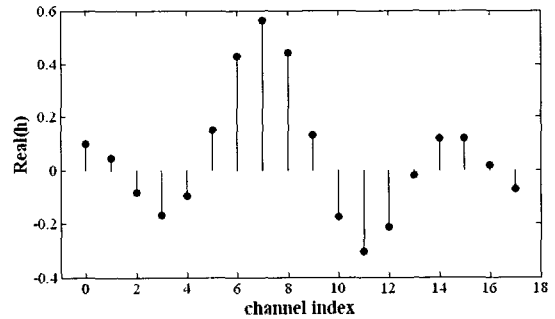


그림 7. 실험에 사용된 채널의 임펄스 응답 ( $P=3, L=6$ )

#### IV. 모의실험 결과 및 분석

이번 장에서는 몇가지 모의실험을 통하여 제안된 등화기를 평가하였다. 실험에 사용된 채널은 그림 2와 같은 응답을 가지며, 이 채널은 2-ray 다중 경로 채널의 causal한 응답으로부터 얻어진다.<sup>[7]</sup>

$$h_c(t) = r_c(t) - 0.7r_c(t-T/3) \quad (21)$$

단, 여기서 성형 필터 응답  $r_c(t)$ 는

$0 \leq t < 6T_s$ 에서 제한되고 roll-off 계수를 0.1로 가지는 raised-cosine 필터가 사용되었다. 등가 Fractionally Spaced 이산 채널 응답  $h_j(n)$ 은  $h_c(t)$ 를  $t = (nP+j)T_s/3$ 마다 표본화해서 얻어진다. 제안되는 블라인드 결정 궤환 등화기의 성능은 몬테카를로 실험을 통해서 결정단 입력  $\hat{s}(n)$ 의 평균 자승 오차(Mean Square Error)를 이용하여 평가되었으며, MSE를 다음과 같이 정의한다.

$$MSE = E\{s(n) - \hat{s}(n)\}^2 \quad (22)$$

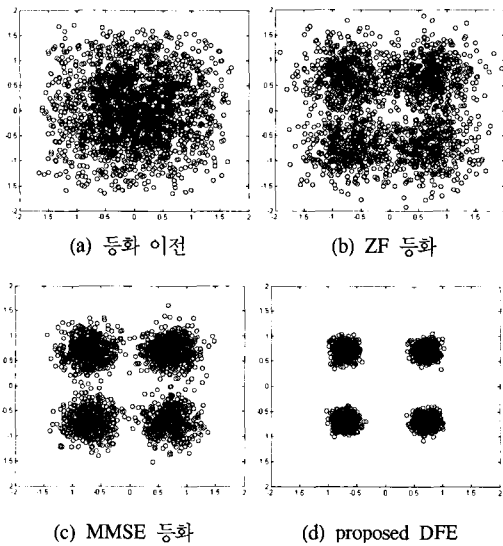


그림 3. 각 등화기 입력력에 대한 성상도

각 실험에서는 i.i.d.한 QPSK신호를 입력신호로 사용하였고, 제안된 등화기에 대한 실험 결과는 ZF(Zero Forcing), MMSE(Minimum Mean Square Error)와 같은 선형 등화기와 비교되었다. 실험의 공평성을 기하기 위해서 선형 등화기와 제안하는 결정 궤환 등화기 모두 같은 병렬 연결된 두 개의 역방향 예측 오류 필터를 이용하여 추정되었다.

그림 3은 25dB의 SNR에서 2000개의 심볼을 이용하여 ZF 등화, MMSE 등화와 결정 궤환 등화를 각각 수행했을 때의 성상도를 나타내며 이를 통해 제안된 등화기가 우수한 성능을 나타냄을 보이고 있다. 그림 4는 SNR에 따른 제안된 결정 궤환 등화기의 성능을 선형 등화기 방법들과 비교하고 있다. 모의 실험에서 결정 궤

환 등화기의 Fractionally Spaced 피드포워드 필터는  $P \times (L+1) = 21$ 개의 탭을 사용하고 심볼율 피드백 필터의 탭 수는  $(L-d+1)$ 개이다. 이러한 조건은 ZF이나 MMSE 등화기에서 최대  $L+1$ 만큼의 채널 길이를 가정한 것과 같다. 실험 결과에서 제안된 알고리즘은 동일한 SNR에서 선형 등화기들에 비해서 8~10dB 가량 낮은 MSE를 보이고 있다. SNR이 매우 높아지면 등화기의 성능은 더 이상 향상되지 않는데, 이러한 현상은 상관행렬  $R_N$ 의 유사 역변환을 구하는 과정에 의해서 생겨난다. 일반적인 경우 예측 기반의 블라인드 직접 등화 기법들은 채널 길이에 대한 추정을 필요로 하지 않는 대신, 유사 역변환을 보다 정확하게 계산하기 위한 성능을 높이기 위해서 랭크 추정 과정을 필요

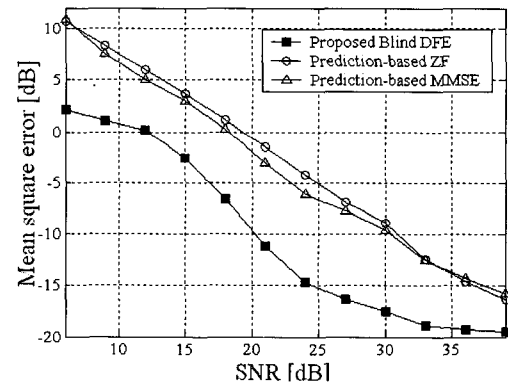


그림 4. SNR의 변화에 따른 MSE 곡선 (1000개의 심볼을 사용하여 등화기 계수를 추정)

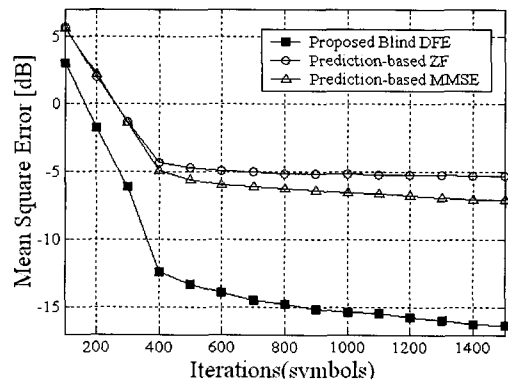


그림 5. 심볼 개수의 변화에 따른 MSE 곡선 (SNR=25dB)

로 한다. 본 논문의 모의실험에서는 랭크 추정을 사용하지 않았다.

그림 5은 SNR을 25dB로 고정시키고 수신 심볼의 개수를 증가시키면서 성능을 관찰한 결과이다. 선형 예측기는 송신 신호의 통계적 특성에 대한 가정이 요구되기 때문에 수신 신호를 많이 사용할수록 정확한 상관 행렬을 얻을 수 있어서 성능이 향상된다.

수신 신호의 통계 특성을 이용하는 블라인드 기법과는 달리, 수신 신호 행렬의 구조적 특성을 이용하는 Deterministic 기법들은 정확한 채널의 길이를 미리 알고 있어야 한다는 사실은 널리 알려져 있다. 정확한 채널의 길이를 알지 못하는 경우에 Deterministic 기법은 심각한 성능 열화를 겪게 된다. 이와 반대로, 선형 예측기 기반의 채널 추정 및 등화 기법들은 채널 길이의 예측 오차에 대해서 일관된 성능을 보인다. 그림 6은 제안된 선형 예측 기반 결정 궤환 등화 기법이 채널 길이를 실제보다

선형 등화기들은 송신 신호의 상관 특성이나 예측 오류 필터에 의한 잡음 증폭 효과(Noise Amplification Effect)에 의해 성능이 열화될 수 있다. 결정단에서의 연쇄 오류가 없다고 가정한다면 제안된 결정 궤환 등화 기법은 예측 오류 필터의 불완전성에 의한 영향을 완화시킬 수 있다. 제안되는 기법은 채널 추정 문제를 예측기의 추정 기법에 관한 문제로 변형시키므로 LMS(Least Mean Square)나 RLS(Recursive Least Square)와 같은 적응 알고리즘으로 쉽게 변형할 수 있다는 장점을 가진다. 제안된 기법의 성능 향상을 위해서는, 채널의 부분응답을 얻기 위한 최적의 선형 등화기법의 선택이나, Multi-symbol 예측 기법의 적용 등의 연구가 진행되어야 할 것이다.

참고문헌

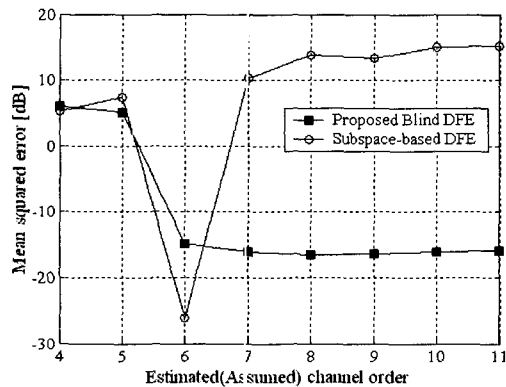


그림 6. 추정된 채널 길이에 따른 블라인드 결정 궤환 등화기의 MSE 성능

길게 예측한 경우에도 안정된 성능을 보인다는 사실을 확인시켜준다. 성능의 비교를 위해서 Deterministic 기법으로 잘 알려진 Subspace 채널 추정 기법<sup>[8]</sup>을 이용하여 구성한 결정 궤환 등화기의 성능을 함께 나타내었다.

V. 결론

본 논문에서는 예측 오류 필터를 가지고, 블라인드 결정 궤환 등화기를 추정해 내는 알고리즘을 제안하였고, 수학적 및 실험적인 방법을 통하여 그 특징을 검토하였다. 예측기 기반의

- [1] L. Tong, G. Xu, T. Kailath, "Blind identification and equalization based on second-order statistics: A time-domain approach," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 40, pp. 340-349, Mar., 1994.
- [2] D. Slock, "Blind fractionally-spaced equalization, perfect-reconstruction filter-banks and multichannel linear prediction," Proc. IEEE ICASSP, vol. 4, pp. 585-588, 1994.
- [3] K. Abed-Meraim, E. Moulines, and P. Loubaton, "Prediction error method for second-order blind identification," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, pp. 694-705, Mar. 1997.
- [4] D. Slock, C. B. Papadias, "Further results on blind identification and equalization of multiple FIR channels," Proc. IEEE ICASSP, vol. 4, pp. 1964-1967, 1995.
- [5] J. Shen and Z. Ding, "Direct blind MMSE channel equalization based on second-order statistics," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 48,

- pp. 1015-1022, Apr. 2000.
- (6) S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N J, 1996.
  - (7) D. Gesbert, P. Duhamel, "Robust blind channel identification and equalization based on multi-step predictors," Proc. IEEE ICASSP, vol. 5, pp. 2621-2624, Apr. 1997.
  - (8) E. Moulines, P. Duhamel, J. F. Cardoso, and S. Mayrague, "Subspace-methods for the blind identification of multichannel FIR filters," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 43, pp. 516-525, Feb. 1995

유 화 선(Hwa-sun Yoo)                      준회원  
2000년 2월 : 연세대학교 전파공학과 졸업  
2002년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사  
2002년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

〈관심분야〉 통신 신호처리, OFDM 시스템

홍 대 식(Dae-sik Hong)                      정회원  
한국통신학회 논문지 제 21권, 제 8호 참조