

논문 2004-41TC-7-6

직교변조 시스템을 위한 복소 에스컬레이터 Equalizer

(A Complex Escalator Equalizer for Quadrature Modulation Systems)

김 남 용*

(Nam-Yong Kim)

요 약

에스컬레이터 (ESC) 구조의 장점인 완전 직교화 성질을 복소 채널 Equalization 및 직교변조방식의 Equalization에 적용할 수 있도록 하기위해 ESC 구조에 복소연산을 적용함으로써 복소 ESC 구조 Equalizer를 설계 하였다. 고유치 분포비가 크게 다른 채널 모델에 대한 복소 Equalizer 들의 수렴성능을 비교해 본 결과 고유치 분포비 (ESR) 값이 증가에 따라 수렴속도에 있어서 제안한 복소 ESC Equalizer는 영향을 받지 않았다. 또한 QPSK 전송-복소 채널 모델에 대하여도 시뮬레이션을 시행한 결과 기존의 복소 TDL-LMS 보다 약 7 배의 빠른 수렴을 보여 제안한 복소 ESC Equalizer의 우수한 특성을 확인할 수 있다.

Abstract

In this paper we introduce a complex escalator (ESC) structure-Equalizer and investigate its performance in complex channels in QPSK modulation systems. The proposed complex equalizer has the complete orthogonalization property and is independent of eigenvalue spread ratio (ESR) of channel. The proposed complex ESC equalizer shows as 7 times faster convergence speed as that of the conventional complex TDL equalizer algorithms in a complex channel model for QPSK systems.

Keywords : Escalator, complex, equalizer, orthogonalization, QPSK.

I. 서 론

디지털 데이터 전송 시스템은 이산 심볼로 구성된 정보 시퀀스를 대역 통과 채널을 통해 전송하며 대역 통과 주파수 응답 특성의 채널은 다음 그림 1과 같이 임펄스응답 $h(t)$ 를 가지는 등가의 저역 기저대역 형태로 나타낼 수 있다. 수신단에서 다경로 페이딩과 부가 잡음 AWGN에 의해 왜곡된 신호가 수신된다. M 개의 임펄스 응답을 가지는 다경로 채널의 전달함수는 다음과 같이 표현될 수 있다^[1].

$$H(z) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i z^{-i} \tag{1}$$

매 T 초 마다 샘플링된 Equalizer 입력신호 $x(k)$ 는

* 정회원, 삼척대학교 정보통신공학과
(Information&Communication Eng.
Samcheok National University)
접수일자: 2004년3월31일, 수정완료일L 2004년6월22일

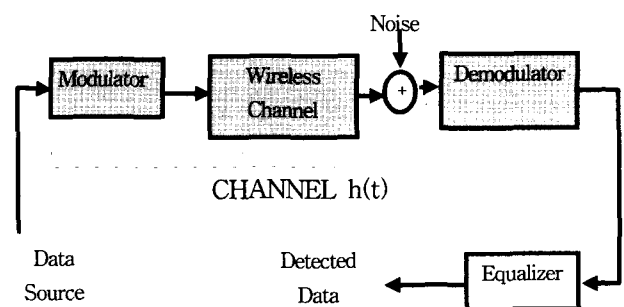


그림 1. 디지털 통신 시스템
Fig. 1. Digital Communication system.

TDL (Tapped Delay Line) Equalizer에 입력되고 출력 $y(k)$ 는 전송된 심볼 $d(k)$ 의 추정치가 된다. AWGN $w(k)$ 가 더해진 Equalizer 입력신호 $x(k)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$x(k) = \sum_i h_i d(k-i) + w(k) \tag{2}$$

이 때 TDL Equalizer의 출력 $y(k)$ 는 그림 2 에서 나타

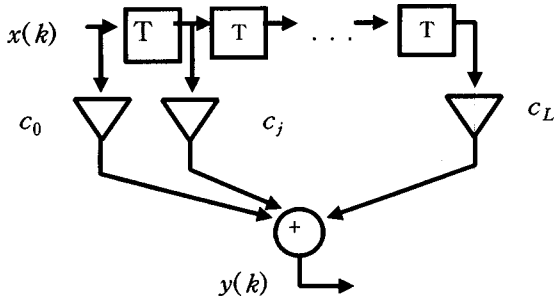


그림 2. TDL Equalizer 구조

Fig. 2. TDL Equalizer structure.

넌 바와 같이 다음과 같이 표현된다.

$$y(k) = \sum_{i=0}^L c_i(k)x(k-i) = C(k)^T X(k) \quad (3)$$

여기서

$$X(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-L)]^T$$

$$C(k) = [c_0(k), \dots, c_i(k), \dots, c_L(k)]^T$$

$c_i(k)$ is the i -th tap coefficient

디지털 적응 Equalizer는 채널의 조건이 변화함에 따라 오차 $e(k)=d(k)-y(k)$ 가 최소화 되도록 그 탭 계수값이 변화하게 된다. 계수값을 갱신하는 방법에는 계수 벡터에 대한 평균자승오차 (MSE)의 부정 기울기(negative gradient)에 비례하는 변화량을 이용하는데 현재 오차의 제곱량을 현재 계수로 미분한 값을 기울기의 추정치로 사용한 LMS알고리즘이 널리 사용되고 있다^[2].

$$C(k+1) = C(k) - \mu \left[\frac{\partial e^2(k)}{\partial C(k)} \right]$$

$$= C(k) + 2\mu \cdot e(k)X(k) \quad (4)$$

수렴 파라미터 μ 는 알고리즘의 수렴 속도와 안정도를 제어하는 스텝 크기이다.

LMS 알고리즘의 결점 중 하나는 입력 상관 행렬의 고유치 분포비에 그 수렴속도가 크게 의존한다는 점이다.

이러한 문제점을 극복하기 위해 입력 신호를 직교화시킬 필요가 있으며 이를 위한 Gram-Schmidt 직교화 과정이 에스컬레이터 (escalator, ESC) 구조로 구현되었다^{[3][4][5]}. 이 ESC 구조의 완전한 직교화 성질에 기인하여 그 수렴속도는 입력 신호의 고유치 분포비와 무관하게 빠른 특성을 보이며, 또한 ESC 구조는 탭 계수마다 국부 조절이 가능하다. 그러나 이러한 ESC 구조의 장

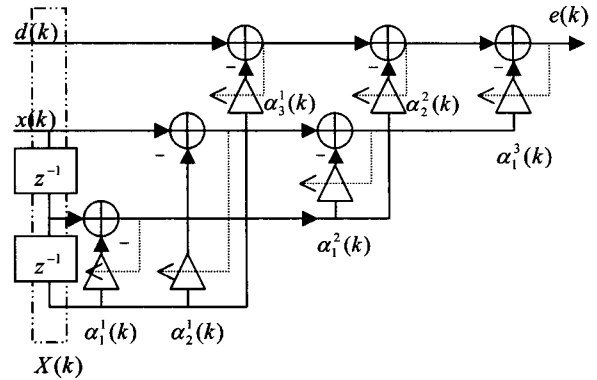


그림 3. N=3에 대한 에스컬레이터 구조

Fig. 3. ESC equalizer realization for N=3.

점에도 불구하고 복소 채널에 대한 적응 Equalizer로 이용되지 못하였다. 특히 QAM 또는 QPSK과 같은 직교변조 방식에 대해 이 ESC 구조를 적응 Equalizer로 적용하기 위해서는 복소 형태의 ESC 구조 및 이 구조에 적합한 복소 알고리즘의 개발이 필요하다. 이 논문에서는 복소채널 및 직교변조 방식에 적합한 복소 ESC 구조 및 이에 적합한 복소 알고리즘을 소개하고 QPSK 시스템에 적용하여 시뮬레이션 결과를 비교함으로써 그 적용 가능성과 성능의 우수성을 보이고자 한다.

II. ESC 구조 및 적응 알고리즘

입력신호의 상관행렬인 대칭행렬 R 에 대하여 ULT (unit lower triangular) 행렬 W 를 사용하여 WRW^T 가 diagonal 행렬로 될 수 있는 W 가 존재한다^[6]. 이 ULT 행렬 W 는 $W = W_N W_{N-1} \dots W_1$ 의 형태로 계산될 수 있으며 W 에 의한 ULT 변환 $Y(k)=W \cdot X(k)$ 는 시스템 W 가 입력 $X(k)$ 에 대해 상관량이 소거된 (uncorrelated) 벡터 $Y(k)$ 를 출력함을 의미한다.

이 때 입력 벡터 $X(k)$ 의 상관행렬은 $R=E(X(k)X^T(k))$ 이다. 만약 $X(k)$ 를 원하는 샘플 $d(k)$ 가 추가된 입력 벡터 $X(k)=[x(k-N+1), x(k), d(k)]^T$ 로 정의하고 $Y(k)$ 를 에러샘플 $e(k)$ 가 추가된 출력벡터 $Y(k)=[y(k-N+1), y(k-N+2), \dots, y(k), e(k)]^T$ 로 정의 한다면 출력벡터 $Y(k)=W \cdot X(k)$ 는 ESC 구조의 Equalizer 과정이 된다. 이 ESC-Equalizer의 변환과정을 $Y_1(k)=W_1 \cdot X(k)$, $Y_2(k)=W_2 \cdot Y_1(k)$, and $Y_3(k)=W_3 \cdot Y_2(k)$ 과 같이 단계별로 실현시킬 수 있다. 마지막 단계의 출력벡터 $Y_N(k)$ 가 최종 $Y(k)$ 가 되며 $N=3$ 에 대해 구현된 ESC-Equalizer를 그림 3에 보였다. 이 때 적용된 W_1 , W_2 , W_3 는 식 (5)(6)(7)과 같다.

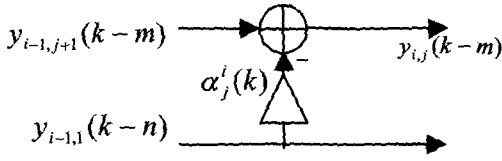


그림 4. $\alpha'_j(k)$ 에 대한 국부 에스컬레이터 구조
 Fig. 4. Part of the escalator structure with $\alpha'_j(k)$.

$$W_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\alpha_1^1 & 1 & 0 & 0 \\ -\alpha_2^1 & 0 & 1 & 0 \\ -\alpha_3^1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_1^2 & 1 & 0 \\ 0 & -\alpha_2^2 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$W_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha_1^3 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 $W=W_3W_2W_1$ 가 원하는 ULT 행렬에 해당한다. 이 ESC 구조를 일반적인 방정식 형태로 표현하면 다음 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} y_{i,j}(k-m) &= y_{i-1,j+1}(k-m) - \alpha'_j(k)y_{i-1,l}(k-n), \\ y_{0,N+1}(k+1) &= d(k), y_{0,j}(k) = x(k), y_{i,j}(k+1) = e_i(k), \\ \text{for } 1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq N-i+1, \\ m &= N-i-j, n = N-i. \end{aligned} \quad (8)$$

ESC 구조에서는 출력 에너지의 전체적 최소화(global minimization)를 순차적인 국부 최소화 과정으로 수행될 수 있으며 그림 4에 계수 $\alpha'_j(k)$ 에 해당하는 ESC 국부 선형 필터를 나타내었다. 이 ESC 국부 필터는 한 개의 탭 계수를 가지는 TDL 필터로 볼 수 있다.

ESC 국부 선형 필터의 계수 $\alpha'_j(k)$ 는 국부 에러인 $y_{ij}(k-m)$ 의 자승평균오차를 최소화하도록 계수 $\alpha'_j(k)$

를 갱신할 수 있다. Steepest descent 방법과 one-pole LPF에 의한 시변 수렴상수 $\mu_i(k)$ 를 사용하는 ESC-LMS 알고리즘이 주로 쓰이고 있으며 그 방정식은 다음 (9)와 같다^[5].

$$\alpha'_j(k+1) = \alpha'_j(k) + \mu_i(k)y_{i,j}(k-m)y_{i-1,l}(k-n) \quad (9)$$

여기서

$$\mu_i(k) = 2\mu/v_{y^i}(k)$$

$$v_{y^i}(k) = \beta v_{y^i}(k-1) + (1-\beta)y_{i-1,l}^2(k-n) \quad (10)$$

$$0 < \beta < 1.$$

II. 복소 에스컬레이터 구조 및 복소 알고리즘

QAM 또는 QPSK 같은 직교 변조 시스템에서 $d(k)$ 는 2차원 평면상에 신호점을 가지는 복소 신호이다. QPSK 경우 신호는 $\pm 45^\circ, \pm 135^\circ$ 의 위상 천이를 일으킨다. 동상 (in-phase)과 역상 (quadrature phase)의 복소 입력신호에 대해 복소 Equalizer가 필요하며 그림 5에 나타난 것과 같이 실수 탭 계수로 구성된 4개의 평행 Equalizer들로 볼 수 있다^[1]. 그림 5의 실수부는 실 $y_{i-1,j+1}(k-m)$ 선으로 표현하였고 허수부는 점선으로 나타내었다. 복소 Equalizer의 필터 계수들은 다음 (11)과 같은 복소 LMS 알고리즘에 의해 갱신될 수 있다^[7].

$$C(k+1) = C(k) + 2\mu \cdot e(k) \cdot X(k)^* \quad (11)$$

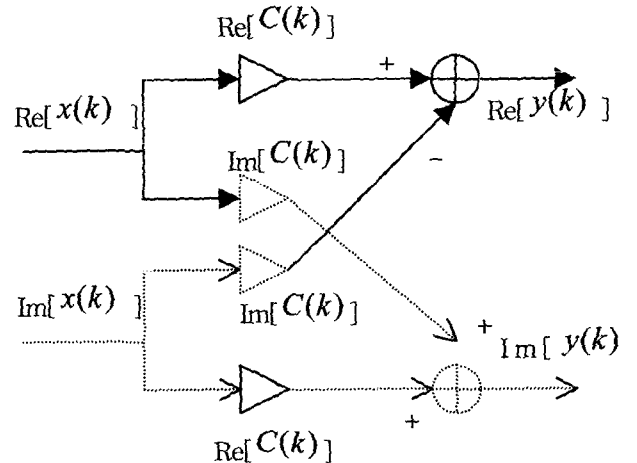


그림 5. 직교신호에 대한 복소 Equalizer
 Fig. 5. Complex valued equalizer for quadrature signals.

그림 5의 복소 Equalizer 기법을 ESC 국부 필터에 적용함으로써 복소ESC 구조 Equalizer를 설계 할 수 있다.

그림 4의 ESC 국부 선형 예측기에 대해 입력 $y_{i-1,l}(k-n)$ 과 탭 계수 $\alpha'_j(k)$ 는 다음과 같이 복소형태로 표현될 수 있다.

$$y_{i-1,l}(k-n) = \text{Re}[y_{i-1,l}(k-n)] + j \text{Im}[y_{i-1,l}(k-n)] \quad (12)$$

$$\alpha'_j(k) = \text{Re}[\alpha'_j(k)] + j \text{Im}[\alpha'_j(k)] \quad (13)$$

여기서 $\text{Re}[\]$ 는 실수 신호성분을 가리키고 $\text{Im}[\]$ 는 허수 신호성분을 의미한다. 동일한 방식으로, 원하는 신호 $y_{i-1,j+1}(k-m)$ 와 출력에러 $y_{i,j}(k-m)$ 또한 다음과 같이 복소 형태로 표현 가능하다.

$$y_{i-1,j+1}(k-m) = \text{Re}[y_{i-1,j+1}(k-m)] + j \text{Im}[y_{i-1,j+1}(k-m)] \quad (14)$$

$$y_{i,j}(k-m) = \text{Re}[y_{i,j}(k-m)] + j \text{Im}[y_{i,j}(k-m)] \quad (15)$$

이러한 입출력, 에러 및 원하는 신호의 복소 형태를 ESC의 국부 필터에 적용하고 복소연산을 수행하도록 설계하면 그림 6과 같은 복소형 ESC국부 선형 필터를 얻을 수 있다. 그림 6에서 실선 삼각형은 계수 $\alpha'_j(k)$ 의 실수부 $\text{Re}[\alpha'_j(k)]$ 를 나타내고 점선 삼각형은 계수 $\alpha'_j(k)$ 의 허수부 $\text{Im}[\alpha'_j(k)]$ 를 나타낸다.

LMS-ESC 알고리즘은 계수의 실수부와 허수부를 동시에 적용할 수 있도록 즉, 오차의 실수부 허수부 모두를 최소화하도록 갱신되어야 한다. 이를 위해서 실수계수 계수에 대하여 오차제곱의 순시 기울기를

$$\nabla_{\text{Re}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)] = \frac{\partial[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)]}{\partial\{\text{Re}[\alpha'_j(k)]\}}$$

를 구하면 다음과 같다.

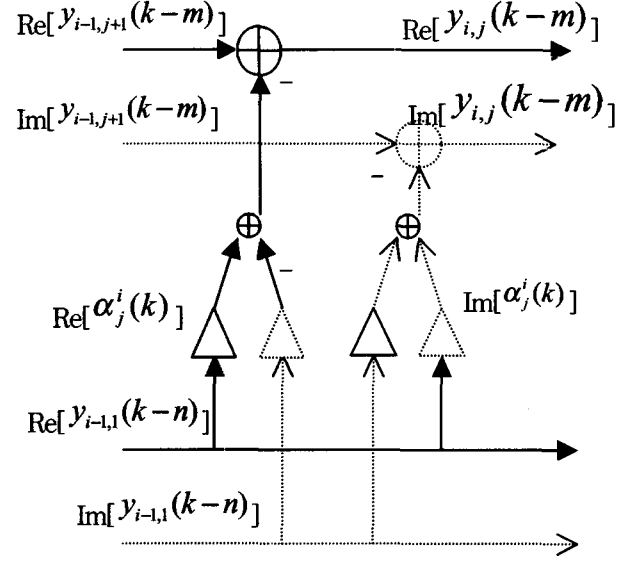


그림 6. $\alpha'_j(k)$ 에 대한 국부 복소 에스컬레이터 구조
Fig. 6. Part of the complex escaler structure with $\alpha'_j(k)$.

$$\begin{aligned} & \nabla_{\text{Re}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)] \\ &= y_{i,j}(k-m)\nabla_{\text{Re}}[y_{i,j}^*(k-m)] \\ &+ y_{i,j}^*(k-m)\nabla_{\text{Re}}[y_{i,j}(k-m)] \\ &= y_{i,j}(k-m)[-y_{i-1,l}^*(k-n)] \\ &+ y_{i,j}^*(k-m)[-y_{i-1,l}(k-n)] \end{aligned} \quad (16)$$

또한 허수 계수에 대하여 오차제곱의 순시 기울기를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \nabla_{\text{Im}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)] \\ &= y_{i,j}(k-m)\nabla_{\text{Im}}[y_{i,j}^*(k-m)] \\ &+ y_{i,j}^*(k-m)\nabla_{\text{Im}}[y_{i,j}(k-m)] \\ &= y_{i,j}(k-m)[j \cdot y_{i-1,l}^*(k-n)] \\ &+ y_{i,j}^*(k-m)[-j \cdot y_{i-1,l}(k-n)] \end{aligned} \quad (17)$$

여기에 steepest descent 방법을 적용하면 다음과 같은 계수 갱신 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Re}[\alpha'_j(k+1)] &= \text{Re}[\alpha'_j(k)] - \mu \cdot \nabla_{\text{Re}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)] \\ \text{Im}[\alpha'_j(k+1)] &= \text{Im}[\alpha'_j(k)] - \mu \cdot \nabla_{\text{Im}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)] \end{aligned} \quad (18)$$

$\alpha_j^i(k) = \text{Re}[\alpha_j^i(k)] + j \text{Im}[\alpha_j^i(k)]$ 이므로 복소 계 수 반복 갱신 알고리즘은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha_j^i(k+1) &= \alpha_j^i(k) - \mu \cdot \{\nabla_{\text{Re}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)] \\ &\quad + j \cdot \nabla_{\text{Im}}[y_{i,j}(k-m)y_{i,j}^*(k-m)]\} \\ &= \alpha_j^i(k) - 2\mu \cdot y_{i,j}(k-m)y_{i-1,1}^*(k-n) \end{aligned} \quad (19)$$

또한 시변 수렴 파라미터를 사용하는 복소ESC-LMS 알고리즘은 다음과 같다.

$$\alpha_j^i(k+1) = \alpha_j^i(k) - \mu_i(k) \cdot y_{i,j}(k-m)y_{i-1,1}^*(k-n)$$

여기서 $\mu_i(k) = 2\mu/v_y^i(k)$

$$\begin{aligned} v_y^i(k) &= \beta v_y^i(k-1) + (1-\beta) |y_{i-1,1}(k-n)|^2 \\ 0 < \beta < 1. \end{aligned} \quad (20)$$

III. 실험 및 고찰

직교변조 방식 중에서 QPSK 변조 방식에 대해 제안한 복소ESC Equalizer (ESC-LMS)의 성능을 식 (11)의 복소TDL 구조 LMS 알고리즘 (TDL-LMS)와 비교 분석하였다. 입력신호 상관행렬의 고유치 분포비에 대한 ESC 구조의 강인한 특성을 보이기 위해 사용한 고유치 분포비가 크게 다른 두 가지 실수 채널 모델 CH 1과 CH 2의 충격과응답 h_i 는 다음과 같다^[8].

$$h_i = \frac{1}{2} \{1 + \cos[2\pi(i-2)/B]\}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (21)$$

여기서 파라미터 B 는 채널의 대역폭과 Equalizer 입력신호 상관행렬의 고유치 분포비(ESR)를 결정한다.

CH 1: $B=3.1$, ESR=11.12,

CH 2: $B=3.5$, ESR=46.82

복소TDL-LMS의 탭 수를 11로 하고 복소 ESC-LMS의 스테이지 수 또한 동일한 11로 하였으며 AWGN의 분산은 0.001로 하였다. 복소TDL-LMS와 복소ESC-LMS의 수렴파라미터 2μ 는 동일하게 0.02로

하였고 복소ESC-LMS의 smoothing parameter β 는 0.99를 사용하였다. 이러한 수렴 파라미터들은 각 알고리즘의 정상 상태에서 자승평균오차가 동일하도록 실험적으로 결정된 최적값을 사용하였다. 고유치 분포비가 다른 CH 1과 CH 2에 대한 복소Equalizer들의 수렴 성능 결과를 그림 7에 나타내었다. ESR 값이 증가에 따라 두 Equalizer의 최소 MSE가 약 5 dB 증가한 결과를 보이고 있으나 수렴속도에 있어서 복소ESC-LMS는 영향을 받지 않음을 확인할 수 있다. 복소TDL-LMS는 CH 1에 대해 약 900 샘플에서 수렴하였으나 CH 2에 대하여 1200샘플에도 수렴하지 못하고 있다. 그러나 복소ESC-LMS의 경우 CH 1에 대해 약 150 샘플에서 수렴하였고 CH 2에 대해서도 동일한 수렴속도를 나타내어 빠른 수렴속도 특성 뿐 아니라 ESR의 영향을 받지 않는 특성을 관찰할 수 있다. 또한 그림 8에 나타낸 QPSK 성상도를 관찰함으로써 복소ESC-LMS의 우수한 특성을 확인할 수 있다

복소 채널 시뮬레이션을 위해 다음 식 (22)과 같은 충격과 응답의 복소 채널을 사용하였다^[9].

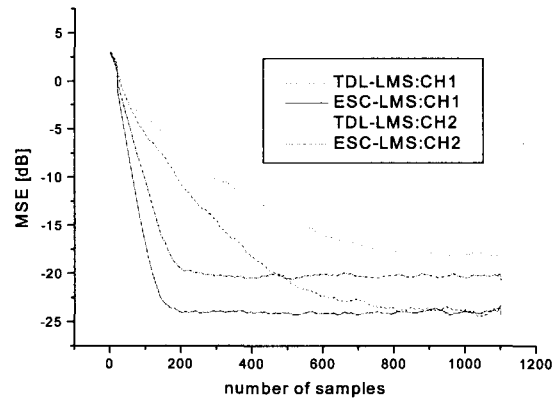


그림 7. 수렴 성능, CH 1 :ESR=11.12 CH 2: ESR=46.82
Fig. 7. Convergence performance for CH 1 :ESR=11.12 CH 2: ESR=46.82.

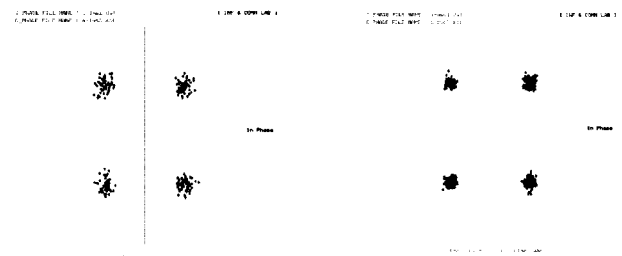


그림 8. CH 2에 대한 신호 성상도 (a) 복소 TDL-LMS (b) 복소 ESC-LMS
Fig. 8. Signal constellations for CH 2. (a) complex TDL-LMS (b) complex ESC-LMS.

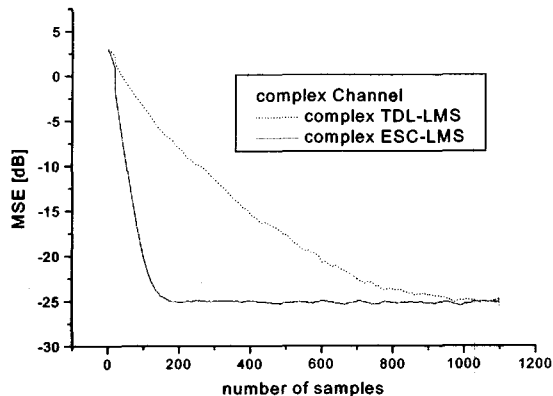


그림 9. 복소채널 CH 3에 대한 수렴 성능

Fig. 9. Convergence performance for the complex channel CH 3.

$$\text{CH 3 : } h_r = \{ -0.005-j0.004, 0.009+j0.03, \\ -0.024-j0.104, 0.854+j0.52, -0.218+j0.273, \\ 0.049-j0.074, -0.016+j0.02 \} \quad (22)$$

CH 3의 경우에서도 복소TDL-LMS의 탭 수=11, 복소 ESC-LMS의 스테이지 수 = 11로 하였으며 AWGN의 분산은 0.001이다. 또한 정상 상태에서 자승 평균오차가 동일하도록 복소TDL-LMS의 수렴 파라미터 $2\mu = 0.005$, 복소ESC-LMS의 수렴 파라미터 $2\mu = 0.02$ 로 하였고 smoothing parameter $\beta = 0.99$ 를 모든 채널모델에 동일하게 사용하였다. 그림 9에 나타난 실험 결과에서 QPSK 전송-복소 채널 모델에 대하여 기존의 복소TDL-LMS는 약 1000 샘플 정도에서 수렴을 보이고 있으나 제안한 복소ESC-LMS는 약 150 샘플 정도에서 이미 수렴함을 관찰할 수 있다.

IV. 결 론

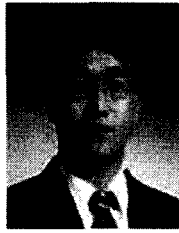
QAM 또는 QPSK 같은 직교 변조 시스템에서 동상 (in-phase)과 역상 (quadrature phase)의 복소 입력신호에 대해 복소Equalizer가 필요하다, 그리고 ESC 구조는 완전한 직교화 성질을 가지므로 그 수렴속도는 입력 신호의 고유치 분포비와 무관하게 빠른 특성을 보인다. 이러한 ESC 구조의 장점을 복소 채널 Equalization 및 직교변조방식의 Equalization에 적용할 수 있도록 하기 위해 ESC 구조에 복소연산을 적용함으로써 복소 ESC 구조 Equalizer를 설계 하였다. 고유치 분포비가 크게

다른 채널 모델에 대한 복소Equalizer들의 수렴성능을 비교해 본 결과 고유치 분포비 (ESR) 값이 증가에 따라 수렴속도에 있어서 복소ESC-LMS는 영향을 받지 않았다. QPSK 전송-복소 채널 모델에 대하여 기존의 복소TDL-LMS는 약 1000 샘플 정도에서 수렴을 보였으나 제안한 복소 ESC-LMS는 약 150 샘플에서 이미 수렴하여 복소 ESC-LMS의 우수한 특성을 확인할 수 있다. 따라서 QAM 및 다차원 직교 변조 시스템에서도 제안한 복소 ESC Equalizer가 월등한 성능을 발휘할 것으로 기대할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] J. G. Proakis, Digital Communications. McGraw-Hill, 1989, 2nd ed.
- [2] B. Widrow, J. McCool, M. Larimore, and C. R. Johnson, Jr., "Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter," Proc. IEEE, vol. 64, pp. 1151-1162, Aug. 1976.
- [3] N. Ahmed and D. H. Youn, "On realization and related algorithm for adaptive prediction." IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-28, pp. 493-497, Oct. 1980.
- [4] K. M. Kim, I. W. Cha and D. H. Youn, "Adaptive multichannel Digital Filter with Lattice-Escalator Hybrid Structure," Proceedings of the 1990 ICASSP, Vol. 3, pp. 1413-1416, New Mexico, USA, April. 1990.
- [5] V. N. Parikh and A. Z. Baraniecki, "The Use of the Modified Escalator Algorithm to Improve the Performance of Transform-Domain LMS Adaptive Filters." IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 46, No. 3, pp. 625-635, March 1998.
- [6] D. K. Faddeev and V. N. Faddeeva, Computational Methods of Linear Algebra. San Francisco, CA: W. H. Freeman, 1963.
- [7] B. Widrow, J. McCool, M. Ball, "The Complex LMS Algorithm," Proc. IEEE, pp. 719-720, April. 1975.
- [8] S. Haykin, Adaptive Filter Theory. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991, 2nd ed.
- [9] V. Weerackody and S. A. Kassam, "Dual-Mode Type Algorithms for Blind Equalization." IEEE Trans. Comm., vol. COM-42, pp. 22-28, Jan. 1994.

저 자 소 개



김 남 용(정회원)

1986년 연세대학교 전자공학과 학사 졸업.

1988년 연세대학교 전자공학과 석사 졸업.

1991년 연세대학교 전자공학과 박사 졸업.

<주관심분야: 이동통신, 신호처리, 후각인식알고리즘>

