

判定饋還이 있는 複素 LMS 퍼지 適應 等化器

正會員 李相研*, 金在範*, 李基鎔**, 李忠雄*

Complex LMS Fuzzy Adaptive Equalizer with Decision Feedback

Sang Yun Lee*, Jae Bum Kim*, Ki Yong Lee**, Choong Woong Lee* *Regular Members*

요 약

LMS 알고리즘을 이용한 複素 퍼지 判定饋還 適應 等化器를 提案한다. 이 等化器는 퍼지 適應 等化器를 基礎로 構成되는 것으로 퍼지 適應 等化器의 可變 퍼지 IF-THEN 規則과는 달리 複素 퍼지 判定饋還 適應 等化器의 'IF' 부분은 判定饋還 狀態에 의해서 특징 지워지는 멤버쉽函數를 갖는다. 이 判定饋還의 役割은 計算量을 줄이는 것이다. 電算 模擬 實驗을 통하여, 複素 퍼지 判定饋還 適應 等化器가 複素 퍼지 適應 等化器에 견주어서 計算量이 줄어들 뿐만 아니라 비트오율도 상당히 改善되는 것을 보였다. 또한 等化器에 言語情報를 이용하므로서 收斂特性이 매우 改善됨을 보였다. 이 等化器는 線形 또는 非線形 複素 채널 特性을 갖는 M -QAM 시스템에 適用된다.

ABSTRACT

In this paper, a complex fuzzy adaptive decision feedback equalizer(CFADFE) based on the LMS algorithm is proposed. The proposed equalizer is based on the complex fuzzy adaptive equalizer. The CFADFE is constructed from a set of changeable complex fuzzy IF-THEN rules, where the 'IF' part of the rule is characterized by the state of the decision feedback. The role of decision feedback is to reduce the computational complexity. Computer simulation shows that the CFADFE not only reduces the computational complexity but also improves the performance compared with the conventional complex fuzzy adaptive equalizers. We also show that the adaptation speed is greatly improved by incorporating some linguistic information about the channel into the equalizer. It is applied to M -ary QAM digital communication system with linear and nonlinear complex channel characteristics.

I. 서 론

最近 通信 需要는 날로 增加하고 있다. 이러한 需要를 充足시키기 위해서는 通信 速度가 빨라져야 한다. 그러나 高速通信 시스템은 채널의 雜音뿐만 아니라 심볼間 干涉과 時間에 따라 變化하는 非線形 歪曲 등의 影響을 많이 받는다. 이러한 影響을 줄이기 위해서는 非線形 適應 等化器가 필요하다[1]. 非線形 適

*서울大學校 大學院 電子工學科
**창원大學校 電子工學科 助教授
論文番號:96136-0503
接受日字:1996年 5月 3日

應 等化器를 具現하는 方法으로 最近 實數 채널이나 複素 채널에서 사용할 수 있는 퍼지 適應 필터를 기초로 한 非線形 퍼지 適應 等化器가 提 案 되 었 다[2-4]. 퍼지 適 應 等 化 器 는 퍼지 IF-THEN 規 則 의 集 合 으 로 부 터 만 들 어 지 는 다. 이 퍼지 規 則 은 適 應 過 程 을 통 하 여 얻 은 入 出 力 수 치 데 이 터 나 專 門 家 로 부 터 정 해 지 수 있 다. 適 應 알 고 리 드 문 은 임 의 費 用 函 數 을 最 小 化 함 으 로 서 퍼지 IF-THEN 規 則 에 서 퍼지 概 念 을 특 징 짓 는 멤 버 집 函 數 의 파 라 미 터 를 更 新 해 나 가 는 것 이 다. 퍼지 適 應 等 化 器 의 가 장 큰 利 點 은 入 出 力 의 關 係 로 부 터 얻 은 수 치 데 이 터 는 불 론 專 門 家 의 言 語 情 報 (linguistic information)를 等 化 器 에 직 접 이 용 할 수 있 다 는 것 이 다. 그 러 나 이 퍼지 適 應 等 化 器 는 一 般 的 으 로 많 은 計 算 量 을 필 요 로 한 다.

이 論 文 에 서 는 複 素 퍼지 適 應 等 化 器 를 基 礎 로 하 여 LMS 알 고 리 드 문 을 이 용 한 複 素 퍼지 判 定 饋 還 適 應 等 化 器 (Complex Fuzzy Adaptive Decision Feedback Equalizer: CFADFE)를 提 案 한 다. 複 素 퍼지 判 定 饋 還 適 應 等 化 器 의 'IF' 부 분 은 判 定 饋 還 의 狀 態 에 의 하 여 특 징 지 워 지 기 때 문 에 複 素 퍼지 適 應 等 化 器 (Complex Fuzzy Adaptive Equalizer: CFAE)의 計 算 量 을 줄 이 수 있 다. 곧, 判 定 饋 還 의 役 割 은 實 數 채 널 모 델 의 경 우 와 마 찬 가 지 로 複 素 퍼지 適 應 等 化 器 의 計 算 量 을 줄 이 는 것 이 다[5]. 전 산 모 의 실 험 을 통 하 여 線 形 또는 非 線 形 特 性 을 갖 는 M-QAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 디 지 탈 通 信 시 스템 에 複 素 퍼지 判 定 饋 還 等 化 器 를 적 용 하 여 그 性 能 을 알 아 보 단 다. 먼 지, 專 門 家 로 부 터 얻 은 言 語 情 報 을 이 용 하 여 提 案 한 等 化 器 의 收 斂 特 性 이 改 善 되 는 것 을 보 이 며, 같 은 채 널 에 대 해 서 複 素 퍼지 判 定 饋 還 等 化 器 와 複 素 퍼지 適 應 等 化 器 의 性 能 을 比 較 한 다. 또 한 잘 못 된 判 定 에 의 해 서 에 러 가 傳 播 되 는 特 性 을 살 피 보 단 다. 이 것 은 送 信 심 불 과 檢 出 된 신 호 로 부 터 判 定 한 심 불 을 饋 還 심 불 로 각 각 사 용 하 여 비 트 오 율 을 比 較 하 르 고 으 로 서 에 러 傳 播 特 性 을 알 아 볼 수 있 다. 또 한 複 素 判 定 饋 還 等 化 器 (Complex Decision Feedback Equalizer)와 의 性 能 을 比 較 한 다.

II. 複素 LMS 퍼지 判 定 饋 還 適 應 等 化 器

이 論 文 에 서 考 慮 한 디 지 탈 通 信 시 스템 을 그 림 1

에 圖 示 하 였 다. 送 信 데 이 터 열 s(k)는 M개 의 複 素 數 로 부 터 취 한 等 確 率 의 獨 立 열 이 라 고 假 定 한 다. 等 化 器 의 入 力 열 r(k)=[r(k) r(k-1) ... r(k-m+1)]^T는 複 素 값 을 갖 는 덧 셈 성 가 우 스 雜 音 α(k)가 섞 인 複 素 채 널 出 力 이 다. 一 般 的 으 로 複 素 量 r(k)는 다 음 과 같 이 定 義 할 수 있 다.

$$r(k) = r_R(k) + jr_I(k) = (r_R, r_I) \tag{1}$$

여 기 서 r_R(k)와 r_I(k)는 각 각 r(k)의 實 數 部 와 虛 數 部 이 고, j=√-1 이 다. 시 간 k에 서 等 化 器 의 判 定 에 영 향 을 주 는 送 信 심 불 은 s(k)=[s(k) s(k-1) ... s(k-m-n_a+2)]^T 이 다. 여 기 서 n_a는 채 널 임 펄 스 應 答 의 길 이 를 나 타 낸 다. 雜 音 이 섞 인 觀 測 벡 터 r(k)는 等 化 器 의 入 力 空 間 U의 元 素 이 고, r(k)∈U, 雜 音 이 없 는 경 우 의 入 력 벡 터 r̄(k)=[r̄(k) ... r̄(k-m+1)]^T는 n_s=M^{m+n_a-1}개 의 채 널 狀 態 의 각 각 에 中 心 을 둔 條 件 附 가 우 스 密 度 를 갖 는 확 률 과 정 이 다. 等 化 器 의 기 능 은 入 力 空 間 U를 M개 의 심 불 점 중 의 하 나 로 分 類 하 는 것 이 다. 等 化 器 의 出 력 계 산 에 필 요 한 계 산 량 을 적 게 하 기 위 해 서 는 시 간 k에 서 判 定 에 필 요 한 入 力 空 間 U의 副 空 間 은 가 능 한 한 작 은 것 이 바 람 직 하 다. 이 것 은 判 定 饋 還 에 의 해 서 가 능 하 다.

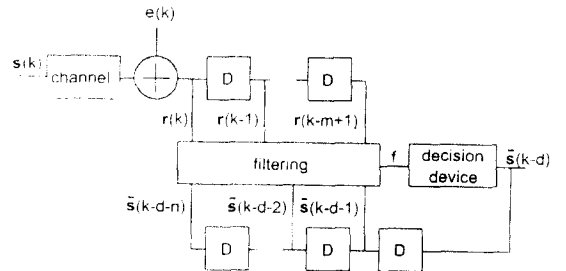


그림 1. 판 정 饋 還 等 化 器 가 있 는 디 지 탈 通 信 시 스템 의 블 록 도

Fig. 1 Schematic diagram of digital communication system with decision feedback

等 化 器 의 饋 還 벡 터 s̄_f(k-d)=[s̄(k-d-1) ... s̄(k-d-n)]^T는 饋 還 次 數 를 n_f로 할 때 n_f=Mⁿ개 의 狀 態 를 갖 는 다. 여 기 서 d는 判 定 遲 延 이 다. 이 饋 還 狀 態 를 s_{f,j}, 1 ≤ j ≤ n_f로 표 시 하 기 로 한 다. 等 化 器 의 入

力空間 U 는 饋還 狀態에 따라서 n_j 개의 副空間 U_j 으로 分割할 수 있다. 이 副空間 U_j 는 $\{r(k) | s_{f,j}\} \in U_j$, $1 \leq j \leq n_j$ 로 쓸 수 있다. 이제, 각각의 副空間에서 M_j 개의 퍼지집합을 定義하고 이 퍼지집합을 $F_{i,j}^l$ ($i=1, \dots, m$, $j=1, \dots, n_j$, $l=1, \dots, M_j$)로 표시하기로 하자. 饋還 狀態 $s_{f,j}$, $1 \leq j \leq n_j$ 가 주어질 때, 副空間 U_j 상에서 다음과 같은 형태의 퍼지 IF-THEN 規則을 만들 수 있다:

$$R_j^l: \text{IF } r_1 \text{ is } F_{1,j}^l \text{ and } \dots \text{ and } r_m \text{ is } F_{m,j}^l, \\ \text{THEN } d \text{ is } G_j^l. \quad (2)$$

여기서 r 은 $r = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_m]^T$, $l = 1, 2, \dots, M_j$ 이고, d 는 퍼지시스템의 複素 출력이다. 또한 $F_{i,j}^l$ 와 G_j^l 는 퍼지 멤버십函數 $\mu_{F_{i,j}^l}$ 와 $\mu_{G_j^l}$ 에 의해서 특징 지워지는 언어 項이다. M_j 개의 퍼지 멤버십函數 $\mu_{F_{i,j}^l}$ 는 부공간 U_j 를 커버한다. 만일 專門家에 의해 만들어진 식(2)와 같은 형태의 言語 規則이 있으면 G_j^l 를 그 規則의 해당하는 언어 정보 項으로 정하고, 그렇지 않으면 임의의 멤버십函數로 $\mu_{G_j^l}$ 를 정한다. 이러한 방법으로 퍼지 適應 等化器에 전문가로부터 얻은 情報를 사용할 수 있다. 보통, 等化器의 초기 값을 정하는 데 言語 情報를 사용할 수 있다. 만일 멤버십函數를 가우스 函數로 선택하면 이 멤버십函數 $\mu_{F_{i,j}^l}(r_i)$ 는 r_{Ri} 와 r_{Ii} 의 평균값과 분산($m_{Ri,j}^l$, $\sigma_{Ri,j}^l$), ($m_{Ii,j}^l$, $\sigma_{Ii,j}^l$)으로 定義할 수 있다:

$$\mu_{F_{i,j}^l}(r_i) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r_{Ri} - m_{Ri,j}^l}{\sigma_{Ri,j}^l} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{r_{Ii} - m_{Ii,j}^l}{\sigma_{Ii,j}^l} \right)^2 \right]. \quad (3)$$

여기서 $\mu_{F_{i,j}^l}(r_i)$ 는 複素變數 r_i 의 實數 값을 갖는 멤버십函數이다. 이제 식 (2)와 같은 規則에 기초하여 다음과 같은 퍼지 필터를 構築할 수 있다:

$$f_{k1,j}(r) = \frac{\sum_{l=1}^{M_j} \theta_j^l \prod_{i=1}^m \mu_{F_{i,j}^l}(r_i)}{\sum_{l=1}^{M_j} \prod_{i=1}^m \mu_{F_{i,j}^l}(r_i)} \quad (4)$$

여기서 θ_j^l 는 等化器의 出力 空間 R 상에서 $\mu_{G_j^l}$ 가 최대 값을 갖는 점이다. 퍼지 規則의 멤버십函數의 파라미터 θ_j^l , $m_{i,j}^l$, $\sigma_{i,j}^l$ 는 다음과 같이 LMS 適應 過程을 거

쳐 更新된다.

$$\theta_j^l(k+1) = \theta_j^l(k) + \alpha \varepsilon(k) b_j^l(k), \quad (5)$$

$$m_{i,j}^l(k+1) = m_{i,j}^l(k) + \alpha h_j^l(k) b_j^l(k) p_{i,j}^l(k), \quad (6)$$

$$\sigma_{i,j}^l(k+1) = \sigma_{i,j}^l(k) + \alpha h_j^l(k) b_j^l(k) q_{i,j}^l(k), \quad (7)$$

여기서 $\varepsilon(k) = d(k) - f_{k1,j}(r(k))$ 는 오차신호이고, $d(k)$ 는 송신신호이다. 또한 $b_j^l(k)$, $h_j^l(k)$, $p_{i,j}^l(k)$, $q_{i,j}^l(k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$b_j^l(k) = \frac{\prod_{i=1}^m \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r_{Ri}(k) - m_{Ri,j}^l(k)}{\sigma_{Ri,j}^l(k)} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{r_{Ii}(k) - m_{Ii,j}^l(k)}{\sigma_{Ii,j}^l(k)} \right)^2 \right]}{\sum_{l=1}^{M_j} \prod_{i=1}^m \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r_{Ri}(k) - m_{Ri,j}^l(k)}{\sigma_{Ri,j}^l(k)} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{r_{Ii}(k) - m_{Ii,j}^l(k)}{\sigma_{Ii,j}^l(k)} \right)^2 \right]}, \quad (8)$$

$$h_j^l(k) = \text{Re} \{ \varepsilon(k) (\theta_j^l(k) - f_{k1,j}(r(k)))^* \} \\ = \text{Re} \{ \varepsilon^*(k) (\theta_j^l(k) - f_{k1,j}(r(k))) \}, \quad (9)$$

$$p_{i,j}^l(k) = \left[\frac{r_{Ri}(k) - m_{Ri,j}^l(k)}{\sigma_{Ri,j}^l(k)} \frac{r_{Ii}(k) - m_{Ii,j}^l(k)}{\sigma_{Ii,j}^l(k)} \right]^T, \quad (10)$$

$$q_{i,j}^l(k) = \left[\frac{(r_{Ri}(k) - m_{Ri,j}^l(k))^2}{\sigma_{Ri,j}^l(k)} \frac{(r_{Ii}(k) - m_{Ii,j}^l(k))^2}{\sigma_{Ii,j}^l(k)} \right]^T. \quad (11)$$

식(5)-(7)은 식(12)와 같은 費用函數를 각각의 파라미터에 대해서 傾斜成分을 취하여 구해진다. 이때 기대 값은 무시한다.

$$L = E \{ \varepsilon(k) \varepsilon^*(k) \}, \quad (12)$$

여기서 *는 쥘레 複素數를 나타낸다. 각 파라미터의 초기값 $\{\theta_j^l(0), m_{Ri,j}^l(0), m_{Ii,j}^l(0), \sigma_{Ri,j}^l(0), \sigma_{Ii,j}^l(0)\}$ 은 퍼지 規則에 의해서 정한다. 식(7)에 의해서 파라미터 $\sigma_{i,j}^l$ 를 更新하는 경우 $\sigma_{i,j}^l$ 는 $\sigma_{i,j}^l > 0$ 이므로 임의의 작은 陽數 $\delta > 0$ 를 정의할 필요가 있다. 만일 식(7)에 의해서 계산된 값이 $\sigma_{i,j}^l(k+1) > \delta$ 이면 $\sigma_{i,j}^l(k+1)$ 값은 계산된 결과 값으로 하고 그렇지 않고 $\sigma_{i,j}^l(k+1) \leq \delta$ 이면 $\sigma_{i,j}^l(k+1)$ 값은 $\sigma_{i,j}^l(k+1) = \delta$ 으로 선택한다. 이

適應방법에서 $\sigma'_{i,j} > 0$ 를 保障하기 위해서 다음과 같은 式을 사용한다.

$$[\sigma'_{ri,j}(k+1), \sigma'_{ii,j}(k+1)] = \begin{cases} [\sigma'_{ri,j}(k+1), \sigma'_{ii,j}(k+1)], & \sigma'_{ri,j}(k+1) > \delta \text{ and } \sigma'_{ii,j}(k+1) > \delta \\ [\sigma'_{ri,j}(k+1), \delta], & \sigma'_{ri,j}(k+1) > \delta \text{ and } \sigma'_{ii,j}(k+1) \leq \delta \\ [\delta, \sigma'_{ii,j}(k+1)], & \sigma'_{ri,j}(k+1) \leq \delta \text{ and } \sigma'_{ii,j}(k+1) > \delta \\ [\delta, \delta], & \sigma'_{ri,j}(k+1) \leq \delta \text{ and } \sigma'_{ii,j}(k+1) \leq \delta. \end{cases} \quad (13)$$

一般的으로 LMS 알고리즘은 局部 最適 파라미터값으로 수렴할 수 있다. 따라서 적용시 파라미터의 초기값을 정하는 것이 중요하다. 퍼지 判定饋還 適應 等化器의 파라미터의 초기값은 專門家로 부터 얻은 言語情報에 의해서 정해줄 수 있다. 이 言語情報가 充分하면 퍼지 判定饋還 適應 等化器는 상당히 빠른 수렴특성을 나타내도록 할 수 있다.

만일 퍼지집합이 雜音이 없는 채널 狀態 $\bar{r}(k) = [\bar{r}(k) \dots \bar{r}(k-m+1)]^T$ 에 중심을 둔 멤버쉽函數를 사용한다고 하면 饋還이 없는 퍼지 等化器의 퍼지집합은 判定 변수를 計算하는데 n_s 개의 채널 狀態를 모두 필요로 한다. 그러나 判定饋還 等化器에서는 判定변수를 計算하는데 n_s/n_f 개의 채널 狀態만이 필요하다. 따라서 饋還 벡터는 等化器가 判定을 하는데 필요한 채널 狀態의 갯수를 줄이는 데 쓰인다는 것은 分明하다.

III. 모의 실험

이 電算 模擬 實驗에서는 送信 심볼 $s(k) = s_R(k) + js(k)$ 가 $1+j, 1-j, -1+j, -1-j$ 의 信號點을 갖는 4-QAM 信號를 假定한다. 等化器는 雜音이 섞인 채널 출력 $r(k) = \bar{r}(k) + e(k)$ 를 觀測하여 이로부터 送信 심볼 $s(k)$ 를 구하는 것이다. 여기서 $\bar{r}(k)$ 는 雜音이 없는 경우의 채널 출력이다. 이 때 等化器의 출력을 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{s}(k-d) = \text{sgn}\{f_{klj}(r(k))\}, \quad (14)$$

여기서 $\text{sgn}(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의되는 複素函數이다.

$$\text{sgn}(f) = \begin{cases} 1+j, & \text{Re}[f] \geq 0 \text{ and } \text{Im}[f] \geq 0 \\ -1+j, & \text{Re}[f] < 0 \text{ and } \text{Im}[f] \geq 0 \\ 1-j, & \text{Re}[f] \geq 0 \text{ and } \text{Im}[f] < 0 \\ -1-j, & \text{Re}[f] < 0 \text{ and } \text{Im}[f] < 0. \end{cases} \quad (15)$$

사용한 채널 출력은 다음과 같다.

$$\alpha(k) = (1.0119 + j0.7589)s(k) + (-0.3796 + j0.5059)s(k-1) \quad (16)$$

$$r(k) = \alpha(k) + a \times \alpha^2(k) + e(k) \quad (17)$$

여기서 a 는 非線形성을 나타내는 계수이고 $e(k) = e_R(k) + je_I(k)$ 는 백색 정규 잡음으로 $e_R(k)$ 와 $e_I(k)$ 는 각각 평균이 0이고 분산이 $\sigma^2 = \sigma_R^2 = \sigma_I^2$ 인 성분이다. 적용 계수를 $\alpha=0.1$, 判定遲延을 $d=1$ 로 하고, $\theta'_{ij}(k)$ 의 초기값은 $\theta'_{Rj}(0) = \theta'_{Ij}(0) = 0$, $m'_{Ri,j}(0)$, $m'_{Ii,j}(0)$ 은 $[-2, 2]$ 구간에서 임의의 값으로, $\sigma^2(k)$ 의 초기값은 $\sigma^2(0) = 1.0$ 으로 선택한다. 먼저, 專門家로부터 구해진 言語情報가 없는 경우와 言語情報를 초기 파라미터 값으로 사용한 경우를 비교한다. 사용한 언어정보를 표 1에 나타내었다. 여기서 Pn과 Nn $n=1, \dots, 8$ 은 다음과 같이 정해지는 멤버쉽函數 $\mu_{F_i}(\nu_{Ri})$ 또는 $\mu_{G_i}(\nu_{Ii})$ 이다. 즉, $N8 = \mu_{F_{1j}}, \dots, N1 = \mu_{F_{8j}}, P1 = \mu_{F_{1i}}, \dots, P8 = \mu_{F_{8i}}$. 이때 $\sigma^2(0) = 1.0$, $m'_{Ri,j}$ (또는 $m'_{Ii,j}$) = $-2.6, -1.9, -1.6, -1.1, -0.8, -0.6, -0.3, -0.1, 0.1, 0.3, 0.6, 0.8, 1.1, 1.6, 1.9, 2.6$ 이고 $l=1, \dots, 16, i=1, 2, j=1, \dots, 4$ 이다. 보기를 들어서, 표 1의 규칙(P7, P5; N3, N6)는 다음과 같은 規則에 해당한다:

만일 $(r_{R1,j} = P7, r_{I1,j} = P5)$ 이고 $(r_{R2,j} = N3, r_{I2,j} = N6)$ 이면 等化器의 출력 f_{klj} 의 중심은 $0.4 - j0.4$ 이다.

等化器의 출력 f_{klj} 은 수신신호의 중심의 加重 平均이므로 표 1에 있는 중심값 $0.4 + j0.4, 0.4 - j0.4, -0.4 + j0.4, -0.4 - j0.4$ 은 饋還 狀態에 따라 $\pm 1 \pm j1$ 의 4가지 중에서 하나에 해당되는 값으로 간주할 수 있다. 그림 2는 信號 對 雜音比가 $\text{SNR} = 14\text{dB}$ 인 경우에 複素 判定饋還 適應 等化器의 수렴특성을 보인 것이다. 이 그림으로부터 言語情報를 사용한 경우의 수렴속도가 그렇지 않은 경우의 수렴속도에 비해서 월등히 빠른 것을 알 수 있다.

표 1. 饋還상태에 따른 判定規則의 例

Table 1. Fuzzy rules for the decision according to feedback states

feedback state	center	input
[1+j]	0.4+j0.4	(P4, P2:P4, P2) (N3, N6:P4, P2) (N5, P7:P4, P2) (N8, N1:P4, P2)
	0.4-j0.4	(P7, P5:N3, N6) (P2, N4:N3, N6) (N1, P8:N3, N6) (N6, P3:N3, N6)
	-0.4+j0.4	(P6, N3:N5, P7) (P1, N8:N5, P7) (N2, P4:N5, P7) (N7, N5:N5, P7)
	-0.4-j0.4	(P8, P5:N8, N1) (P5, N7:N8, N1) (P3, P6:N8, N1) (N4, N2:N8, N1)
[1-j]	0.4+j0.4	(P4, P2:P7, P5) (N3, N6:P7, P5) (N5, P7:P7, P5) (N8, N1:P7, P5)
	0.4-j0.4	(P7, P5:P2, N4) (P2, N4:P2, N4) (N1, P8:P2, N4) (N6, P3:P2, N4)
	-0.4+j0.4	(P6, N3:N1, P8) (P1, N8:N1, P8) (N2, P4:N1, P8) (N7, N5:N1, P8)
	-0.4-j0.4	(P8, P5:N6, P3) (P5, N7:N6, P3) (P3, P6:N6, P3) (N4, N2:N6, P3)
[-1+j]	0.4+j0.4	(P4, P2:P6, N3) (N3, N6:P6, N3) (N5, P7:P6, N3) (N8, N1:P6, N3)
	0.4-j0.4	(P7, P5:P1, N8) (P2, N4:P1, N8) (N1, P8:P1, N8) (N6, P3:P1, N8)
	-0.4+j0.4	(P6, N3:N2, P4) (P1, N8:N2, P4) (N2, P4:N2, P4) (N7, N5:N2, P4)
	-0.4-j0.4	(P8, P5:N7, N8) (P5, N7:N7, N8) (P3, P6:N7, N8) (N4, N2:N7, N8)
[-1-j]	0.4+j0.4	(P4, P2:P8, P5) (N3, N6:P8, P5) (N5, P7:P8, P5) (N8, N1:P8, P5)
	0.4-j0.4	(P7, P5:P5, N7) (P2, N4:P5, N7) (N1, P8:P5, N7) (N6, P3:P5, N7)
	-0.4+j0.4	(P6, N3:P3, P6) (P1, N8:P3, P6) (N2, P4:P3, P6) (N7, N5:P3, P6)
	-0.4-j0.4	(P8, P5:N4, N2) (P5, N7:N4, N2) (P3, P6:N4, N2) (N4, N2:N4, N2)

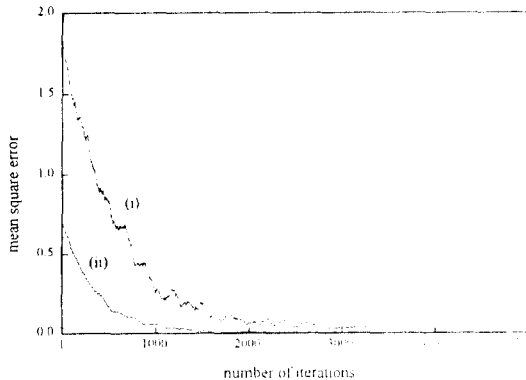


그림 2. 複素 퍼지 判定饋還 適應 等化器의 收斂特性: (i) 言語情報을 사용하지 않은 경우, (ii) 言語情報을 사용한 경우

Fig. 2 Learning characteristics of CFADFE: (i) without using any linguistic information, (ii) after incorporating some linguistic information

饋還 次數 $n=1$ 인 경우 4가지의 饋還 狀態가 존재한다. 식(16), (17)로 표시되는 채널에서 複素 퍼지 判

定饋還 等化器가 필요로 하는 퍼지집합의 갯수는 4가지 饋還 狀態에 대해서 모두 $M_j=16$ 개이고, 複素 퍼지 適應 等化器의 경우에는 64개이다. 따라서 이 경우 判定饋還에 의한 계산량의 감소율은 약 75%에 이른다.

이제 複素 判定饋還 適應 等化器와 複素 適應 等化器의 信號 對 雜音比(SNR)에 따른 비트오율(bit error rate)을 比較한다. 여기서 두 等化器는 2×10^4 심볼의 訓練 열을 사용하였으며 SNR에 따라 $10^6 \sim 10^7$ 개의 의사 不規則 二進열(pseudo-random binary sequence)을 사용하였다. 그림 3과 그림 4은 각각 線形 채널($a=0$)과 非線形 채널($a=0.1$)에 대해서 等化器의 비트오율을 보인 것으로, 複素 判定饋還 適應 等化器가 複素 適應 等化器보다 性能이 우수함을 알 수 있다. 이 그림에서는 信號 對 雜音比에 따른 비트오율뿐만 아니라 複素 判定饋還 適應 等化器의 잘못된 判定에 의한 에러 傳播 特性도 보이고 있다. 이것은 送信 심볼과 검출한 信號로부터 判定한 심볼을 각각 饋還 심볼로 사용하여 비트오율을 計算한 것이다. 線形채널이나

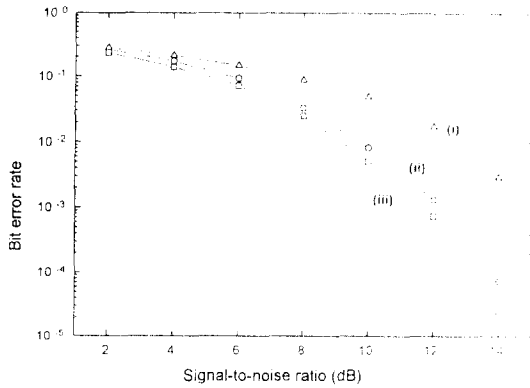


그림 3. $a=0$ 인 선형 채널에 대한 성능 비교 및 여러傳播特性:(i) 復素 퍼지 適應 等化器, (ii) 判定한 심볼을 饋還 심볼로 사용한 復素 퍼지 判定饋還 適應 等化器, (iii) 送信 심볼을 饋還 심볼로 사용한 復素 퍼지 判定饋還 適應 等化器

Fig. 3 Performance comparison and effects of error propagation for linear channel ($a=0$):(i) CFAE, (ii) CFADFE with detected symbol, (iii) CFADFE with corrected symbol

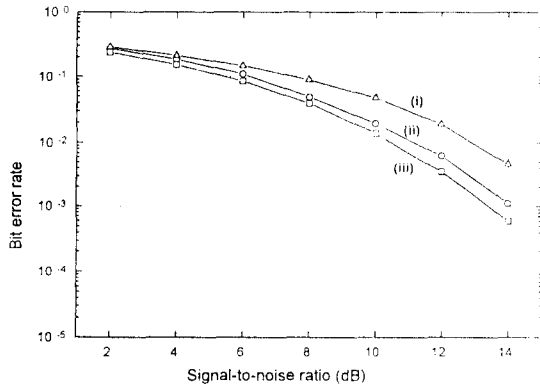


그림 4. $a=0.1$ 인 非線形 채널에 대한 성능 비교 및 여러傳播特性:(i) 復素 퍼지 適應 等化器, (ii) 判定한 심볼을 饋還 심볼로 사용한 復素 퍼지 判定饋還 適應 等化器, (iii) 送信 심볼을 饋還 심볼로 사용한 復素 퍼지 判定饋還 適應 等化器

Fig. 4 Performance comparison and effects of error propagation for nonlinear channel ($a=0.1$):(i) CFAE, (ii) CFADFE with detected symbol, (iii) CFADFE with corrected symbol

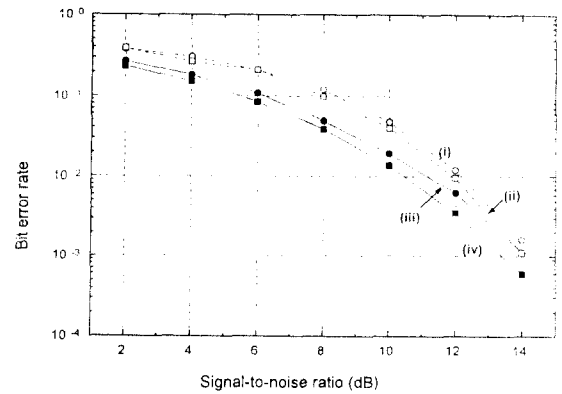


그림 5. 非線形 채널에 대한 復素 퍼지 判定饋還 適應 等化器와 既存 判定饋還 適應 等化器와의 성능 비교:(i) DFE (檢出심볼), (ii) DFE (送信심볼), (iii) CFADFE (檢出심볼), (iv) CFADFE (送信심볼)

Fig. 5 Performance comparison between CFADFE and conventional DFE:(i) DFE (detected symbol), (ii) DFE (corrected symbol), (iii) CFADFE (detected symbol), (iv) CFADFE (corrected symbol)

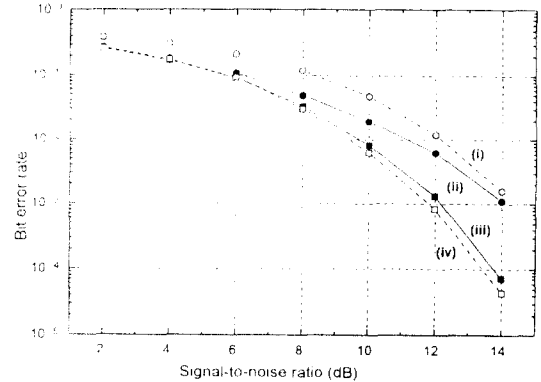


그림 6. 復素 퍼지 判定饋還 適應 等化器와 既存 判定饋還 適應 等化器와의 성능 비교:(i) DFE (非線形채널), (ii) CFADFE (非線形채널), (iii) CFADFE (線形채널), (iv) DFE (線形채널)

Fig. 6 Performance comparison between CFADFE and conventional DFE:(i) DFE (nonlinear ch.), (ii) CFADFE (nonlinear ch.), (iii) CFADFE (linear ch.), (iv) DFE (linear ch.)

非線形채널이나 두 경우 모두 에러 傳播에 의한 性能의 劣化는 크지 않음을 알 수 있다. 그림 5는 非線形 채널에 대해서 複素 퍼지 判定饋還 適應 等化器와 既存의 複素 判定饋還 等化器의 性能을 비교한 것이다. 複素 判定饋還 等化器의 적응계수는 $a=0.005$ 로 하고 訓練 열의 길이는 5000으로 하였다. 複素 퍼지 判定饋還 適應 等化器는 複素 判定饋還 等化器에 비해서 수렴속도가 느리고 計算量이 다소 많다는 短點이 있으나 비트 오류면에서는 우수함을 알 수 있다.

IV. 결 론

이 論文에서는 심불間 干涉과 덧셈성 雜音이 있는 線形 또는 非線形 複素 채널에 適用할 수 있는 LMS 알고리즘을 이용한 複素 判定饋還 適應 等化器(CFADFE)를 提案하였다. 이 等化器의 'IF'부분에서 判定饋還 狀態에 따른 等化器 出力 計算에 필요한 퍼지집합의 갯수를 줄임으로서 等化器의 出力을 計算하는데 필요한 計算量이 현저히 減少될 뿐만 아니라 信號 對 雜音比에 따른 비트오율 면에서도 線形 채널이나 非線形 채널에서 모두 複素 適應 等化器(CFAE)에 비해서 우수한 性能을 보임을 알 수 있었다. 또한 等化器에 言語情報를 사용하면 等化器의 수렴특성은 상당히 개선됨을 알았다. 잘못된 判定에 의해서 에러가 傳播되는 特性도 살펴보았다. 그 결과 提案된 等化器의 性能이 크게 떨어지지 않음을 알 수 있었다. 또한 提案된 等化器가 既存의 複素 判定饋還 等化器에 비해서 우수한 성능을 보임을 알았다.

참 고 문 헌

1. S. Chen, B. Mulgrew, S. Mclaughlin, "Adaptive bayesian equalizer with decision feedback," IEEE Trans. Signal Processing., vol. 41, no. 9, pp.2918-2927, Sept. 1993.
2. L. X. Wang and J. M. Mendel, "Fuzzy adaptive filters, with application to nonlinear channel equalization," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 1, no. 3, pp.161-170, August 1993.
3. K. Y. Lee, "Complex RLS fuzzy adaptive filter and its application to channel equalisation," Electron.

- Let., vol. 30, no. 19, pp.1572-1574, August 1994.
4. K. Y. Lee, "Complex fuzzy adaptive filter with LMS algorithm," IEEE Trans. Signal Process., vol. 44, no. 2, pp.424-427, Feb. 1996.
5. K. Y. Lee, "Fuzzy adaptive decision feedback equaliser," Electron. Lett., vol. 30, no. 10, pp.749-751, May 1994.

李 相 研(Sang Yun Lee) 정희원
1996년 제21권 제6호 참조

金 在 範(Jae Bum Kim) 정희원
1996년 제21권 제6호 참조

李 基 鎔(Ki Yong Lee) 정희원
1996년 제21권 제6호 참조

李 忠 雄(Choong Woong Lee) 정희원
1996년 제21권 제6호 참조