

# 맥진단기 채널의 ISI 감소를 위한 FSE 성능개선

정회원 윤 달 환\*

## Improved Performance of FSE for the ISI Reduction Pulse Diagnostic Apparatus Data Channel

Dal-Hwan Yoon\* *Regular Member*

### 요 약

본 논문은 맥파검출기의 채널에서 발생하는 상호신호간섭이나 잡음을 제거하기 위하여 비적응적필터(MADF)알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 맥파가 저주파이고 매우 천천히 변하는 환경하에서 기존의 Sign알고리즘보다 유리한 성능을 가지며, 이를 이용하여 분할등화기를 구현한다.

### ABSTRACT

We propose the MADF(multiplication free adaptive digital filter) algorithm and implement the fractionally spaced equalizer based on it. To evaluate the performance of proposed MADF algorithm, fractionally spaced equalizer(FSE) is used. Especially, we present that this method have the advantages for the condition having the low-frequency and slow speed

### I. 서 론

국내의 맥파검출기는 학술적인 맥상과 시스템적인 맥상의 진단이 상당한 차이가 있어 문제 해결을 위한 노력이 다양하게 시도되고 있다. 맥동의 검출 방식과 해석방법, 생리적 영향 인자에 대한 연구, 맥상과 공학적 신호해석 및 임상과의 상호 연계성 등 동일 선상에서 수행되는 체계적인 연구가 빈약한 상태이다. 따라서 맥진의 객관화는 적절한 맥동 검출 시스템 개발이 필요하고, 맥도의 신뢰성, 재현성을 재고하여야 하며, 맥파 해석의 정확한 향상을 위해 검출신호의 표현방식에서 보다 심도있는 연구가 진행될 필요가 있다<sup>[1]</sup>.

동서 의학적 상호 연계성과 의공학적인 신호해석이 매우 취약한 상황에서 국내의 시스템들은 검출신호의 정확한 재현성, 측정 방법의 안정성, 인식 알고리즘의 신뢰성, 임상적 효율성 등에 문제점을

내포하고 있다<sup>[2]</sup>.

국내제품의 임상적인 연구는 맥파변화 패턴과 특정 패러미터에 대한 연구가 보고되었으나, 한의 및 의공학적인 연계에서의 임상적인 연구는 초보단계에 있다. 따라서 맥진의 객관화 연구에서는 정확한 맥파 재현이 과제로 남아 있고, 기전에 대한 새로운 해석과 임상적 활용방안이 함께 모색되어야 한다<sup>[2]</sup>.

맥파 신호의 전송 채널로부터 입력된 신호의 상관관계를 이용하여 적당한 통계적 기준에 따라 순환적으로 계수를 조정하여 최적값을 추적하기 위해서는 적응필터가 필요하다. 이는 신호가 비정상적(non-stationary)일지라도 시간에 따라 변화하는 필터계수의 최적값을 찾아낸다. 여러 적응필터 방식 중 가장 널리 사용되고 있는 것이 LMS(Least Mean Square)알고리즘이다<sup>[4, 5]</sup>. 이 방식은 평균자승오차(Mean Squared Error : MSE)값이 작아지도록 필터계수를 갱신해 나가는 통계적 경사도 알고

\* 세명대학교 전자공학과(yoon1308@chollian.net)

논문번호 : 99172-0504, 접수일자 : 1999년 5월 4일

리듬이다. 또한 LMS 알고리즘의 간단한 변형 중의 하나가 추정오차의 부호를 필터계수의 갱신에 사용하는 Sign 알고리즘이다. Sign 알고리즘은 LMS 알고리즘에 비해 곱셈연산을 줄일 수 있으며 안정된 결과를 얻는다. 그러나 어떤 적용분야에서는 연산수 특히 곱셈수를 더 줄이기 위해 비적(Multiplication free) 시불변 FIR 필터에 DM(Delta Modulation)를 사용한 Peled와 Lie가 처음 제안하였다<sup>[6]</sup>. Lee와 Un은 LMS 알고리즘과 DPCM (Differential Pulse Code Modulation)을 이용한 MADF를 소개하였다<sup>[9-12]</sup>.

본 논문은 맥진의 정확한 맥동을 검출하도록 맥파검출기의 채널에 있어서 부호간에 발생하는 상호신호간섭(ISI : intersymbol interference)을 감소시키기 위하여 MADF(multiplication free adaptive digital filter)알고리즘을 적용한 분할등화기(FSE : fractionally spaced equalizer) 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 Sign알고리즘보다 곱셈수를 없애므로 계산의 복잡도를 줄이고 1차선형 예측기를 이용하였다. 특히 맥파가 저주파인 특성으로 천천히 변하는 환경에서 유리한 성능을 가짐을 수렴해석을 통하여 살펴본다.

## II. 맥파검출장치

맥파검출기는 요골동맥의 맥파를 전기 에너지로 변환시켜주는 변환기를 이용하여 구축된 시스템이다. 이때 요골동맥의 맥파 검출은 압전센서를 부착한 촌·관·척헤드를 통해 변환기로 신호를 전달하며, 변환기의 전기적인 신호는 촌·관·척 3채널의 맥파를 디지털 신호로 변환하여 모니터에 디스플레이 한다<sup>[1, 2]</sup>.

脈診은 手指를 이용하여 삼단계의 압력으로 측정되는 감각을 인식하는 진찰수단이기 때문에, 감지되는 맥동을 시간적·공간적으로 파라미터화하여 외부로부터 가해지는 힘에 대한 응답으로 삼차원 공간에서 압력과 체형의 주기적 변형관계로 해석된다. 따라서 맥상을 계량화하기 위해서는 삼차원 공간을 인식하고, 압력과 체형의 주기적인 변형관계를 감지할 수 있는 적절한 변환기 설계가 필요하다.

맥파는 대부분 혈관의 압력변화를 관찰할 수 있는 압맥파를 이용하고 있으며, 맥상과의 상관성도

미분 압맥파를 응용하여 연구하는 경향이 많다. 이러한 미분 압맥파는 미소한 시간 변화에 따라 압력변화율을 기록하여 압력변화율을 기록할 수 있는 장점이 있으나, 압력변화 자체는 관찰하기 힘들다.

최근 맥상해석은 컴퓨터를 이용하여 측정하는 연구가 이루어지고 있다. 검출된 신호는 A/D 변환기를 통해 컴퓨터로 입력한 다음 측정 맥파의 특정 파라미터를 추출하고, 맥진 알고리즘을 이용하여 맥진의 자동화를 시도하였다<sup>[7]</sup>.

본 연구의 맥파 검출기는 IBM-PC의 모니터에 사용자가 현재 맥진기 상태를 감시하거나, 구동기를 제어하는 명령을 보내며, 작업 상태를 저장하는 기능을 수행한다. 구성된 사용자 환경은 대부분 사용자 명령을 받아들이는 GUI형태로 IBM-PC 펜티엄급을 사용하였고, 개발 도구는 Visual C++를 사용하여 설계하였다. 그림 1은 3채널 맥파 검출기 회로도를 나타낸다.

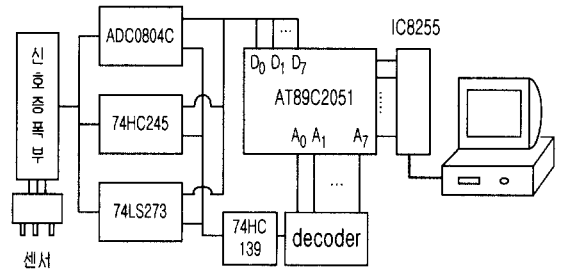


그림 1. 센서 인터페이스 블럭도

하드웨어는 CPU를 포함하여, 센서의 입력을 전기신호로 바꾸는 센서부, 미약한 센싱신호를 증폭 및 필터링 시키는 신호처리부, 센서 크기신호를 보여주는 표시부, 신호를 디지털화시키는 신호변환부 및 전체 시스템에 전원을 공급하는 전원부로 나뉘며 양면 PCB로 단위모듈을 구현하였다.

또한 스테핑 모터와 그 구동력을 이용하여 센서 헤드를 상하로 이동시키는 기구 볼스쿠류부 및 감지모듈로 구성한다. 시스템 끝단에는 압력센서를 장착하여 접촉 및 토크를 감지 할 수 있게 하였고, 이송부분의 양쪽 끝단에는 온·오프 감지용 센서를 장착하여 위치제어를 할 수 있다.

특히 맥파검출 센서는 압전 소자로서 촌·관·척의 세 개가 하나로 결합된 기존 형태를 그대로 구성하

였고, 센서는 물리적 변화를 전기적 신호로 바꾸어 주는 압전효과를 이용한다. 손목의 맥동을 감지하기 쉽도록 직경 8.5 mm의 원형의 형상을 갖고 있다. 여기서 촘·관·척은. 한방의학의 촘구맥법에 의해 위치를 지정한 것이다. 이때 전기적으로 구동되는 스텝핑모터, 직류전원공급장치, 스위치상태의 데이터를 중앙컴퓨터로 보내는 데이터변환 제어회로가 ADC0804칩이다.

반대로 스텝핑모터 구동회로의 구동신호를 중앙 컴퓨터로부터 받는 구동버퍼회로는 7HC139이고, 맥파검출용 장치의 모든 데이터를 주고받는 입출력슬롯은 IC8255가 담당한다. 따라서 외부 처리장비는 상기 데이터를 분석처리 제어하는 중앙컴퓨터, 입출력데이터의 결과를 인쇄하는 프린터, 모니터 키보드 등이 있다.

프로그램 제어에 의해 컴퓨터(CPU)에서 스텝핑모터 구동버퍼회로의 데이터 버스를 선택하여 연속적으로 펄스를 공급하면 연결된 트랜지스터가 활성화되어 스텝핑 모터를 구동시킨다. 이때 맥파검출센서 표면의 압전소자가 미소진동을 감지한 신호를 3개의 센서를 통해서 각각 증폭하여 3채널 맥파 관측용 컴퓨터인터페이스회로에 입력시킨다.

맥과 신호계에서 얻어지는 아날로그전기신호는 디지털 신호로 변환시켜 IC8255를 통해 PC의 CPU에 인가되며, 주변장치인 프린터나 모니터에 손쉽게 정확하게 데이터를 기록하고 나타낼 수 있도록 한다. 신호 증폭부와 A/D변환부 사이에 입력신호 레벨표시부 LED가 각각 병렬로 접속되며, 컴퓨터시스템의 I/O슬롯(slot)에 있는 어드레스버스를 통하여 디코더가 CPU에 접속된다. 이때 각 회로부에 필요한 전원이 인가되도록 전원스위칭부가 접속된다.

### III. MADF 알고리즘 이론

MADF구조에서는 DPCM이 Sign알고리즘의 기준입력신호로 사용되고, 적응필터 계수를 위한 갱신방정식에 사용된다. 그림 2의  $d(n)$ 과  $x(n)$ 을 적응필터의 기준입력과 주입력이라 하자. 이 그림에서  $H(n)$ 은 적응필터의 계수이고 길이는  $N$ 이다.  $x(n)$ 은 입력신호이고  $d(n)$ 은 기준신호이다.  $e(n)$ 은  $d(n)$ 과 필터출력의 차를 나타낸다. 입력벡터  $X(n)$ 은 현재와 과거  $N-1$ 개의 샘플들로 구성되고, DPCM의 예상입

력은  $\hat{X}(n)$ , 재생입력벡터는  $\bar{X}(n)$  및 양자화출력은  $B(n)$ 이다<sup>[10, 12]</sup>.

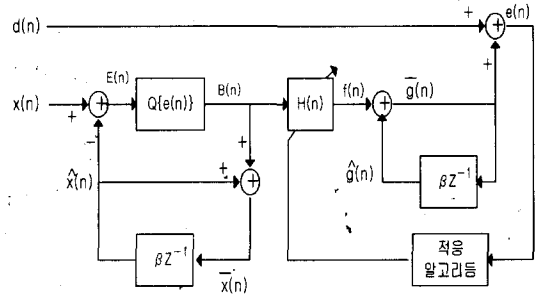


그림 2. 제안된 적응필터의 구조

다음 방정식들은 MADF구조를 나타낸다. 식(1)에서  $\beta$ 는 DPCM의 1차 예측계수로  $0 < |\beta| < 1$ 의 크기를 갖는다.

$$\hat{X}(n) = \beta \bar{X}(n - 1) \tag{1}$$

$$E(n) = X(n) - \hat{X}(n) \tag{2}$$

$$\bar{X}(n) = \hat{X}(n) + Q\{E(n)\} \tag{3}$$

$$\hat{g}(n) = \beta \bar{g}(n - 1) \tag{4}$$

$$\bar{g}(n) = \hat{g}(n) + B^T(n) H(n) \tag{5}$$

$$e(n) = d(n) - \bar{g}(n) \tag{6}$$

여기서  $Q\{E(n)\}$ 은  $E(n)$ 의 각 요소가 가까운 양자화 등급으로 양자화 함으로서 얻어지는 벡터이다. 따라서 식(1) - (6)를 이용하여 계수를 갱신하기 위한 최종 갱신방정식은 다음과 같다<sup>[10]</sup>.

$$H(n+1) = H(n) + \mu \bar{X}(n) \text{sgn}[e(n)] \tag{7}$$

여기서  $\mu$ 는 수렴상수,  $\text{sgn}[e'(n)]$ 은  $e'(n) \geq 0$ 일 때 1이고  $e'(n) < 0$ 일 때 -1이다. 알고리즘의 동작을 살펴보면, 식(1)~(6)로부터

$$B(n) = \bar{X}(n) - \beta \bar{X}(n - 1) \tag{8}$$

$$\bar{g}(n) = \beta \bar{g}(n - 1) + H^T(n) B(n) \tag{9}$$

초기조건이 0이라는 가정하에서 식을 다시쓰면

$$\begin{aligned} \bar{g}(n) &= \bar{X}^T(n)H(n) \\ &- \mu \sum_{k=1}^{n-1} \beta_{n-k} \bar{X}^T(n-1) \bar{X}(n) \text{sgn}\{e(k)\} \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)에서  $\mu$  값이 작고, DPCM의 작은 재생오차에 대하여  $\bar{g}(n)$ 은 전통적인 적응필터에서 만들어진 것과 근접하게 표현된다.

하드웨어를 구현할 때 계산의 복잡성을 감소시키기 위하여,  $\mu$  값을  $2^{-m}$ ( $m$ 은 자연수)으로 선택하고,  $\beta$  값도 같은 방법으로 선택한다. DPCM의 양자화 크기  $\Delta$ 도 가능하면 같은 방법으로 선택한다. 이렇게 조정하여  $\mu$ ,  $\beta$ ,  $\Delta$  값을 선택하면, 식(1), (3) 및 (7)식에서  $\mu$ ,  $\beta$ 의 곱셈은 한번의 bit 이동 연산과 한번의 덧셈연산으로 대체할 수 있다. 더우기,  $B(n)$ 의 각 요소는  $\Delta$ 의 상수곱이기 때문에 (5)식의 각 곱셈은 DPCM의 양자화 수가 13개(-6  $\Delta$  에서 6  $\Delta$  까지)일 때, 각 곱셈은 두번의 bit 이동과 한번의 덧셈연산을 사용해서 할 수 있다. 따라서 본 논문에서 소개하는 필터구조를 실현하는데 곱셈연산이 필요없게 된다.

성능분석을 위하여  $X(n)$ 과  $\bar{X}(n)$ 의 자기상관행렬을 각각  $R_{XX}$ 와  $R_{\bar{X}\bar{X}}$ 로 정의하자. 또한  $d(n)$ 과  $X(n)$ 의 상관행렬  $R_{dX}$ ,  $d(n)$ 과  $\bar{X}(n)$ 의 자기상관행렬  $R_{d\bar{X}}$ 이라 하자<sup>[10]</sup>. 해석을 위하여 다음의 3가지 가정을 한다.

첫째, 입력  $d(n)$ 과  $X(n)$ 는 광의의 정상상태(wide-sense stationary)이고, 평균이 0 인 가우시안 확률과정이다.

둘째, 입력쌍  $\{d(n), X(n)\}$ 은  $n$ 과  $k$ 가 같지 않을 때, 서로 독립이다.

셋째, DPCM의 복원오차 벡터를  $\epsilon(n)$ 라 할 때, 각 값은  $[-\Delta/2, \Delta/2]$ 에서 균일하게 분포하므로 분산값은  $\Delta^2/12$ 이다<sup>[11]</sup>.

세 번째 가정에서  $R_{dX} = R_{d\bar{X}}$ 이고,  $R_{\bar{X}\bar{X}}$ 관 계식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{\bar{X}\bar{X}} &= E\{[X(n) - \epsilon(n)][X(n)^T - \epsilon^T(n)]\} \\ &= R_{XX} + \sigma_\epsilon^2 I \end{aligned} \quad (11)$$

$d(n)$ 이  $X(n)$ 의 각 성분과 선형 조합으로써 추정할 때, 최적필터 계수벡터  $H_{opt}$ 와 최적오차  $\epsilon_{min}(n)$ 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$H_{opt} = R_{\bar{X}\bar{X}}^{-1} R_{d\bar{X}} \quad (12)$$

$$\epsilon_{min}(n) = d(n) - \bar{X}^T H_{opt} \quad (13)$$

직교원리에 따라  $E\{\epsilon_{min}(n)\bar{X}(n)\} = 0$ 을 이용하며, 계수오차벡터  $V(n)$ 을 얻을 수 있다.

$$V(n) = H(n) - H_{opt} \quad (14)$$

식(14)를 식(7)에 대입하여 계수비정렬벡터의 갱신방정식을 얻는다.

$$V(n+1) = V(n) + \mu \bar{X}(n) \text{sgn}\{e(n)\} \quad (15)$$

식(10)을 (3)에 대입하면,

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - \bar{X}^T(n)H(n) + \mu u(n) \quad (16) \\ u(n) &= \sum_{k=1}^{n-1} \beta^{n-k} \bar{X}^T(n) \bar{X}(k) \text{sgn}\{e(k)\} \end{aligned} \quad (17)$$

식(13)과 (16)을 조합하면, 다음과 같은 추정오차열을 얻는다.

$$e(n) = \epsilon_{min}(n) - \bar{X}^T(n)V(n) + \mu u(n) \quad (18)$$

여기서 Cho<sup>[12]</sup>을 인용하면 MADF알고리즘의 정상상태 평균지수 오차는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_e^2(\infty) &\approx \zeta_{min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{\pi \zeta_{min}}{2}} \left[ \sum_{i=1}^N \lambda_i + \sigma_e^2 \right] \\ &= \zeta_{min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{\pi \zeta_{min}}{2}} [\text{tr}\{R_{XX}\} + N\sigma_e^2] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서  $\zeta_{min} = E\{e_{min}^2(n)\}$ 이고,  $\lambda_i$  는 상관함수  $R_{XX}$ 의 고유치를 나타낸다.

한편, Sign알고리즘에서도  $\mu$  값이 충분히 작은 경우

$$\begin{aligned} \sigma_e^2(\infty) &\approx \zeta_{\min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{\pi \zeta_{\min}}{2}} \sum_{i=1}^N \lambda_i \\ &= \zeta_{\min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{\pi \zeta_{\min}}{2}} \text{tr}[R_{XX}] \end{aligned} \quad (20)$$

식(19)와 (20)을 비교하면, MADF의 정상상태 추정오차가 더 크다는 것을 알 수 있다. 그러나 만일 양자화 잡음을 작게 할 수 있다면, 두 알고리즘의 오차의 차이는 아주 미세하게 될 것이다. 그래서 MADF구조를 유용하게 사용하려면, DPCM의 복원 오차 분산  $\sigma_e^2$ 과 수렴상수  $\mu$  값을 상대적으로 작게 하여야 한다.  $\sigma_e^2$  값이 작게 되려면, 입력신호  $x(n)$ 의 예측률(predictability)이 높아야만하고 입력신호는 상관계수가 큰 신호이어야 한다.

#### IV. FSE구조와 성능

전송 채널상에서 발생하는 부호간호신호간섭(ISI) 현상을 감소시키기 위해 등화기가 반드시 필요한데, 동일한 탭간격을 갖는 동기 횡단 등화기(synchronous transversal equalizer : STE)를 일반적으로 많이 사용한다. 그러나 STE는 샘플위상 선택에 따라 그 특성이 불규칙적으로 변하는 문제를 갖고 있다. 이것을 해결하기 위해서 전송신호 중 가장 높은 주파수의 역수보다 더 작은 탭 간격을 갖는 분할공간 등화기(FSE)를 제안한다. FSE는 STE보다 채널상의 심각한 지연 왜곡을 보상해 줄뿐만 아니라, 임의의 샘플 위상에 대해서도 특성이 변하지 않았다.

전송된 신호의 중첩으로 발생되는 ISI효과를 제거하기 위하여 전송된 신호를  $kT + t_0$  순간에 샘플링 한다면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(kT + t_0) &= a_k + \sum_{i \neq k} a_i f(kT + t_0 - iT) \\ &\quad + N(kT + t_0) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서  $a_i$ 는 전송정보신호,  $f(t)$ 는 채널 임펄스 응답,  $N(t)$ 는 백색 가우시안 잡음이다. 식(21)의  $a_k$ 는 원신호이고, FSE는 두 번째항의 ISI로부터 발

생한 지연왜곡을 STE보다 훨씬 효과적으로 보상할 수 있다. 또한 성능 적응 과정에서 전송정보를 비교적 올바른 지연값의 샘플링 위상에서 얻을 수 있다. 이러한 FSE구조는 그림 3과 같다.

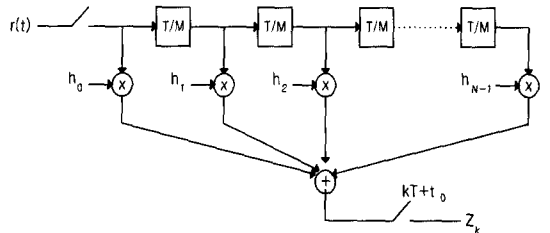


그림 3. FSE 구조

그림 3으로부터 최종출력 계수  $Z_k$ 는 지연소자들의 저장값에 필터계수  $h_i$ 를 곱하여 식(22)처럼 계산한다.

$$Z_k = \sum_{i=0}^{N-1} h_i r(kT + t_0 - iT) \quad (22)$$

식(22)에서 등화기 차수는 N이고,  $t_0$ 는 샘플링 시간 및  $h_i$ 는 등화기 계수이다. 탭간격이 T이기 때문에 등화기 채널 주파수 응답  $H(f)$ 는 주기적이며, 샘플링한 후 채널 주파수의 중첩응답을  $H'(f)$ 라 할 때, 다음관계를 갖는다.

$$H'(f) = \sum_{i=0}^{N-1} H(f - \frac{n}{T}) \quad (23)$$

등화기는 채널 주파수 중첩응답과의 곱이 1이 되도록 계수를 조정하게 된다. FSE의 지연선 탭은  $\tau$  만큼 벌어지고, 아날로그 구현의 경우 별다른 제약 조건이 없이 등화기의 출력을 신호전송속도로 샘플링할 수 있다. 그러나 디지털로 구현할 경우  $\tau = kT/M$ ( $k$ 와  $M$ 은 정수이고  $M > k$ )이어야 한다. 실제 적용시에는  $k=1$ 로하고,  $M$ 은 작은 정수를 선택하였다.

#### V. 연구결과 및 검토

3채널 맥파 검출 장치는 온라인 사용자 인터페이스이다. 각 센서의 정보를 수집하고 기기를 제어하

게 설계하였다. I/O모듈은 사용자 환경과 떨어진 모듈로서 사용자 환경에서 직렬치를 받아 해독하여 기구부를 제어하고, 반대로 센서의 값을 측정하여 사용자 환경에게 넘겨주는 기능을 수행한다.

맥과 검출 모듈은 세개의 압력센서의 값을 그래프로 표현하는 모듈이다. 따라서 사용자는 원활하게 현재 센서값의 추이를 감시하고 실제 모니터상에 일어나는 현상을 파악할 수 있다.

맥과 검출 채널에서 FSE가 STE보다 좋은 성능을 갖고 있으나, 샘플링하는 과정에서 M/K 만큼 정보량이 증가하게 되어 등화기를 갱신하는 계산량이 그 만큼 늘어난다. 그러나 약간의 성능저하에도 불구하고 곱셈을 하지 않음으로서 계산의 복잡성을 줄일 수 있다. 또한 MADF의 압부분이 DPCM구조를 하고 있기 때문에 FSE에 적용할 경우 과도샘플링(oversampling)으로 인해 입력신호의 상관계수는 높아지지만, DPCM의 복원오차가 감소되어 정상상태오차가 감소한다.

따라서 KT/M개 등화기 계수들은 각 신호에 대하여 계산된 오차를 근거로 입력신호마다 갱신된다. 즉,

$$C_n(k+1) = C_n(k) - \mu e_k \chi(t_0 - kT - \frac{nkT}{M})$$

$$0 \leq n \leq N-1 \quad (24)$$

식(24)에서  $C_n(n+1)$ 은 (k+1)번째 반복계산 중 n 번째 탭계수이고,  $\mu$ 는 알고리즘 수렴과 정상상태평균자승 오차의 크기에 관계되는 양의 정수이다. 따라서 FSE를 사용하는데 부가되는 장치는 M배 높은 A/D컨버터와 등화기 지연소자에 M배 개수의 기억소자가 필요하다.

제안한 알고리즘의 타당성을 확인하기 위해 성능 적응과정에서  $z$ 는 symbol 간격 T의 분수이거나 작은 시간을 사용하였다. 기대신호  $d(n)$ 은 채널 전송신호  $s(n)$ 을 12탭 지연시켜 인가하였고, 양자화수는 13으로하고 1차 예측기를 사용하였다. 채널임펄스 응답은  $n = 1, 2, 3$ 에서  $0.5 [1 + \cos(2\pi(n-1)/W)]$ 이고 그외에서는 0인 raised cosine 임펄스응답을 이용하였다.

채널의 특성을 나타내는 파라미터로는 W,  $r(0)$ ,  $r(1)$ ,  $r(2)$ ,  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_{\max}$  및  $\chi(R)$  등이 있다. W는 채널에 의해 발생하는 진폭왜곡의 양을 조절하며, 모의 실험에서는 2.9와 3.3을 선택하였다.  $r(0)$ ,  $r(1)$ ,

$r(2)$ 는 상관함수,  $\lambda_{\min}$ 는 자기상관행렬 고유치의 최소값,  $\lambda_{\max}$ 는 자기상관행렬 고유치의 최대값,  $\chi(R)$ 는 고유치 비율이다. 표 1은 시물레이션한 채널의 특성을 나타내었다.

표 1. 채널의 특성

파라미터	W	
	2.9	3.3
$r(0)$	1.0963	1.2264
$r(1)$	0.4388	0.6729
$r(2)$	0.0481	0.1132
$\lambda_{\min}$	0.3339	0.1256
$\lambda_{\max}$	2.0295	2.7263
$\chi(R) = \lambda_{\min} / \lambda_{\max}$	6.0782	21.7132

시물레이션을 할 때 S/N비는 30 dB,  $\infty$  dB를 인가하고, 입력신호는 4000개 및 70번 반복 실험하여 전체 평균을 구하였고, 예측상수  $\beta = 0.5$ 와 양자화크기  $\Delta = 0.25$ 로 하였다.

그림 4는 SNR이 30 dB,  $w = 2.9$  및  $\mu = 0.004$ 인 경우 MADF 알고리즘의 수렴특성을 나타낸다.

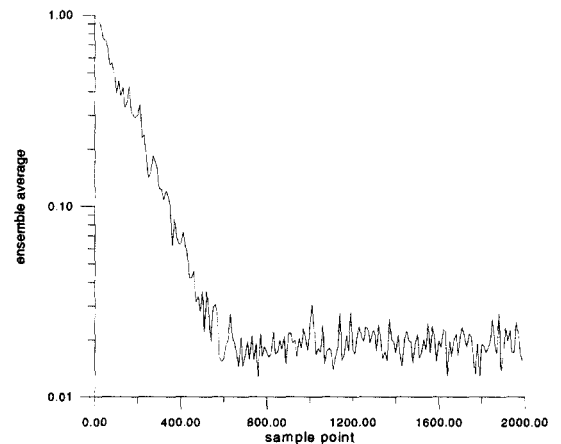


그림 4. SNR 30 dB인 경우 MADF알고리즘 수렴특성

그림 5는 SNR이  $\infty$  dB,  $w = 2.9$  및  $\mu = 0.004$ 인 경우 MADF알고리즘의 수렴특성을

나타낸다.

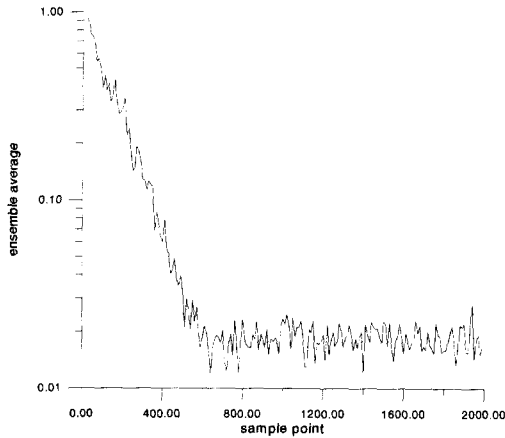


그림 5. SNR  $\infty$  dB인 경우의 수렴특성

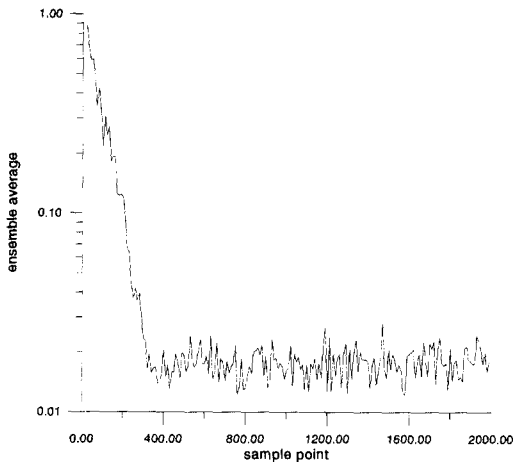


그림 6. SNR 30 dB인 경우의 Sign알고리즘 수렴특성

그림 6은 SNR이 30 dB,  $w = 2.9$  및  $\mu = 0.004$ 인 경우 Sign 알고리즘의 수렴특성을 나타낸다.

그림 7은 SNR이  $\infty$  dB,  $w = 2.9$  및  $\mu = 0.004$ 인 경우 Sign 알고리즘의 수렴특성을 나타낸다.

실험 결과 수렴특성의 변화는 Sign알고리즘이 MADF알고리즘보다 약간 개선이 되었다. 그림 4와 5의 조건에서 SNR이 커질수록 수렴신호의 변화가 약간 개선된다. 그러나 기존의 알고리즘과의 차이는 곱셈연산수를 줄임으로서 복잡성을 줄일 수 있었다.

표 2는 FSE에서의 각 알고리즘에 대한 연산수를 비교한 것이다.

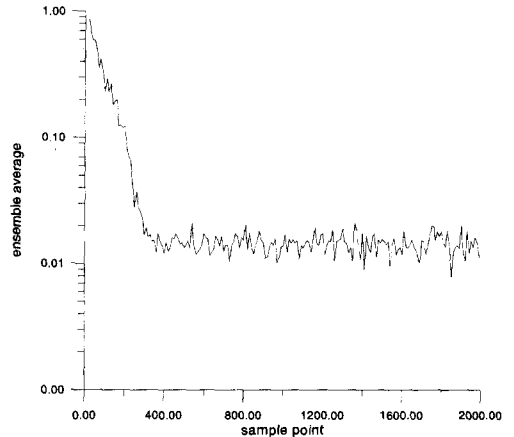


그림 7. SNR  $\infty$  dB인 경우의 수렴특성

표 2. FSE에서의 알고리즘 연산수 비교

알고리즘	곱셈수	덧셈수	총연산수
LMS	44	44	88
Sign	22	44	66
MADF	0	71	71

## VI. 결론

맥파검출기 센서로부터 맥진의 정확한 맥동을 검출하도록 맥파검출기의 채널간에 발생하는 상호신호 간섭을 감소시키기 위하여 MADF 알고리즘을 적용함으로써 수렴특성을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 필터차수가 N인 경우, MADF 알고리즘에 필요한 연산수는 DPCM의 양자화수가 5이하일 때 Sign알고리즘 연산수의  $\frac{1}{2}$ 이고, 양자화수가 6 ~ 13인 경우 거의 같게 된다. 그러나 덧셈보다 곱셈연산이 훨씬 복잡한 대부분의 경우 MADF알고리즘이 덧셈만을 사용함으로써 계산량의 복잡성을 감소시킬 수 있다.

또한 FSE에 적용할 경우 계산량이 줄어들고, 전반적으로 수렴특성이 개선됨으로서 채널의 FSE에서 안정된 성능을 보여주었다. 그러나 MADF 알고리즘은 Sign알고리즘보다 수렴성능이 저하된 것은 자체의 수렴특성이 맥파 검출기를 개발하는 과정에서

도 계속적으로 검토되어야 하고, 특히 임상을 통한 맥진기의 성능 검토가 병행되어야 한다.

참 고 문 헌

[1] 박영배, “맥진기의 現況과 展望”, 大韓韓醫 診斷學會, pp 86 - 94, 1997. 5.

[2] 박영배 외 2인, “다정보 획득을 위한 맥진기 개발과 임상적 의의”, 대한한의학회지 16(1), 499-504, 1995

[3] S.S.Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, 1986.

[4] B.Widrow and S.D.Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985.

[5] A.Peled and B.Liu, “A new approach to the realization of nonre-cursive digital filters,” *IEEE Trans. Audio and Electroacoustics*, Vol. AU-21, No. 6, pp.477-487, Dec. 1973.

[6] J.W.Lee, C.K.Un, and J.C.Lee, “Adaptive digital filtering of differentially coded signals,” *Proc. of the IEEE ICASSP.*, Tampa, FL, PP.1257-1260, March 1985.

[7] W. J. Tompkins and J. G. Webster, *Interfacing Sensors to the IBM PC*, Prentice-Hall, 1988

[8] L. Seungjik, S. Jaeho and N. Seiichi, “The Sensitivity of Finger due to Electrical Stimulus Pulse for a Tactile Vision Substitution System”, *IEICE Tran. Fundamentals*, Vol. E76-A, No. 7, pp 1204-1206, July, 1993

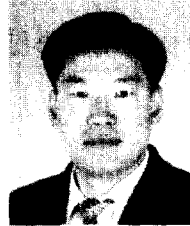
[9] V. J. Mathews, “An efficient FIR adaptive filter using DPCM and the sign algorithm,” *IEEE Trans. Acoust. ,Speech, Signal Processing*, Vol. ASSP-37, No. 1, pp.128-133, Jan. 1989.

[10] V. J. Mathews, Sung Ho Cho, “Improved Convergence Analysis of Stochastic Gradient Adaptive Filters Using the Sign Algorithm” *IEEE Trans. on ASSP*, Vol. 35, No. 4, April 1987

[11] V.J. Mathews, “An Efficient FIR Adaptive Filter Using DPCM and the Sign Algorithm”, *IEEE Trans. on ASSP*, Vol. 37, No. 1 Jan 1989

[12] Sung Ho Cho, “Convergence Analysis for Efficient Adaptive Digital Filtering Algorithm and Structures,” A dissertation submitted to the University of Utah, Aug. 1989

윤 달 환(Dal-Hwan Yoon), 정회원



1984년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업

1986년 2월 : 한양대학교 전자공학과 석사

1994년 2월 : 한양대학교 전자공학과 박사

1988년 7월~1993년 6월 : 육군사관학교 전자공학과 교수

1995년 3월~현재 : 세명대학교 전자공학과 교수

<주관심 분야> 신호처리, 전자교환통신, 이동통신, 위성통신