

논문 2009-46SD-1-8

생체신호의 적응잡음제거를 위한 비적응필터 알고리즘

(An IMADF Algorithm for Adaptive Noise Cancellation of Biomedical Signal)

윤 달 환*, 인 치 호**

(Dal-Hwan Yoon and Chi-Ho Lin)

요 약

본 논문에서 생체신호의 적응잡음을 제거하기 위해 개선된 비적응필터(IMADF) 알고리즘을 제안한다. IMADF 구조는 DPCM과 Sign 알고리즘을 사용한 MADF에 1차 예측 필터를 사용한다. 그때 생체신호를 시험하기위해서 MCG(심자도)에 기반한 심장팬텀 모델을 사용하고 신호를 분석한다. 심장팬텀의 기능들은 다극점 전류원으로부터 만들어진다. 이것은 인간의 심장과 똑같은 기능을 수행하는 역할을 한다. 실험결과 IMADF 알고리즘은 곱셈동작이 없고 덧셈동작만 MADF 알고리즘보다 2개 더 늘어났으나, 훨씬 안전한 수렴특성을 나타냈고, 계산상을 복잡성도 줄이는 결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, we have proposed the structure of the IMADF(improved modified multiplication-free adaptive filter) to cancel the adaptive noise in biomedical signals. The IMADF structure use the one-step predicted filter in the multiplication-free adaptive digital filter(MADF) structure using the DPCM and Sign algorithm. And then we use the heart phantom model based on the magnetocardiographic (MCG) to test the biomedical signals and analyze the signal of it. Their functions of the heart phantom occur from the multidipole current source. This can play role the same in the real function of the human heart to study it. In the experimental results, the IMADF algorithm has reduced the computational complexity by use of only the addition operation without a multiplier. Also, under the condition of identical stationary-state error, it could obtain the stabled convergence characteristics that the IMADF algorithm is almost same as the sign algorithm, but is better than the MADF algorithm. Here, this algorithm has effective characteristics when the correlation of the input signal is highly.

Keywords : IMADF, Heart phantom, MCG, Convergence, Signal

1. 서 론

인간과 유사한 생물의 심장은 전기신호 자극에 의해 심근이 수축함으로써 혈액의 순환을 지원하고 있다^[1]. 이러한 연구를 뒷받침하기 위해 초전도체의 양자효과를 이용하여 고감도 자속계(SQUID)가 개발되고, 심장의 활동전류에 의해 생기는 자계를 표면상의 자계 분포로

측정하는 심자도(MCG) 기술이 개발되었다^[2]. MCG가 개발됨으로써 심장내 자계의 위치 및 크기 등의 추정 이 가능하고, 심전도에서 얻어지지 않는 심장의 기전력 정보를 심도 깊게 시험할 수 있게 되었다.

생체신호는 거의 모든 주파수 대역에 걸쳐 있는 배경 잡음으로 인해 감쇄하게 된다. 따라서 생의학 신호에 대한 잡음 제거와 그 응용은 중요하다. 고전적인 필터 링기술(저대역, 고대역 및 대역통과 필터)을 이용한 배경잡음을 제거하는 시도는 어려움이 따랐다. 이처럼 유용한 정보를 얻어내는 방법이 필터 최적화 문제를 해결 하는 것이고, Wiener 필터가 처음 사용되었다^[3]. 보다 효율적인 적응필터링 방식이 입력신호들의 관계를 점차

* 정희원, 세명대학교 전자공학과
(Department of Electronic Engineering, Semyung University)

** 평생희원, 세명대학교 컴퓨터학부
(School of Computer Science, Semyung University)

※ 본 연구는 교내연구비에 의해 연구된 결과임

접수일자: 2008년11월6일, 수정완료일: 2009년1월5일

적으로 학습하고 적당히 선택된 판정에 따라 자체의 계수를 반복적으로 조정하는 것이다^[4~5].

가장 널리 사용되는 적응필터 중 하나가 최소평균제곱인 LMS^[6~7] 알고리즘이다. 이 방식은 FIR 횡단필터가 갖고 있는 각 탭의 가중치를 적응필터가 갱신하는 통계적 경사도(gradient) 알고리즘이다.

LMS 알고리즘의 가장 간단한 변형중의 하나가 추정 오차의 + 또는 - 부호만 필터계수를 갱신하는데 사용되는 사인(sign) 알고리즘이다^[8]. 제로 사인 알고리즘은 평균-오차 가격함수를 최소화하기 위한 통계적 경사도 알고리즘이고, 반면에 LMS 알고리즘은 평균-제곱 추정 오차 가격함수를 최소화하려는 알고리즘이다^[9]. LMS를 변형한 적응필터는 적응동화기, 적응 반향 제거기(echo canaeller) 및 적응예측기와 같은 응용분야에서 곱셈동작을 줄일 필요가 있다.

델타변조를 이용한 비적응필터 구현이 Peled와 Liu에 의해 처음 구현되었다^[10]. W. Lee, Un과 C. Lee는 LMS를 이용하여 DPCM (differential pulse code modulation)을 처리하는 MADF (multiplication-free adaptive digital filter)알고리즘을 제안했다^[11]. Mathews^[12]는 DPCM과 sign 알고리즘을 이용한 MADF 알고리즘을 개발하였고, Park, Youn과 Cha^[13]는 MADF의 또 다른 형태를 보였다. 특히, Mathews와 Cho^[14]는 효율적인 적응디지털 필터와 구조의 수렴특성을 해석하였다.

반면에 부호간 간섭현상(ISI)을 방지하기 위해동기식 횡단 동화기(synchronous transversal equalizer : STE)를 사용했다^[15]. 그러나 STE 잡음을 완전히 제거할 수 없고 나이퀴스트(Nyquist) 주파수 영역 밖에서 신호의 진폭과 위상을 제어할 수 없다는 단점을 갖고 있다. 이러한 문제들을 풀기 위해서 Gitlin과 Weistein은 분할동화기(fractionally spaced equalizer : FSE)를 제안했다^[16]. 그들은 FSE가 데이터 전송채널에서 심각한 지연왜곡을 보상할 수 있었음을 보였다. 그러나 지나친 샘플링으로 인해 증가된 연산동작은 필터의 성능을 다소 악화시킨다.

이외에도 Ling은 부호간 보간을 이용한 학습된 FSE를 제안했다^[17]. Leung, Chan과 Lau는 데이터 전송에서 낮은 계산량을 가진 효율적인 FSE를 제안했다^[18]. Song과 Yoon은 ISI를 줄이기 위해 변형된 MADF알고리즘의 수렴특성을 연구하였다^[19].

본 연구에서는 심장의 흥분 경로, 전류 및 전력 분포

를 알기 위해서는 심장의 구조를 알아야 할 필요성이 있다. 이러한 이유로 심장의 활동을 지배하고 있는 전류의 흐름을 이해하고 분석하여 연구 개발용으로 사용할 수 있는 심장의 팬텀을 설계하고, 신호를 분석한다.

이때 심장팬텀에서 측정된 신호에서 적응잡음을 제거하기 위해 분할동화기(FSE)를 이용한 변형된 비적응필터(IMADF) 알고리즘을 제안하고, 수렴특성 해석을 통하여 적응잡음을 제거하는 실험을 한다.

II. 심장팬텀 설계 및 적응잡음제거

심장의 안정막 전압과 활동 전압은 심장의 부위에 따라서 모양과 특성이 다르다. 그러므로 심장의 전력분포를 추정하는 것에 의해 심근의 활동을 평가할 수 있다. 전기저항은 크더라도 일정한 전류가 흐른다면 전력은 소비되고, 역으로 전기저항이 작아도 전류가 작으면 전력은 소비되지 않는다. 이 의미로부터 전력분포를 통하여 심장의 활동을 평가하는 지표로 삼는다^[20].

심장의 흥분전달경로 추정 구간 모델로서 심장을 포함한 직방체 영역에서 정적인 전압·전류계가 생긴다고 생각한다. 구간 모델의 직방체와 다른 부분과의 경계는 노이만 경계조건이 성립한다고 가정한다. 실제의 심장에서는 반드시 성립하는 경계조건은 아니나, 국소적으로 측정되어진 자계·전계 분포로부터 심장내의 전력분포가 추정가능한가의 시뮬레이션 모델로서는 타당한 모델이다^[21].

심자도 신호의 해석에 있어 추출해야 하는 정보는 다음과 같은 것들이 있을 수 있다. 심장 전기활동의 특성, 전기활동의 균일성, 자극전도의 진행 방향, 심근에

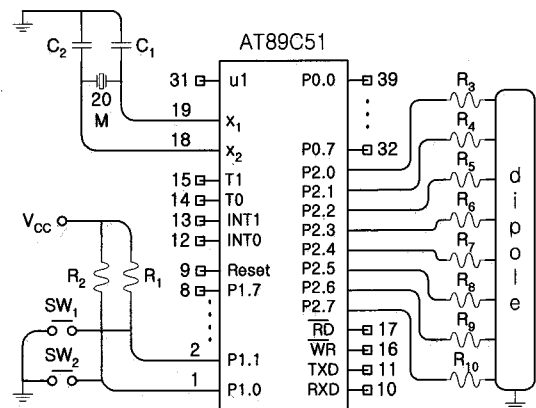


그림 1. 회로도
Fig. 1. The circuit diagram.

서의 전기활동의 강도, 심자도 시간 파형에서의 특징적인 패턴 및 심자도 공간 파형에서 특징적인 패턴 등이 있다^[22].

인공심장의 전기적인 신호를 주기위한 전류원 회로도는 그림 1과 같이 설계한다.

사용한 마이크로프로세서는 ATMEL사의 8Bit 마이크로컨트롤러(AT89C51)를 사용하고, 2차부의 전원을 독립적으로 사용하기 위해서 광결합기를 사용한다. AT89C51특징의 특징은 4K bytes의 반복 프로그램이 가능한 플래시 메모리, 0 Hz~24 MHz의 완전한 정동작, 3-레벨의 프로그램 메모리 잠금, 128×8 Bit의 내부 RAM, 32개의 프로그램 가능한 입출력선, 2개의 16 bit 타이머/카운터, 6개의 인터럽트원 및 직렬채널을 갖고 있다.

그림 2는 무자기 재질로 제작한 심장모형으로 그림 1의 전류원을 심장모형의 적절한 위치에 부착한 모형이다. 심장팬텀에서는 임상에서 중요시하는 신호원(signal source)을 8개로 분류하여 각 신호원에 해당하는 위치에 전류원(current source)을 부착한다. 표 1은 8개 전

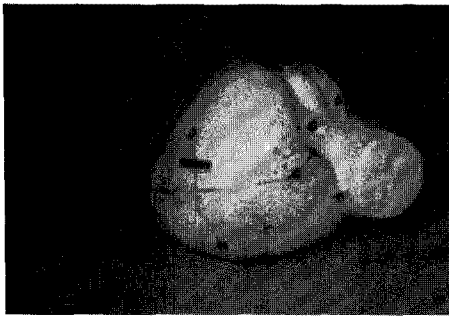


그림 2. 전류원을 부착한 심장모형
Fig. 2. Heart phantom attached the current dipole.

표 1. 8개의 전류원
Table 1. An eight current source.

전류원 번호	전류원 위치	시간범위 (sec)
제 1 전류원	SA node	0.00~0.02
제 2 전류원	좌심방	0.16~0.26
제 3 전류원	AV node	0.18~0.29
제 4 전류원	His bundle	0.30~0.32
제 5 전류원	bundle branch	0.34~0.36
제 6 전류원	우측 Purkinje	0.40~0.45
제 7 전류원	좌측 Purkinje	0.40~0.47
제 8 전류원	좌심실 재분극	0.62~0.73

류원에 전원을 제공한 시간범위 표이다.

여기서 제1전류원인 동방결절(SA node)은 정상인의 심박동을 조절하는 부위로서 상대정맥 하부의 우심방내막 하에 위치한다. 제2전류원인 좌심방 탈분극은 다른 파형에 영향을 받는다. 제 3전류원인 방실결절(AV node)은 관정맥동입구와 삼첨판 중격엽판 사이의 우심방 심내막하에 위치한다. 제4전류원인 His속(his bundle)은 심실중격 상방의 우측 심내막하에 위치한다. 제 5 전류원인 각(bundle branch)은 좌각, 우각으로 나뉜다. 우각은 심실중격의 우측심내막을 지나며, 좌각은 심실중격의 좌측심내막을 지나면서 좌각전섬유속(left anterior fascicle)과 좌각후섬유속(left posterior fascicle)으로 나누어진다. 제6전류원인 우측 퍼키니(Purkinje) 섬유는 좌우심실의 심내막하에 널리 퍼져 있는 퍼키니섬유를 통하여 좌우각에서 전기자극이 심근에 전도된다. 제7전류원인 좌측 퍼키니 섬유이다. 제8전류원은 좌심실 재분극을 나타낸다^[2].

그림 3은 표 1의 8개 채널을 특성을 통해 측정된 전류원의 타이밍도이다.

심전도 파형에서 P파는 심방의 탈분극에 의해 형성되며, 높이 2.5 mm 및 폭 0.12 초 미만인 형태이다. Ta 파는 심방의 재분극에 의해 형성되고, PR파는 0.12~0.2sec로 심방에서 심실로 흥분이 전달되어 가는데 소요되는 시간이다. QRS파는 정상폭 0.04~0.11 sec이고 0.5 mm 이하의 높이를 가지며, Q는 첫 번째 하향파, R은 첫 번째 상향파 및 S는 그 다음 하향파를 설명한다. ST 분절, T 및 U파는 심실의 재분극에 의해 형성된 파이고, QT 구간은 심실의 재분극과 탈분극 시간구간이다.

생체자기신호 팬텀의 설계 조건은 생체의 전기 전도도와 유사한 특성(전해액 혹은 전도성 실리콘), 심장의 여러 근육을 모방하는 다이폴 형태, 무자기 재질 및 저

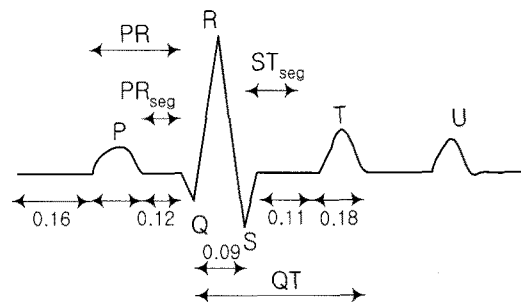


그림 3. 전류원의 타이밍도
Fig. 3. Timing diagram of current source.

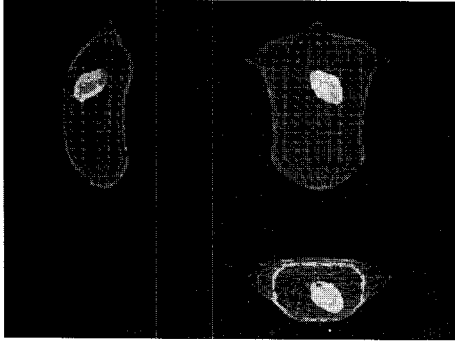


그림 4. 심장의 동체모델의 배치도
Fig. 4. Body position of heart phantom.

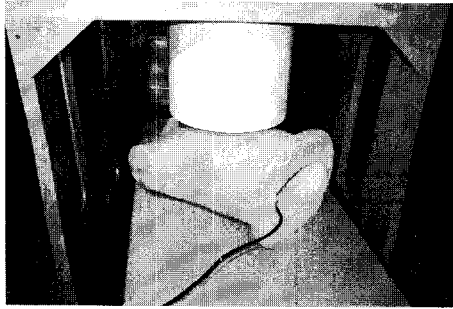


그림 5. 흉부모형
Fig. 5. The body model.

잡음 전원공급과 펄스구동기를 사용해야 한다.

그림 4는 심장 모델을 위치에 따라 그래픽으로 시뮬레이션한 것을 정면에서의 배치와 측면, 그리고, 위에서 투과적으로 내려다 본 것을 입체적으로 보여주고 있다.

그림 5는 흉부의 모형을 제작하여 심자도 시스템으로 측정하는 장면이다. 이에 인공심장과 유사한 자기장을 발생시키는 팬텀형태로 흉부와 심장의 크기는 실제 성인남성의 표준 크기로 제작하였다.

그림 5에서 심장 팬텀에서 발생한 자기장을 얻고, 이때 각 전류원으로부터 신호를 얻는다. 전류원에서 얻어진 신호들은 배경잡음을 갖고 있으며, 이러한 배경잡음을 제거하는데 적응필터를 사용한다.

그림 6은 변형된 비적응필터(IMADF) 구조를 나타낸다. IMADF 알고리즘은 갱신필터 계수에 $d'(n)$ 와 $e'(n-1)$ 를 사용하고, 1차 예측 필터를 사용한다. 적응필터에서 $d(n)$ 을 1차 입력신호, $x(n)$ 를 기준입력신호라고 하자^[11~13]. 회로 구조에서 $\hat{X}(n)$ 은 DPCM의 예측된 입력 신호벡터이고, $\tilde{X}(n)$ 은 재구성된 입력 신호벡터를 나타낸다^[14]. 또한 $B(n)$ 은 DPCM의 양자화기 출력을 구성하는 벡터라고 정의하면, $Q\{\varepsilon(n)\}$ 은 $\varepsilon(n)$ 의 각 성분들을 양자화함으로써 얻어진 벡터와 일치한다. 이때

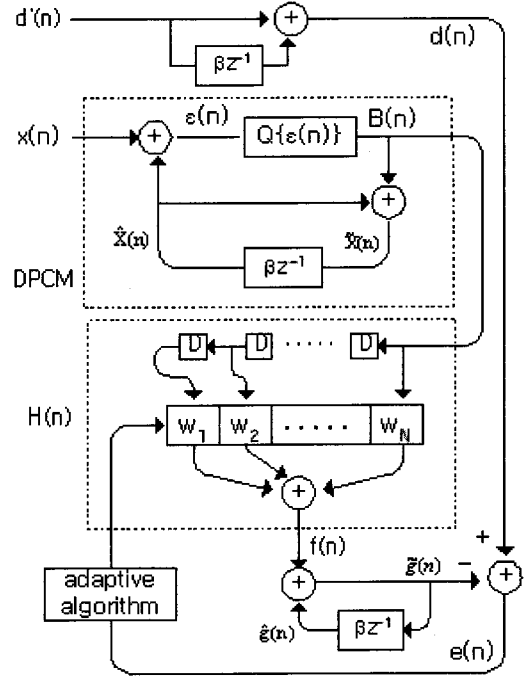


그림 6. IMADF의 블록도
Fig. 6. Block diagram of IMADF.

IMADF 블록도를 이용하여 다음과 같은 최종 전달함수를 얻을 수 있다^[14, 19].

$$H(n+1) = H(n) + \mu \tilde{X}(n) \text{sign}\{e'(n)\} \quad (2)$$

입력측의 $X(n)$, $\hat{g}(n)$ 및 $B(n)$ 에서 다음 식을 얻는다.

$$\tilde{g}(n) = \beta \tilde{g}(n-1) + [\tilde{X}^T(n) - \beta \tilde{X}^T(n-1)]H(n) \quad (3)$$

여기서 β ($0 < |\beta| < 1$)는 DPCM 구조에서 사용된 1차 예측 계수를 표시한다. 0 초기 조건과 DPCM의 재구성 오차에서 $\tilde{g}(n)$ 은 일반적인 적응필터에서 발생한 수열의 좋은 근사치를 나타낸다.

수렴특성을 분석하기 위해서 3가지 가정이 사용된다^[19]. 이때 부호 R_{xx} 는 $X(n)$ 의 자기상관행렬을 나타내고, $R_{\tilde{x}\tilde{x}}$ 는 $\tilde{X}(n)$ 의 자기상관행렬을 나타낸다. 비슷하게 R_{dx} 와 $R_{\tilde{x}x}$ 도 $d(n)$, $X(n)$ 와 $\tilde{X}(n)$ 의 상호상관벡터를 나타낸다. 이러한 방정식을 이용하면, 시간 n 에서 DPCM 구조의 재구성 오차 벡터 $\eta(n)$ 의 각 요소는 $(-\Delta/2, \Delta/2)$ 에서 균등히 분포한 공분산행렬이고 다음과 같은 식을 얻는다.

$$R_{\eta\eta} = E\{\eta(n)\eta^T(n)\} = \sigma_\eta^2 I \quad (4)$$

식(4)를 이용하면, 자기상관행렬 $R_{d\tilde{x}}$ 와 $R_{\tilde{x}\tilde{x}}$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R_{d\tilde{x}} = E\{d(n)[X(n) - \eta(n)]\} = R_{dX} \quad (5)$$

$$R_{\tilde{x}\tilde{x}} = E\{[X(n) - \eta(n)][X^T(n) - \eta^T(n)]\} = R_{XX} + \sigma_\eta^2 I \quad (6)$$

$d(n)$ 이 $\tilde{X}(n)$ 요소들의 선형결합으로 추정되면, 최적 필터 계수 벡터 H_{opt} 와 최적 오차 $e_{min}(n)$ 이 다음과 같이 주어진다^[15, 17, 19].

$$H_{opt} = R_{\tilde{x}\tilde{x}}^{-1} R_{d\tilde{x}} \quad (7)$$

$$e_{min}(n) = d'(n) - \tilde{X}^T(n)H_{opt} \quad (8)$$

식(7)로 주어진 H_{opt} 는 LMS, sign 알고리즘 및 MADF에서 주어진 식과 같다.

직교원리에 따라 $E\{e_{min}(n)\tilde{X}(n)\}$ 는 0이다. $H(n)$ 과 H_{opt} 의 차이에서 다음과 같이 계수 비정열 벡터 (coefficient misalignment vector)를 정의 할 수 있다^[14, 19].

$$V(n) = H(n) - H_{opt} \quad (9)$$

그리고 자체의 자기상관행렬 $K(n)$ 은

$$K(n) = E\{V(n)V^T(n)\} \quad (10)$$

이고, 식(9)와 (2)를 이용하면 계수 비정열 벡터에 대한 갱신방정식 $V(n+1)$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V(n+1) = V(n) + \mu\tilde{X}(n)\text{sign}\{e'(n)\} \quad (11)$$

식(11)에 (3)을 대입하면 다음과 같이 필터계수벡터 $H(n+1)$ 를 산출한다^[19].

$$H(n+1) = H(n) + \mu\tilde{X}(n)\text{sign}\{e(n) - \beta e(n-1)\} - \mu\beta\tilde{X}(n-1)\text{sign}\{e(n) - \beta e(n-1)\} \quad (12)$$

Mathews^[14]에 의하면 식(11)의 수렴조건이 고려되어야 한다. 어떤 수렴조건에서 최적계수 H_{opt} 가 다음과 같이 계산된다.

$$H_{opt} = R_{\tilde{x}\tilde{x}}^{-1} R_{d\tilde{x}} = R_{XX}^{-1} R_{dX} \quad (13)$$

이제 갱신방정식 $K(n)$ 이 필요하다. 식(11)를 (10)에 대입하면 계수비정열 벡터로 평균제공동작에서 다음과 같은 식을 얻는다^[18].

$$K(n+1) = K(n) + \mu^2 R_{\tilde{x}\tilde{x}} - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\mu}{\sigma_e'(n)} [K(n)R_{\tilde{x}\tilde{x}} + R_{\tilde{x}\tilde{x}}K(n)] \quad (14)$$

평균제공 추정오차의 일정상태 응답을 얻기 위해서 다음 극한값을 얻는다^[8, 17-18].

$$\sigma_e^2(\infty) \approx \xi_{min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sqrt{\xi_{min}} \text{tr}\{R_{\tilde{x}\tilde{x}}\} \quad (15)$$

$$K(\infty) = K'(\infty) = \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_e'(\infty) I \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \xi_{min}' &= E\{e_{min}'^2(n)\} \\ &= E\{d'^2(n)\} - H_{opt}^T R_{d\tilde{x}} \end{aligned} \quad (17)$$

일정상태를 가정하면, 다음 식을 얻는다^[19].

$$\sigma_e^2(\infty) = (1 + \beta^2)\sigma_e^2(\infty) \quad (18)$$

$$\xi_{min}' = (1 + \beta^2)\xi_{min} \quad (19)$$

여기서 ξ_{min} 은 $E\{e_{min}^2(n)\}$ 을 나타내고, 자기상관행렬 R_{XX} 에 따라 $\text{tr}(R)$ 을 이용하면, 식 (15)은 다음과 같다.

$$\text{tr}\{R_{BB}\} = (1 - \beta^2)\text{tr}\{R_{\tilde{x}\tilde{x}}\} \quad (20)$$

그러므로 식(15)를 표현하면 식(21)과 같다.

$$\sigma_e^2(\infty) = \xi_{min} + \frac{1 - \beta^2}{\sqrt{1 + \beta^2}} \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{\pi \xi_{min}}{2}} [\text{tr}\{R_{XX}\} + N\sigma_e^2] \quad (21)$$

σ_e^2 은 DPCM의 양자화 오차로 MADF 알고리즘과 비교하면 $(1 - \beta^2)/\sqrt{1 + \beta^2}$ 의 변형 형태가 나타난다. IMADF 알고리즘은 동일한 정상상태에서 MADF 알고리즘보다 빠르게 수렴한다. 그러나 1-차 예측계수를 사용한 성능은 악화될 수 있다. IMADF 알고리즘의 장점은 입력신호의 상관성이 높게 이루어져야 한다.

주파수 종속에 따른 위상과 진폭 왜곡을 보상하는 것

은 빠른 데이터 전송의 불편함을 보상하는 것이다. 따라서 부분적으로 분할된 신호처리를 구현하는데 다수의 부호율로 샘플링하는데 유리하다. ISI 현상을 설명하는데, $nT+t_0$ 구간에 전송된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다^[19].

$$r(nT+t_0) = a_n + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq n}}^{N-1} a_j h(nT+t_0-jT) + N(nT+t_0) \quad (22)$$

여기서 t_0 는 지연시간, a_n 는 원천 신호, a_j 는 전송된 전송된 정보신호, $h(t)$ 는 채널 임펄스응답 및 $N(t)$ 는 백색 가우시안잡음(Gaussian noise)이다. 식 (22)의 두 번째 항은 ISI 현상을 나타낸다.

지연탭 kT/M (k 와 M 은 정수, $M > k$)로 대치된 분할등화기(fractionally spaced equalizer : FSE)의 출력은 다음 식을 얻는다.

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_n r(nT+t_0 - \frac{kT}{M}) \quad (23)$$

여기서 C_n 은 필터계수, N 은 지연탭의 차수이다. 이제 FSE의 입력 신호가 T 로 샘플되면, $2\pi/L$ 를 가진 등화기의 스펙트럼은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F_L(\omega) = C_L(\omega) \sum_{k=0}^{N-1} H(\omega + k \frac{2\pi}{L}) e^{j(\omega + 2k\pi/L)\tau} \quad (24)$$

여기서 τ 는 지연시간이다. $\pi/L > (1+\alpha)\pi/T$ 의 지연 스펙트럼은 $k=0$ 에서만 존재한다^[17, 19]. T/M 양자화 계수는 각각 부호의 평균제곱오차에 기반하여 매번 입력 신호를 갱신한다. 그때 필터 계수는 다음과 같다.

$$C_k(n+1) = c_k(n) - \mu \text{sign } e'(n) r(nT+t_0 - \frac{kT}{M}) \quad (25)$$

여기서 $C_k(n+1)$ ($0 \leq k \leq N-1$)은 $(n+1)_th$ 의 k_{th} 번째 필터 계수를 나타내고, μ 는 수렴상수이다. 따라서 IMADF 알고리즘에서 FSE를 이용하면 데이터 전송에서 발생하는 ISI 영향을 방지할 수 있고, 0 곱셈으로 인해 계산상의 복잡도를 줄일 수 있다.

III. 실험결과

본 연구에서 외부의 잡음을 제거하고 전자장에 의한 미약 신호를 측정하기 때문에 완전차폐조건으로 자기차폐실 안에서 실험한다. MCG시스템에 팬텀을 측정위치

에 놓는다. 1차부에 5V 전원과 연결하고, 2차부는 2.5V에 5mA를 걸어준다. 이때 MCG시스템 구동 뒤, 동조시키고 측정에 들어가며, 센서부를 체크한다. 원하는 채널을 선택하고 센서제어부에서 센서를 제어하면, 시작시간과 샘플링 간격 등의 정보를 정한다.

그림 7은 50초 동안 측정된 자장 신호의 변화를 신호로 나타내 주고 있다. 제작한 전류원의 8개 다이폴에 전원을 가하면 문제가 발생된 부분에서는 다이폴 주변이 붉은 색으로 자장맵을 형성한다. 제한한 IMADF 알고리즘 식(4)의 계산상의 복잡도를 줄이기 위해 2의 음의 멱수 값으로 μ 를 선택하고, β 는 2의 음의 정수 멱수 형태이며, 양자화 스텝 크기 Δ 는 2의 정수 멱수 값이 된다.

식(4)와 (5)에서 μ 와 β 를 선택할 때, μ 의 곱셈이 비트이동동작과 1 추가 동작으로 대치된다. 게다가 $B(n)$ 의 각 성분이 양자화 스텝 Δ 의 정수곱이고, 식 $H(n)$ 의 각 곱셈이 비트이동동작으로 대치된다. 여기서 DPCM 구조에 13개 양자화 레벨($-6 \Delta \sim 6 \Delta$)을 사용한다. 각 곱셈이 두 개의 비트이동동작과 하나의 가산 동작으로 처리될 수 있다. 그러므로 그림 6에서 필터 구조는 자체의 구현에서 곱셈이 필요 없다.

IMADF 알고리즘의 수렴특성을 해석하기 위해서 13개 양자화 레벨과 22개 지연탭을 사용하고, 0-평균의 백색 가우시안잡음 및 독립적인 입력신호를 가정한다. 2000개 샘플의 입력신호를 사용하였고, 평균제곱오차(MSE)는 40 또는 70으로 구했다. 표 2의 데이터를 이용하여 실험하면, 첫째 $W=2.7$, 2.9 또는 3.3, $\mu = 0.0078(2^{-7})$, SNR = 30 dB 또는 ∞ dB에서 MSE를 구한다. 그때 $\beta = 2^{-1}$ 와 $\Delta = 2^{-2}$ 를 선택한다. 둘째 정상상태 오차를 고려한 수렴상수 μ 를 선택하고,

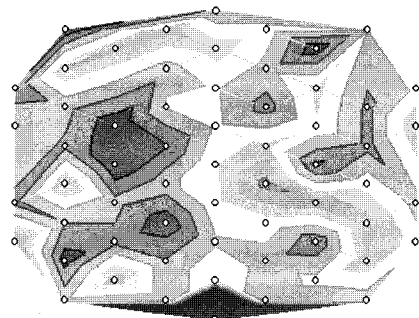


그림 7. 8개 전류원에 대한 자장 맵
Fig. 7. Electromagnetic map of 8 dipole.

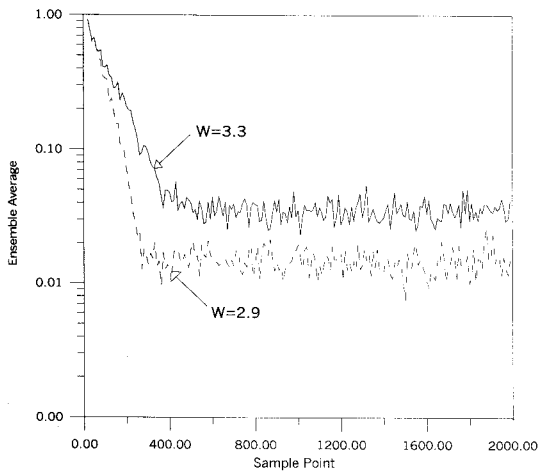


그림 8. W에 대한 IMADF의 수렴특성
Fig. 8. Convergence of IMADF about W.

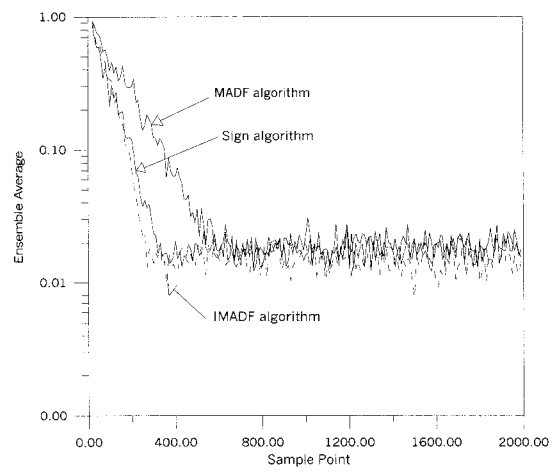


그림 10. 3개 알고리즘의 수렴특성비교
Fig. 10. Comparison of Sign, MADF and IMADF algorithm.

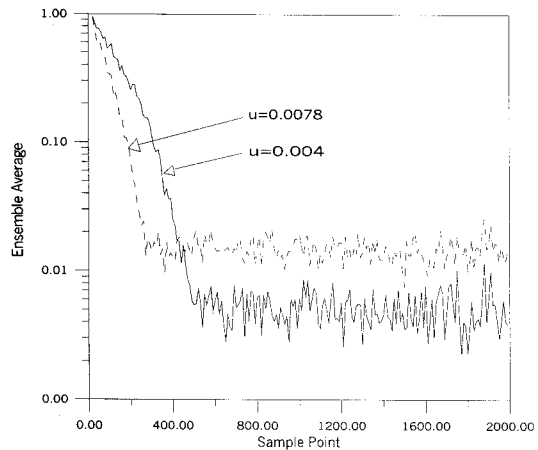


그림 9. μ 에 따른 IMADF의 수렴특성
Fig. 9. Convergence of IMADF about μ .

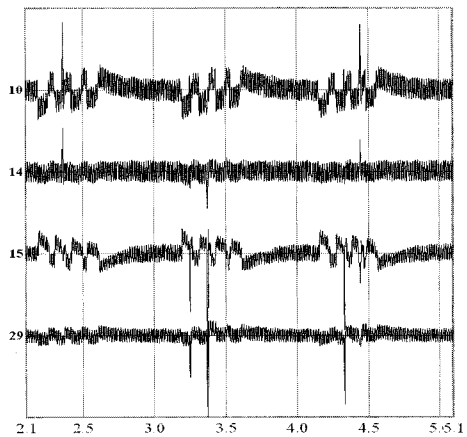


그림 11. 4개의 채널에서 측정된 신호
Fig. 11. 4 channel signal.

W에 따라 SNR을 변화 시키면서 수렴특성을 해석한다.

그림 8은 $SNR = 30 \text{ dB}$, $\beta = 2^{-1}$, $\Delta = 2^{-2}$ 및 $\mu = 0.0078$ 에서 W를 변화 시킨 IMADF 알고리즘의 수렴곡선을 나타낸다.

그림 8에서 W를 줄일 때 MSE의 수렴특성이 훨씬 개선됨을 보인다. 또한 $SNR = \infty$ 로 할 때, 비슷한 결과들이 발견된다. 이것은 수렴특성이 입력신호의 자기상관치가 작을 때 더 효과적임을 의미한다.

그림 9는 실험 조건은 $SNR = 30 \text{ dB}$, $\beta = 2^{-1}$, $\Delta = 2^{-2}$ 및 $W = 2.9$ 에서 μ 의 변화에 따른 실험결과이다. μ 가 증가할 때 수렴특성이 훨씬 개선됨을 보여준다. 또한 $SNR = \infty \text{ dB}$ 일 때 비슷한 결과를 발견한다. 그림 8와 9에서 $W=2.9$ 와 $\mu = 0.0078$ 일때 수렴특성이 보다 효과적임을 보여준다.

그림 10은 실행수 70, $\mu = 0.0078$, $SNR = 30 \text{ dB}$,

$\beta = 2^{-1}$, $\Delta = 2^{-2}$ and $W = 2.9$ 일때 Sign, MADF 및 IMADF 알고리즘을 비교한다. 여기서 FSE를 적용한 IMADF 알고리즘이 다른 알고리즘보다 더욱 안정한 성능을 보여준다. 그러므로 실험에서 IMADF 알고리즘이 곱셈동작없이 Sign 알고리즘과 거의 동일한 수렴특성을 갖는다. MADF 알고리즘과 비교할 때, IMADF 알고리즘의 수렴특성은 MADF 특성보다 성능이 우수하나, 2개 증가된 가산 동작을 갖고 있다.

그림 11은 MCG시스템의 10, 14, 15, 29 채널에서 측정된 심자도 신호를 나타낸 것이다. 위의 실험은 한 주기를 1sec로 정하고 SA node에서부터 좌심실 재분극까지 나오는 신호의 간격을 0.65으로 하여 팬텀의 심자도를 측정한 것이다. 그러나 각 채널에서 잡음이 섞인 형태로 신호가 나타난다. 그림 11은 기본적으로 배경잡음을 갖고 있다.

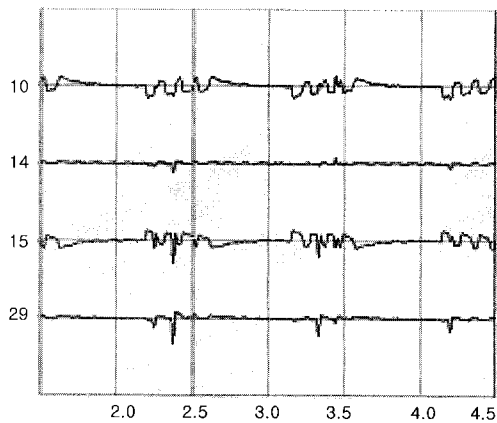


그림 12. IMADF 알고리즘을 적용한 결과
Fig. 12. Results applied for IMADF.

그림 12는 저대역필터를 통과시키고 배경 잡음을 제거하기 위해서 IMADF 알고리즘을 적용한 신호이다.

저대역 필터는 약 40 Hz 이상의 실제 시스템의 전원 잡음 60 Hz, 시스템 노이즈 및 주변 잡음을 제거하는 특성을 갖고 있다.

V. 결 론

심장의 흥분 경로 및 전류 및 전력 분포를 알기 위해 다극 전류원이 설계되었고, 이때 8Bit 마이크로프로세서 AT89C51를 사용하고, 2차부의 전원을 독립적으로 사용하기 위해서 광결합기를 사용하여 제작하였다. 실험한 결과 다소 정확성이 떨어졌으나 전류원 프로토타입을 개발함으로써 채널에 대한 심장모델의 개념이 입증되었다.

또한 제한한 IMADF 알고리즘은 1-단계 예측 필터를 이용한 필터구조로 오차 σ^2 과 μ 가 작으면, 알고리즘은 효율적인 특성을 갖는다. 그러나 과잉 샘플링으로 FSE의 연산동작은 다소 증가되었다. IMADF 알고리즘은 곱셈기 없이 가산동작만을 이용할 때 계산상의 복잡성을 줄였다.

Reference

[1] 이원로, 심장학, 고려의학출판부, 1998.
[2] Keri 보고서 "61ch 심자도 시스템 개발" 한국전기기술훈연구소, 2002.
[3] N. Wiener, *Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of stationary Time series with Engineering Application*, Cambridge, MA : The

MIT Press, 1949.

- [4] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1985.
[5] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1986.
[6] B. Mulgrew and C. F. N Coean, *Adaptive Filters and Equalizers*, Hingham, MA : Kluwer Academic Publishers, 1988.
[7] B. Widrow, *Adaptive Filters*, in R. Kalman and N. De Claris, Eds, *Aspects of Network and System Theory*, Newyork, NY : Rinehart, and Winstom, pp. 563-589, 1971.
[8] N. A. M Verhoeckx and T. A. C. M Classen, "Some consideration on the design of adaptive digital filters equipped with the sign algorithm," *IEEE Trans. Communication*, Vol. COM-32, No.3, pp.258-266, Mar.1984.
[9] Paul. Embree, *C Algorithms for Real-Time DSP*, Prentice-Hall, 1995
[10] A. Peled and B. Liu, "A new approach to the realization of nonrecursive digital filters," *IEEE Trans. Audio and Electroacoustics*, Vol.AU-21, No.6, pp.477-487, Dec.1973.
[11] I. W. Lee, C. K. Un and J. C. Lee, "Adaptive digital filtering of differentially coded signal," *Proc. of the IEEE ICASSP*, Tampa, FL, pp.1257-1260, Mar. 1985.
[12] V. J. Mathews, "An efficient FIR adaptive filter using DPCM and the Sign algorithm," *IEEE Trans. ASSP*, Vol.37, No.1, pp.128-133, Jan.1989.
[13] T. H. Park, D. H. Youn and I. W. Cha, "Multiplication-free adaptive filters," *Proc. of IEEE*, Vol.76, No.5, pp.632-634, May 1988.
[14] V. J. Mathews and S. H. Cho, "Improved convergence analysis of stochastic gradient adaptive filters using the sign algorithm," *IEEE Trans. On Acoustics. Speed, and Signal Processing*, Vol. Assp -35, No.4, pp.450-454, April 1987.
[15] D. Smalley, "Equalization Conceptts : A tutorial," Texas Instrument, Application Report, Oct. 1994.
[16] R. D. Glitin and S. B. Weinstein, "Fractionally speed equalization ; An improved digital transversal equalizer," *B. S. T. J.*, Vol.60, No.2, Feb, 1981.
[17] F. Ling, "On Training Fractionally Spaced Equalizers Using Intersymbol Interpolation," *IEEE Trans. Communication*, Vol. COM-37, pp. 1096-1099, Oct.1989.

- [18] S. H. Leung, B. L. Chan and S. M. Lau, "An efficient fractionally spaced equalizer with low computations for Data transmission," Proc, Int.Symp. On signal processing and it App : Gold Coast, Australia, pp.311-314, Aug.1990.
- [19] S. Y. Song and D. H. Yoon, "Convergence characteristics of MMADF Algorithm with the ISI Reduction for Data Transmission," Proc. of the 1999 ITC-CSCC Vol.2, pp.1294-1297, July 1999.
- [20] R. Hren, G.Stroink, Z.Trontelj "Localization of Septal Accessory Pathways using Simulated Magnetic Field Maps as Templates" University of Ljubljana
- [21] T. Oostendorp, K. Pesola "Non-inversive Determination of the Activation Sequence of the Heart based on Combined ECG and MCG Measurement" Laboratory of Medical Physics, University of Nijmegen
- [22] M. Ziolkowski, J. Haueisem, U.Leder "Application of Equivalent Ellipsoid Technique to Analysis of 3D CurrentDensity Reconstruction" KETiI Technical University of Szczecin, Szczecin, Poland

 저 자 소 개

윤 달 환(정회원)
 대한전자공학회 논문지
 제45권SD편 제11호 참조
 현재 세명대학교 전자공학과 교수

인 치 호(평생회원)
 대한전자공학회 논문지
 제42권SD편 제6호 참조
 현재 세명대학교 컴퓨터학부 교수