

GPS 수신기를 위한 적응 횡단 필터에서 적응 알고리즘의 성능 평가

*최진규¹, 이건우², 박찬식³, 이대열⁴, 이호근⁵, 황동환⁶, 이상정⁷

¹한국해양연구원(Tel: 042-869-0423 E-mail: jkch0525@moeri.re.kr)

²충남대학교, 전자공학과(Tel: 042-825-3991 E-mail: lliiv@cslab.cnu.ac.kr)

³충북대학교, 전기전자컴퓨터공학부(Tel: 043-261-3259 E-mail: chansp@chungbuk.ac.kr)

⁴국방과학연구소(Tel: 042-821-3491 E-mail: hogan@add.re.kr)

⁵국방과학연구소(Tel: 042-821-3310 E-mail: ldy0310@yahoo.co.kr)

⁶충남대학교, 전기정보통신공학부(Tel: 042-821-5670 E-mail: dhhwang@cnu.ac.kr)

⁷충남대학교, 전기정보통신공학부 (Tel: 042-821-6582 E-mail: eesjl@cslab.cnu.ac.kr)

Abstract: 적응 횡단 필터는 상관 전 처리 기법으로서 실시간 간섭 신호 제거가 가능한 시간 영역 신호처리 기법을 사용한다. 적응 횡단 필터는 협대역 간섭 신호에 좋은 성능을 나타내며, 구현이 용이하고 높은 효율성을 갖는다. 적응 횡단 필터의 구성은 입력 샘플 신호의 지연 탭을 위한 FIR 필터와 전파 간섭 신호의 크기와 주파수를 결정하는 가중치 생성부로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 가중치 생성부에 적용 되는 알고리즘 중 상대적으로 연산량이 적은 LMS와 NLMS를 적용한 적응 횡단 필터를 설계하고, GPS 수신기에 적용 하였다. 실제 측정치를 이용한 다양한 실험에 의한 항법 성능 평가를 통하여 NLMS가 LMS보다 좋은 성능을 나타냄을 확인하였다.

Keywords: GPS, 간섭 제거, 적응 횡단 필터(ATF), 최소 평균 제곱(LMS)

1. 서 론

GPS(Global Positioning System)는 대역 확산 기법을 사용하여 전파 간섭에 비교적 강인한 특성을 갖는다. 그러나 원거리에서 송신된 GPS의 신호 전력은 매우 미약하여, 고의적이거나 비의의적인 전파 간섭에 취약한 특성을 나타낸다. 이러한 재밍의 취약성을 보완하기 위하여 다양한 신호 처리 방법과 여러 분야의 필터링 기법이 개발 적용되어 왔다. GPS 수신기에서 적응 선형 필터를 이용한 간섭 제거 기법은 크게 시간 영역, 주파수 영역, 크기 영역으로 분류할 수 있다. 빠른 실시간 응답 속도가 요구되는 GPS 수신기에서는 주로 시간 영역에서의 처리 기법을 적용하고 있다. 이 중 유한 임펄스 응답 구조를 사용하는 대표적인 전파간섭 기법으로 적응 횡단 필터(Adaptive Transversal Filter)가 많은 응용분야에서 적용되고 있다 [1, 2].

적응 횡단 필터는 전파 간섭의 주파수와 크기를 추정하여 FIR필터가 노치(Notch) 특성을 갖도록 FIR필터의 계수를 결정하는 가중치 생성부와 임펄스 응답부로 분류 할 수 있다. FIR필터의 노치특성은 결정된 계수에 따라 노치의 깊이가 결정된다. 노치의 깊이는 필터 사용에 의한 신호의 손실과 간섭 제거 성능과 밀접한 관계를 가지고 있다. 본 논문에서는 FIR필터의 계수를 결정하는 가중치 생성부에 적용되는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘과 NLMS(Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 설계하고, 이를 GPS 수신기에 적용했을 때의 성능을 GPS 시뮬레이터와 신호 발생기로부터 획득한 신호를 이용하여 비교/평가 하였다.

2. 적응 횡단 필터

적응 횡단 필터는 선형 예측 필터의 한 형태로 협대역 입력 신호간의 상관 특성을 이용하여 재밍을 제거한다. GPS 위성

신호는 광대역 특성을 가지며 잡음 수준보다 낮은 전력으로 수신 되지만, 협대역 전파간섭은 상대적으로 높은 신호 전력 수준이 유지한다. 이러한 전파 간섭을 제거하기 위해 적응 횡단 필터는 노치를 생성한다. 노치의 생성은 FIR 필터와 필터의 전달함수를 결정하는 가중치 생성부로 나뉜다. 간섭의 주파수와 크기 등을 추정하여 FIR 필터의 계수를 결정하는 가중치 생성부는 LMS(Least Mean Squares), NLMS(Normalized LMS), RLS(Recursive Least Square)등의 알고리즘을 적용하여 구현한다. 이러한 구조를 갖는 적응 횡단 필터의 구조는 그림 1과 같다. 그림 1에서 출력 Y_i 는 식 (1)과 같다.

$$Y_i(t) = w_0 X_i(t) - W(t)^T U(t), w_0 = 1 \quad (1)$$

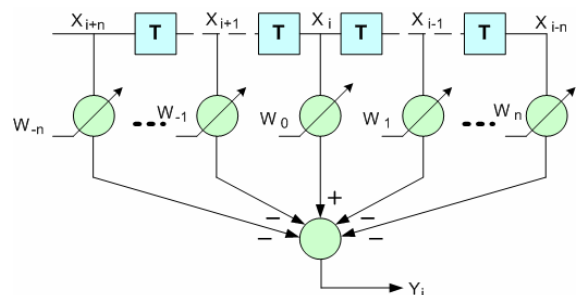


그림 1. 적응 횡단 필터의 구조

Figure 1. Structure of Adaptive Transversal Filter.

여기서 가중치 벡터 $W(t)$ 와 입력 벡터 $U(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} W(t) &= [w_{-n}(t) \Lambda w_n(t)] \\ U(t) &= [X_{i+n}(t) \Lambda X_{i-n}(t)] \end{aligned} \quad (2)$$

그림에서 필터의 가중치 $w_i(i = -n, \Lambda, n)$ 는 좌우 대칭 형태로 이루어지며 대칭 값을 갖는다. 즉 과거 샘플과 미래 샘플 값에 대하여 동일한 가중치를 사용하므로, 가중치를 결정하는 필터의 연산량을 반으로 줄일 수 있다 또한 고정된 크기의 지연 외에 지연 왜곡이 없는 선형 위상 특성을 갖는 ATF를 구현할 수 있다.

필터의 전달 함수는 식(3)과 같이 표현할 수 있다. 단 $w_0 = 1$ 이다.

$$H(z) = -w_n z^0 - w_{n-1} z^{-1} - \Lambda + w_0 z^n - \Lambda - w_{n-1} z^{-2n+1} - w_n z^{-2n} \quad (3)$$

2.1 노치 필터 설계

적응 횡단 필터는 FIR 필터의 특성 중 협대역 신호의 간섭을 줄이는 노치 필터의 특성을 이용한다. 노치 필터를 설계하기 위해 FIR 필터의 전달 함수에서 주어지는 계수에 따른 주파수 응답의 변화와 극점의 위치에 따른 노치 특성을 분석하였다. 식 (4)는 노치 특성을 분석하기 위한 2차 전달함수이다. ω_0 는 간섭 신호의 주파수 성분이다[3].

$$H(z) = z^{-1}(z - ae^{-j\omega_0})(1 - az^{-1}e^{j\omega_0}) = 1 - 2az^{-1} \cos \omega_0 + a^2 z^{-2} \quad (4)$$

그림 2는 FIR 필터의 계수 a에 따른 노치의 특성을 나타낸 것으로 계수 a의 변화에 따라 노치의 깊이가 결정됨을 확인할 수 있다. 적응 횡단 필터의 가중치에는 간섭 신호의 주파수 성분도 포함되어 있으므로, 가중치 값에 따라서 노치의 생성 주파수가 결정된다. 따라서 적응 횡단 필터에서 적응 알고리즘으로 계산된 가중치는 FIR 필터의 노치의 깊이와 위치를 결정함을 확인할 수 있다.

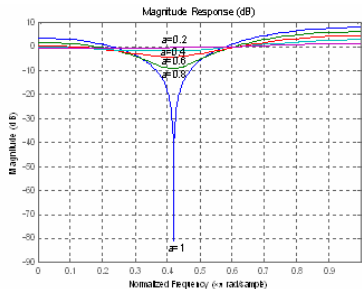


그림 2. FIR 필터의 계수에 따른 노치 특성
Figure 2. Notch Characteristics FIR filter.

2.2 적응 알고리즘

적응 횡단 필터에서 사용되는 가중치 생성 알고리즘은 LMS, NLMS, RLS등을 사용한다. 적응 횡단 필터를 구현할 때 구현이 용이하고, 상대적으로 연산량이 적은 LMS 알고리즘과 NLMS 알고리즘을 적용하여 적응 횡단 필터를 설계하고, 수렴 속도 및 오버 슈트에 의한 정상상태 오차가 항법에 결과에 미치는 영향을 비교 하였다 [4, 5].

2.2.1 LMS(Least Mean Squares)

LMS 알고리즘은 평균 제곱 오차 (MSE: Mean Squares Error) 값을 최소로 만드는 알고리즘으로 적응 횡단 필터를 이용한 간섭제거에서는 간섭이 포함된 신호로부터 추정된 간섭과 기준 입력 신호의 오차 제곱을 최소화 시키도록 적절한 가중치를 선택한다. 실제 GPS 위성 신호는 수신 전력이 잡음보다 낮은 값을 가지며, 간섭 이외의 다른 요인에 의하여 실제 신호 모델링이 불가능하므로 간섭이 인가된 입력 신호 X_i 를 기준신호로 사용한다. 이때 식 (2)에 적용되는 가중치는 식(5)의 Wiener 방정식으로 나타낼 수 있다 [4, 5].

$$W = R^{-1}P \quad (5)$$

여기서 W 는 가중치 벡터를 나타내고, R 은 입력 신호 샘플의 상관 행렬로서 식(6)로 표현할 수 있으며, P 는 입력 신호와 원하는 신호간의 교차 상관 행렬이며 식 (7)과 같이 표현한다 [4].

$$R = E[X_i(t)X_i(t)^T] \quad (6)$$

$$P = E[X_i(t)X_{i-k}(t)^T] \quad (k = 1, \Lambda, 2n) \quad (7)$$

식 (7)에서 기대 값은 ATF의 입력이 시간에 따라 변하는 유한한 구간의 값을 사용하는 구조이므로 순시 값을 이용하여 계산하며, 이때 기대 값은 이산시간 평균으로 식 (8)과 같이 계산한다 [4]

$$E[X_i X_{i-k}^T] = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^{2n} (X_i X_{i-k}^T) \quad (8)$$

가중치를 결정하기 위해서 식 (5)와 같이 행렬 R 의 역행렬을 계산해야 하므로 계산량이 많아 구현이 용이하지 못하다. 이를 피하기 위하여 최대 경사법(Steepest Descent)를 사용하여 반복적으로 가중치를 결정한다. 식 (9)에 최대 경사법을 나타내었다 [4, 5].

$$W(t+1) = W(t) + \mu E[Y_i(t)X_i(t)] \quad (9)$$

LMS 알고리즘은 필터 지연 탭 수에 해당하는 입력 샘플을 사용하여 순시 값을 도출 하기 때문에 식 (10)와 같이 Widrow-hoff 알고리즘을 사용할 수 있다 [4, 5].

$$W(t+1) = W(t) + \mu Y_i(t)X_i(t) \quad (10)$$

여기서 필터의 수렴속도를 결정하는 적응 상수 μ 는 일반적으로 값이 작으면 수렴 속도가 느리지만, 발산하지 않으며, 값이 크면 수렴속도는 빠르지만 발산 할 수 있다.

적응 상수 μ 의 범위는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있으며, 여기서 tap-input power는 FIR 필터의 탭 입력들의 MSE 값들의 합이고, Wiener 방정식의 상관 행렬 R 의 고유값 중 가장 큰 값인 λ_{max} 의 역수의 두 배로 표현할 수 있다 [4]

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{tap-input power}} = \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (11)$$

LMS 알고리즘의 경우 적응 상수 μ 의 범위를 만족시키는 값 중 충분히 작은 값을 사용함으로써 가중치의 오조절 (misadjustment)에 따른 오차를 줄인다

2.2.2 NLMS(Normalized Least Mean Squares)

LMS 알고리즘은 입력 X_i 가 클 때, 잡음 또는 간섭의 신호의 증폭 현상이 발생하거나, 유동적인 신호에 대해 대처할 수 없는 단점을 가지고 있다. NLMS 알고리즘은 식(11)에서 보는 바와 같이 LMS 알고리즘과 다른 적응 상수 $\hat{\mu}$ 을 사용하지만 식(10)과 비교했을 때 적응 상수 $\hat{\mu}$ 와 입력 신호 X_i 와 연산이 μ 과 같은 역할을 수행하기 때문에 입력 신호의 변화에 유동적으로 대처 할 수 있다.

$$W(t+1) = W(t) + \frac{\hat{\mu}}{X_i^T X_i} Y_i(t) X_i(t) \quad (12)$$

NLMS 알고리즘에서 가중치를 생성할 때 식 (11)에서 보는 바와 같이 입력되는 샘플에 따라 필터 이득의 값이 달라진다. LMS 알고리즘에 비해 연산량이 조금 많아 진다는 단점이 있지만, 유동적인 입력 신호에 대처할 수 있는 장점을 가지고 있다.

3. 성능 분석 실험 결과

3.1 실험 환경

실험을 위한 적응 횡단 필터는 12차 FIR 필터에 LMS 알고리즘과 NLMS 알고리즘을 적용하여 가중치를 생성하는 필터를 설계하였다. 실험에 사용한 입력 신호는 12비트 양자화된 데이터를 출력하는 데이터 수집장치를 이용하여 수집한 신호를 사용했다. 신호에 인가한 간섭은 CW(Continuous Wave)를 사용하였으며, 실제 전파 간섭이 인가될 때 환경을 적용하기 위하여 최초 1분 30초 동안은 간섭을 인가하지 않고, 이후에 간섭을 인가한 신호와 처음부터 간섭을 인가하였을 때 신호를 데이터 수집장치를 이용해 수집하여 사용했다. 수집된 데이터를 설계한 ATF로 처리한 후 후처리 프로그램을 이용하여 항법 성능 결과를 확인하였다. 인가된 간섭은 데이터 수집장치의 RF부가 포함되지 않는 범위 내에서 각각 JSR 25dB, 30dB, 35dB를 사용하였다.

3.2 가중치 수렴 속도 비교

적응 횡단 필터에 적용되는 가중치의 수렴은 전반적으로 비슷한 경향을 보이기 때문에 대표적으로 W_5 를 추출하여 그림 3, 4, 5, 6, 7, 8로 나타내었다.

3.2.1 신호 획득 전 간섭 인가

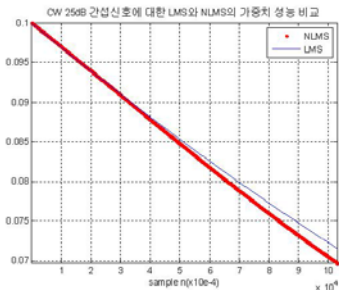


그림 3. NLMS와 LMS의 가중치 수렴 성능 (25dB CWI)
Figure 3. Performance of weight convergence both NLMS and LMS (25dB CWI).

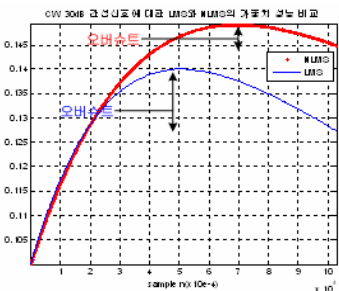


그림 4. NLMS와 LMS의 가중치 수렴 성능 (30dB CWI)
Figure 4. Performance of weight convergence both NLMS and LMS (30dB CWI).

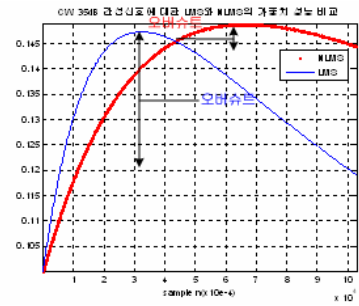


그림 5. NLMS와 LMS의 가중치 수렴 성능 (35dB CWI).
Figure 5. Performance of weight convergence both NLMS and LMS (35dB CWI).

그림 3, 4, 5는 수신기의 전원이 인가되는 처음부터 간섭을 인가했을 때 적응 횡단 필터의 가중치 변화를 확인한 것이다. 그림에서 실험 시간 동안 가중치가 정상 상태에 이르지 못했지만, 실험에 사용된 모든 간섭에 대해 NLMS의 수렴 속도가 빠르게 나타나고 오버 슈트 또한 작은 크기를 나타냄을 확인할 수 있다. 오버 슈트의 영향에 의한 정상상태의 오차 방향 성능에 미치는 영향은 3.3 절에서 확인 하였다.

3.2.2 신호 추적 중 간섭 인가

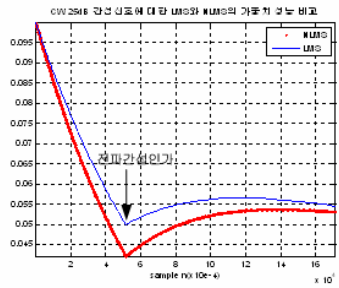


그림 6. LMS와 NLMS의 가중치 수렴 성능 (25dB CWI)
Figure 6. Performance of weight convergence both NLMS and LMS (25dB CWI).

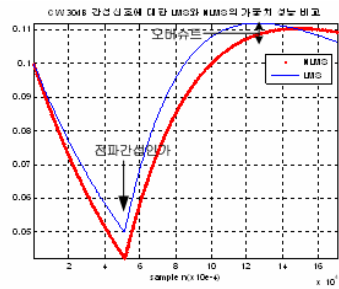


그림 7. LMS와 NLMS의 가중치 수렴 성능 (30dB CWI)
Figure 7. Performance of weight convergence both NLMS and LMS (30dB CWI).

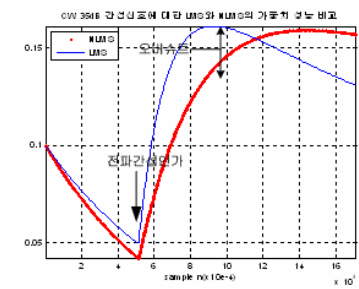


그림 8. LMS와 NLMS의 가중치 수렴 성능 (35dB CWI)
Figure 8. Performance of weight convergence both NLMS and LMS (35dB CWI).

그림 6, 7, 8은 최초 1분 30초 동안 간섭을 인가하지 않고, 1분 30초 이후에 간섭을 인가하여 신호를 획득하고 추적 중인 상태에서 간섭이 인가됐을 때 적응 횡단 필터 가중치의 변화를 확인한 것이다. 전파 간섭이 인가되기 전까지는 가중치가 0에 가까운 값으로 수렴 중임을 확인할 수 있고, 전파 간섭이 인가된 후에 전파 간섭의 전력과 주파수를 추정된 가중치가 실험 시간 동안 수렴하지 못하였음을 확인하였다.

그림 6, 7, 8에서 NLMS보다 LMS가 가중치 수렴에 오랜 시간이 걸림을 확인할 수 있다. 또한 LMS를 적용한 적응 횡단 필터의 가중치는 고정된 적응 상수 μ 을 갖기 때문에 신호 전력의 변화에 있어 유동성을 갖지 못하고, NLMS를 적용한 적응 횡단 필터의 가중치 보다 큰 오버 슈트가 발생함을 확인할 수 있다.

그림 3, 4, 5, 6, 7, 8의 실험 결과를 통하여 고정된 적응 상수 μ 를 갖는 LMS 알고리즘을 적용하여 가중치를 생성시 입력 신호의 변화에 유동적 응답하지 못하고 적응 상수 μ 의 크기만큼 변화를 주며 가중치를 생성하여 수렴하고, 적응 상수 μ 의 영향으로 오버 슈트가 크게 나타남을 확인할 수 있다.

3.3 방법 성능에 미치는 영향

본 절에서는 두 개의 적응 알고리즘을 적용한 적응 횡단 필터를 사용하여 간섭을 제거 할 때 주파수 응답을 확인하고, 방법을 하였을 때 성능을 비교하였다.

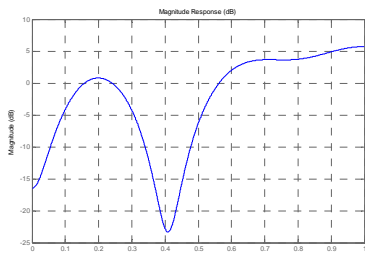


그림 9. 적응 횡단 필터의 주파수 응답(LMS, 35dB CWI)
Figure 9. Frequency response of ATF(LMS, 35dB CWI).

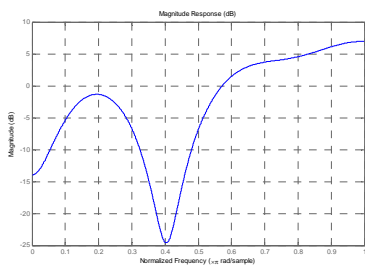


그림 10. 적응 횡단 필터의 주파수 응답(NLMS, 35dB CWI)
Figure 10. Frequency response of ATF(NLMS, 35dB CWI).

그림 9, 10은 35dB의 간섭 신호를 적용하였을 때 두 개의 적응 알고리즘을 적용한 적응 횡단 필터의 주파수 응답을 나타낸 것으로 LMS를 사용하였을 때 보다 NLMS를 사용하였을 때 노치의 깊이가 깊은 것을 확인할 수 있다. 이는 LMS를 적용했을 때 보다 NLMS 적용했을 때 조금 더 많은 간섭을 제거 했음을 의미한다.

표 1, 2는 LMS와 NLMS를 적용한 필터를 사용하여 항법을 수행한 결과를 수평오차(CEP, m)와 수직오차 (RMS, m)로 나타내었다. 표에서 NLMS를 적용한 적응 횡단 필터가 LMS를 적용한 적응 횡단 필터의 항법 결과보다 적은 오차를 나타냄을 확인할 수 있다. 동일한 신호를 사용하여 간섭을 제거하고, 후처리 프로그램을 사용한 실험 결과인 점을 고려했을 때 두 개의 적응 알고리즘이 항법 성능에 미치는 영향임을 확인할 수 있다. 즉, 앞에서 언급한 가중치 수렴 속도와 오버 슈트의

영향을 그림 9, 10의 주파수 응답에서 확인 했고, 이에 대한 항법의 결과는 표 1, 2와 같이 NLMS를 사용하였을 때 적은 오차가 발생함을 확인할 수 있다.

표 1. 수평오차(CEP, m)
Table 1. Horizontal Accuracy (CEP, m).

	신호 획득 전			신호 추적 중		
	25dB	30dB	35dB	25dB	30dB	35dB
LMS	3.3661	3.1843	5.6230	3.4524	2.5843	3.7088
NLMS	3.1747	3.5548	5.4745	2.9292	2.4565	3.4690

표 2. 수직오차(RMS, m)
Table 2. Vertical Accuracy (RMS, m).

	신호 획득 전			신호 추적 중		
	25dB	30dB	35dB	25dB	30dB	35dB
LMS	3.7576	5.5689	5.4684	3.4845	2.1535	4.9224
NLMS	3.3485	4.8404	5.1656	2.5725	1.9622	3.101

4. 결론

본 논문에서는 GPS 수신기에서 효율적으로 간섭 신호를 제거하는 적응 횡단 필터를 설계하고, 적응 횡단 필터에 적용되는 적응 알고리즘인 LMS와 NLMS의 성능을 비교 하였다. 데이터 수집장치를 이용하여 수집한 간섭 신호를 이용한 실험 결과에 의하면 NLMS를 사용하였을 때가 LMS를 사용하였을 때 보다 가중치 수렴 속도가 빠를 뿐만 아니라 신호 전력에 유동적으로 반응하여 가중치를 결정하고, 오버 슈트에 의한 정상 상태 오차의 영향이 적응을 항법 성능을 통하여 확인 하였다. 또한 데이터 수집장치와 후처리 수신기 프로그램을 이용하여 항법을 수행한 결과 NLMS를 적용한 적응 횡단 필터가 LMS를 적용한 적응 횡단 필터보다 적은 수직오차와 수평오차를 나타냄을 확인하였다. 이상의 결과로부터 NLMS 알고리즘이 LMS 알고리즘에 비하여 수렴속도와 위치정확도 면에서 나은 선택임을 확인할 수 있다.

상대적으로 구현이 용이하고 연산량이 적은 LMS와 NLMS 알고리즘 중 가중치의 수렴 속도가 빠르고 오버 슈트에 의한 정상상태 오차 정도가 적은 NLMS알고리즘을 적용한 적응 횡단 필터의 설계가 바람직하다.

실제 ATF의 하드웨어 구현을 위해서는 LMS알고리즘 또는 NLMS 알고리즘 적용에 따른 연산량 및 처리속도에 대한 연구와 더불어 적절한 적응 상수의 결정에 대한 추가 연구가 필요하다.

참고 문헌

1. Bradford W. Parkinson and James J. Spilker Jr., *Global Positioning System: Theory and Applications*, American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc., 1996.
2. Elliott D. Kaplan, *Understanding GPS principles and applications second edition*, Artech House Publishers, 2006.
3. Chenshu Wang, Alan R. Lindsey, 'Optimum Interference Excision in Spread Spectrum Communication Using Open-Loop Adaptive Filter,' *Signal Processing Magazine, IEEE*, Vol. 46, NO. 7. July 1999.
4. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1991.
5. R.A. Monzingo and T.W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley & Sons, New York, NY, 1980.
6. Bernard Widrow, Samuel D. Stearns *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, Inc., 1985.