

선형 홀센서 기반의 모터 회전속도 측정을 위한 평균 최소 자승 추정기

論 文

57-5-21

Least Mean Square Estimator for Motor Frequency Measurement Based on Linear Hall Sensor

崔 珂 熒* · 羅 元 祥** · 郭 基 錫** · 尹 泰 星*** · 朴 珍 培†

(Ga-Hyoung Choi · Won-Sang Ra · Ki-Seok Kwak · Tae-Sung Yoon · Jin-Bae Park)

Abstract – Motor frequency can be measured by a hall sensor. Among the many hall sensors, a linear type hall sensor is good at high accuracy frequency measuring problem. However, in general, this linear type hall sensor has DC offset which can vary along sensor's operating voltage change. Therefore, In motor frequency measurement problem using the linear hall sensor, it needs an estimator that can estimate frequency and DC offset simultaneously. In this paper, we propose the least mean square estimator to estimate motor frequency. To verify its performance, we compare the LMS estimator with a commercial analog tachometer. Experimental results shows the proposed LMS estimator works well in varying frequency and stationary DC offset.

Key Words : Hall sensor, Least mean square, Least square, DC offset, Frequency estimation

1. 서 론

일반적인 DC 모터의 회전 속도를 제어하기 위하여 제어 시스템은 모터의 회전 각속도를 센서로부터 받아들여 제어기에 공급한다. 차량의 창문 제어에 사용되는 모터도 마찬가지로 홀센서라는 회전을 감지할 수 있는 센서를 기반으로 제어되며 모터와 홀센서가 결합되어 있는 형태로 제품이 출시된 모터가 차량에 장착되어 판매되고 있다. 홀센서는 홀 효과(Hall effect)를 이용하여 자석의 N극이 가까이 다가오면 높은 전압의 출력을 내고 S극이 다가오면 낮은 전압의 출력을 내도록 만들어진 센서다. 이 센서는 크게 구형과 출력을 내는 홀센서(latch type Hall sensor)와 정현파 출력을 내는 선형 홀센서(linear type Hall sensor)로 구분되며 구형과 출력의 홀센서는 최대 최소 전압만을 표현하기 때문에 모터의 각속도를 측정하기 위해서는 파형의 최대 최소점을 개수하는 방식을 일반적으로 사용한다[11, 12]. 선형 홀센서는 자석의 극이 다가오는 정도에 따라 출력을 내기 때문에 시간에 따른 모터의 회전을 구형과 출력의 홀센서보다는 더 정확하게 나타내어 모터의 정밀한 회전 각속도를 계산할 수 있다.

백색 잡음환경에서 단일 정현파의 주파수 추정 문제는 오래 전부터 연구되었으며 대표적으로 신호의 공분산(covariance)에서 고유 벡터와 고유치를 이용하여 주파수를

추정하는 PHD(Pisarenko Harmonic Decomposer)방법이 있다 [13]. H. C. So는 2002년 논문 [1]에서 최소 자승 형식의 추정기를 제안하고 측정 잡음으로 인해 발생하는 주파수의 편향(biased) 오차를 비용함수(cost function)의 변형 방법 [2-4]을 이용하여 제거하였다. 또한 [1]에서 제안된 형식의 추정기가 기존의 PHD 주파수 추정 방법과 유사한 형태이며 더 좋은 결과를 낼 수 있음을 실험을 통하여 검증하였다. H. C. So는 2004년 논문 [5]에서 평균 최소 자승(least mean square) 형식의 DFE(Direct Frequency Estimator)를 제안하였으며 이는 기존 최소 자승 형식의 추정기 보다 계산량면에서 이점이 있어 실시간 구현에 더욱 적합한 장점이 있다.

그러나 앞에 열거한 주파수 추정 방법은 신호에 DC 오프셋(offset)이 없는 단일 정현파에 대한 주파수 추정이기 때문에 신호에 DC 오프셋이 있는 경우에는 DC 오프셋의 제거를 위한 사전 정보가 필요하다. 이에 대한 방법으로 Miodrag D. Kušljević는 2004년 논문 [6]에서 정현파 신호의 주파수뿐만 아니라 DC 오프셋도 추정 할 수 있도록 주파수와 DC 오프셋 각각을 상태변수로 설정한 상태 공간 방정식을 정의하였고, 기존의 최소 자승 형식인 가중 최소 자승(Weighted Least Square)방법을 이용하여 추정기를 제안하였다. [6]의 추정기는 가중치 매개변수를 이용하여 시스템의 수렴 속도 및 추정치의 정밀성 요구 조건에 따라 사용자가 조정할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 [6]의 추정기는 측정 행렬에 불확실성이 포함되어 있기 때문에 [14]에서도 언급한 바와 같이 주파수 추정 결과에는 편향오차가 포함되게 된다.

모터의 회전 각속도를 추정하고 기존의 추정기의 성능을 비교 분석하기 위하여 본 논문에서 사용한 선형 홀센서는 출력 신호에 DC 오프셋을 포함하고 있다. 또한 센서의 DC 오프셋은 선형 홀센서의 동작 전압(V_{DD}) 변화에 따라 변한

* 學生會員 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

** 正 會 員 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

*** 正 會 員 : 창원대학교 전기공학과 교수

† 교신저자, 正會員 : 연세대학교 전기전자공학과 교수

E-mail : jbpark@yonsei.ac.kr

接受日字 : 2008年 1月 9日

最終完了 : 2008年 3月 24日

다. 전원 공급 회로의 불안정이 야기할 수 있는 센서 동작 전압의 변화는 센서의 DC 오프셋 변화로 연결되어 DC 오프셋에 대한 고정된 사전 정보만 가지고 있을 경우 추정 오차를 증가시킬 수 있다. 따라서 선형 홀센서를 이용하는 추정기는 정현파의 주파수뿐 아니라 DC 오프셋도 추정 가능한 형태로 설계될 필요가 있다.

본 논문에서는 선형 홀센서를 이용하여 모터의 회전속도를 추정하는 문제에 기존의 최소 자승 형식의 추정기보다 개선된 계산량을 보이면서 주파수 추정 결과의 이론적인 동작 특성에 편향 오차가 포함되지 않은 DFE 추정기를 이용하였다. DFE 추정기에 DC 오프셋 추정기능을 추가하여 동일한 LMS 형태의 추정기를 새롭게 제안하였고 제안된 LMS 추정기의 성능은 DC 오프셋의 변화가 없을 때 기존의 DFE와 같은 형태의 결과가 나오는 것을 수식과 실제 실험을 통해 증명하였다. DC 오프셋의 변화가 있을 때 기존의 DFE는 고정된 DC 오프셋 정보로 인하여 주파수 추정결과에 오차를 지니지만 제안된 LMS 추정기는 기존의 추정기보다 안정된 성능을 보였다. 추정 성능은 DFE 추정기의 동작 특성 분석 방법과 동일한 방법으로 이론적으로 조사하고 실제적인 성능은 실제 차량에 장착되는 창문 제어 모터에 선형 홀센서를 적용하여 회전속도를 측정하고 측정된 결과를 고가의 아날로그 타코미터와 비교하여 제안된 추정기의 우수성을 검증하였다.

2. 평균 최소 자승 추정기

2.1. DFE 추정기

DC 오프셋이 없는 단일 가변 주파수의 추정문제에서 H. C. So는 [5]에서 LMS 형식의 추정기를 이용하여 측정값으로부터 주파수를 기존의 최소 자승(least square)방식 보다 좀더 개선된 계산량으로 주파수를 추출해 낼 수 있는 DFE 추정기를 제안하였다. 먼저 [5]에서 사용된 신호 모델링은 다음과 같다.

$$d_k = A \cos(w_k k) + v_k = s_k + v_k \quad (1)$$

A는 신호의 진폭이고 v_k 는 평균이 0이고 분산이 R_k 인 백색 잡음이다. 이 신호를 측정하기 위한 샘플링 주파수가 충분히 큰 경우는 $w_k \approx w_{k-1} \approx w_{k-2}$ 라고 가정할 수 있으며 다음과 같은 선형 예측 형태로 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} d_k &= 2\cos(w_k)(d_{k-1} - v_{k-1}) - d_{k-2} + (v_k + v_{k-2}) \\ \hat{d}_k &= 2\cos(\hat{w}_k)(d_{k-1}) - d_{k-2} \end{aligned} \quad (2)$$

정리한 식 (2)에 따라 측정치의 추정 값 오차는 $e_k = d_k - \hat{d}_k$ 이 되며 이 값을 이용한 평균 자승 형식의 비용 함수는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$E[e_k^2] = 2A^2 \{ \cos(\hat{w}_k) - \cos(w_k) \}^2 + 2 \{ 2 + \cos(2\hat{w}_k) \} R_k \quad (3)$$

정의된 비용 함수는 추정 주파수(\hat{w}_k)가 실제 주파수(w_k)와 같을 때 최소값을 가질 수 있지만 우변의 $2 \{ 2 + \cos(2\hat{w}_k) \} R_k$ 는 추정 주파수에 의존하는 값이기 때문에 비용 함수의 평균

최소값은 추정 주파수에 따라 변하기 때문에 편향된(biased) 주파수를 추정할 수 있다. 따라서 이 문제를 해결하기 위해 [2-4]는 비용 함수의 형태를 변형하는 방법을 제안하였으며 논문 [5]에서는 다음과 같은 unit-norm을 이용한 방법을 사용하였다.

$$\begin{aligned} E[\zeta_k^2] &= \frac{E[e_k^2]}{2 \{ 2 + \cos(2\hat{w}_k) \}} \\ &= \frac{A^2 \{ \cos(\hat{w}_k) - \cos(w_k) \}^2}{\{ 2 + \cos(2\hat{w}_k) \}} + R_k \end{aligned} \quad (4)$$

변형된 평균 비용 함수에서는 추정 주파수(\hat{w}_k)가 실제 주파수(w_k)와 같을 경우 우변이 신호잡음의 분산 값인 R_k 만을 갖게 됨으로 추정치에 편향(bias)이 발생하지 않게 된다. 이와 같은 정리로 2002년 H. C. So는 논문[1]에서 최소 자승 형식의 추정기를 제안하여 PHD 방법과 비교한 후 식의 유사성 및 우수성을 검증하였으며 앞에서 언급한 2003년 [5]에서 평균 최소 자승 형태로 식 (5)와 같은 DFE를 기존 최소 자승 형식의 추정기보다 계산량면에서 우수하고 Adaptive IIR-BPF 와 Adaptive IIR-Pisarenko 추정기 보다 주파수가 변하는 환경에서 더 좋은 적응성을 나타냄을 발표하였다.

$$\begin{aligned} \hat{w}_{k+1} &= \hat{w}_k - \frac{1}{2} \mu \frac{\partial \zeta_k^2}{\partial \hat{w}_k} \\ &= \hat{w}_k - \mu e_k \{ (d_k + d_{k-2}) \cos(\hat{w}_k) + d_{k-1} \} \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서 사용된 비용 함수의 변화율($\partial \zeta_k^2 / \partial \hat{w}_k$)는 다음과 같은 변형된 비용 함수의 일차 미분값을 사용하였다.

$$\frac{\partial \zeta_k^2}{\partial \hat{w}_k} = \frac{2 \sin(\hat{w}_k)}{\{ 2 + \cos(2\hat{w}_k) \}^2} e_k \{ (d_k + d_{k-2}) \cos(\hat{w}_k) + d_{k-1} \} \quad (6)$$

그러나 DFE 추정기는 식 (6)에서 나타낸바와 마찬가지로 추정 각속도(\hat{w})가 0에서 π 사이의 값을 취할 때 우변의 $2 \sin(\hat{w}_k) / \{ 2 + \cos(2\hat{w}_k) \}^2$ 값은 비용 함수의 일차 미분 값의 부호를 변경시키지 않는다. 따라서 DFE 추정기는 이 값을 생략하여 나머지 항만을 비용 함수의 미분함수($\partial \zeta_k^2 / \partial \hat{w}_k$)로 사용하였다.

DFE의 수렴성은 먼저 미분함수($\partial \zeta_k^2 / \partial \hat{w}_k$)로 사용한 $e_k \{ (d_k + d_{k-2}) \cos(\hat{w}_k) + d_{k-1} \}$ 값의 평균을 취한 값으로 다음과 같이 추정주파수의 각속도 (\hat{w}_k)가 실제 주파수의 각속도 (w_k) 와 일치하는 경우 0이 됨으로 증명하였으며,

$$\begin{aligned} E[e_k \{ (d_k + d_{k-2}) \cos(\hat{w}_k) + d_{k-1} \}] \\ = E \left[\left\{ \begin{aligned} &s_k + s_{k-2} - 2\cos(\hat{w}_k)(s_{k-1} - q_{k-1}) \\ &\quad - (q_k + q_{k-2}) \end{aligned} \right\} \right. \\ \left. \times \left\{ \begin{aligned} &(s_k + s_{k-2} + q_k + q_{k-2}) \cos(\hat{w}_k) \\ &\quad + s_{k-1} + q_{k-1} \end{aligned} \right\} \right] \\ = A^2 \{ \cos(\hat{w}_k) \cos(2w_k) - \cos(2\hat{w}_k) \cos(w_k) \} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (8)에서 이차 미분 함수 $\partial^2 \zeta_k^2 / \partial (\hat{w}_k)^2$ 가 $\hat{w}_k = w_k$ 에서 $w \in (0, \pi)$ 일 때 항상 양수가 만족됨을 보였다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial A^2 \{ \cos(\hat{w}_k) \cos(2w_k) - \cos(2\hat{w}_k) \cos(w_k) \}}{\partial \hat{w}_k} \Bigg|_{w_k = \hat{w}_k} \\ = A^2 \sin(w) \{ 2\cos^2(w) + 1 \} \end{aligned} \quad (8)$$

2.2 주파수 및 DC 오프셋 추정을 위한 LMS 추정기

센서 출력에 DC 오프셋이 포함되어 있는 선형 홀센서의 출력값은 식 (1)에서 정의한 신호에 DC 오프셋 항을 추가하여 다음과 같은 형태로 모델링 할 수 있다.

$$d_k = A \cos(w_k k) + v_k + h_k = s_k + v_k + h_k \quad (9)$$

이를 이용하여 기존의 DFE와 같은 형태로 전개하기 위해 두가지 가정을 사용하였다. 첫째, 추정기가 적용되는 시스템의 샘플링 주기가 추정 정보를 추출하는데 충분히 짧다고 가정하여 식 (2), (3)과 같은 방법으로 인접한 샘플의 각 속도는 서로 같다고 ($w_k \approx w_{k-1} \approx w_{k-2}$) 가정하였다. 둘째, 또 하나의 추정 변수인 DC 오프셋의 경우에도 마찬가지로 인접한 샘플의 DC 오프셋 값은 선형 관계 ($2h_{k-1} \approx h_k + h_{k-2}$)에 있다고 가정하였다. 이 두가지 가정에 따라 발생하는 오차는 식 (9)에 있는 잡음(v_k) 항에 반영된다. 통계적인 특성을 이용한 추정기의 경우는 추정 변수의 비선형성이 잡음항으로 반영되어 통계적 특성에 변화를 주어 백색 잡음이라고 가정하여 전개한 추정기 성능에 영향을 미칠 수 있다. 그러나 본 논문에서 제안하는 추정기의 기반이 되는 DFE 추정기는 시스템 잡음의 통계적인 특성을 활용하지 않기 때문에 상대적으로 안정적인 성능을 낼 수 있으며 충분한 샘플링 주파수가 보장되는 시스템일 경우 언급한 두가지의 가정은 본 논문에서 제안하는 LMS 추정기에 적용하는데 유효하다고 할 수 있다. 위 가정을 적용하여 DFE와 동일한 형태로 선형 홀센서 측정값의 추정치(\hat{d}_k) 및 오차(e_k)와 비용함수를 식 (10), (11)과 같이 정의하였다.

$$d_k = 2\cos(w_k)(d_{k-1} - v_{k-1} - h_{k-1}) - d_{k-2} + 2h_{k-1} + (v_k + v_{k-2}) \quad (10)$$

$$\hat{d}_k = 2\cos(\hat{w}_k)(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) - d_{k-2} + 2\hat{h}_{k-1}$$

$$e_k = d_k - \hat{d}_k$$

$$E[e_k^2] = 2A^2 \{ \cos(\hat{w}_k) - \cos(w_k) \}^2 + 4(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \{ \cos(\hat{w}_k) - 1 \}^2 + 2\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\} R_k \quad (11)$$

변형된 식 (10)와 (11)은 추정 DC 오프셋(\hat{h}_{k-1})이 실제 DC 오프셋(h_{k-1})과 같은 경우 식 (2), (3)과 같은 형태가 된다. DFE 추정기와 같은 형태로 unit-norm 을 이용하여 주파수 추정치에 편향이 없도록 비용함수를 식 (12)와 같이 재 정의하였다.

$$E[\zeta_{LMSk}^2] = \frac{E[e_k^2]}{2\{2 + \cos(\hat{w}_k)\}} \quad (12)$$

$$= \frac{A^2 \{ \cos(\hat{w}_k) - \cos(w_k) \}^2}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}} + \frac{2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \{ \cos(\hat{w}_k) - 1 \}^2}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}} + R_k$$

식 (12)에서 $\hat{w}_k = w_k, \hat{h}_k = h_k$ 인 경우에 최소값 R_k 을 갖는 비용함수를 LMS 추정기 형태로 만들기 위하여 추정 주파수(\hat{w}_k)와 추정 DC 오프셋(\hat{h}_k)으로 각각 미분을 하면 식 (13)과 (14)와 같이 표현된다. 변형된 비용함수를 이용한 각각의 미분 식 (13)과 (14)를 가지고 DFE와 같은 형식으로 LMS 형태의 추정기를 나타내면 식 (15), (16)과 같은 형태

로 표현할 수 있다.

$$\frac{\partial \zeta_{LMSk}^2}{\partial \hat{w}_k} \quad (13)$$

$$= \frac{2\sin(\hat{w}_k)e_k}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}^2} \left[(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \{2 + \cos(2\hat{w}_k)\} + \cos(\hat{w}_k)e_k \right]$$

$$= \frac{2\sin(\hat{w}_k)e_k}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}^2} \left[(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) + \cos(\hat{w}_k)(d_k + d_{k-2} - 2\hat{h}_{k-1}) \right]$$

$$\frac{\partial \zeta_{LMSk}^2}{\partial \hat{h}_{k-1}} = \frac{e_k \{-2\cos(\hat{w}_k) - 2\} \{2 + 2\cos(2\hat{w}_k)\}}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}^2} \quad (14)$$

$$= \frac{-2e_k \{ \cos(\hat{w}_k) + 1 \}}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}}$$

$$\hat{w}_{k+1} = \hat{w}_k - \mu_w e_k \left\{ \frac{(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1})}{\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\} + \cos(\hat{w}_k)(d_k + d_{k-2} - 2\hat{h}_{k-1})} \right\} \quad (15)$$

$$\hat{h}_k = \hat{h}_{k-1} + \mu_h e_k \{ \cos(\hat{w}_k) + 1 \} \quad (16)$$

DC 오프셋(\hat{h}_{k-1})이 실제 DC 오프셋(h_{k-1})과 같은 경우 식 (15)는 DC 오프셋에 관련된 항이 제거되어 DFE 추정기에서 전개한 식 (5)와 같은 형태가 된다. 그러나 DFE 추정기에서 나타난 식 (4)와는 다르게 식 (12)에는 DC 오프셋과 주파수가 연관된 항이 추가되어 있다. 이 항으로 인하여 추정치는 상호 영향을 미치게 되고 한쪽의 추정오차가 다른 쪽의 추정 오차를 유발 시키게 된다. 추정치의 상호 연관성은 다음 절인 LMS 추정기 수렴 영역 분석에서 다루었으며 실제적인 영향은 실험을 통하여 나타내었다.

2.3 LMS 추정기의 수렴 영역 분석

기존의 DFE 추정기에서 선형 홀센서의 측정값으로부터 주파수와 DC 오프셋을 동시에 추정하기 위하여 제안한 LMS 추정기의 수렴영역은 논문 [5]의 성능검증에 사용한 식 (7), (8)을 이용하여 변형된 비용함수의 일차 미분값과 이차 미분값을 구하고 그 값의 평균적인 동작을 조사하는 방법으로 살펴보았다. 그러나 LMS 추정기는 DFE와 다르게 DC 오프셋에 관련된 항이 있기 때문에 DC 오프셋의 추정 오차가 존재하는 경우와 존재하지 않는 경우로 나누어, 먼저 오차가 없는 경우에 기존의 DFE와 같은 형태의 안정도 해석을 할 수 있음을 살펴보았고, DFE에서는 실제 주파수와 추정주파수가 일치하는 영역에서만 추정기의 안정도를 살펴보았지만 본 논문에서는 주파수의 추정 결과에 따라 제안한 추정기가 발산할 수 있음에 착안하여 주파수에 따른 수렴영역을 조사하였다. 다음으로 DC 오프셋에 추정 오차가 존재하는 경우에 대하여 DC 오프셋과 연관된 항이 주파수 추정식에 영향을 미칠 수 있기 때문에 주파수 추정값의 안정화를 위한 주파수 허용범위를 계산하였다.

LMS 추정기의 수렴 영역 분석은 [5]에서와 마찬가지로 $2\sin(\hat{w}_k)/\{2 + \cos(2\hat{w}_k)\}^2$ 값은 비용함수의 일차 미분값의 부호에 영향을 미치지 않기 때문에 식 (13)에서 이 값을 제외한 나머지 부분의 평균적인 동작을 식 (17)과 같이 나타내었다. 식 (17)은 $w_k = \hat{w}_k$ 와 $h_{k-1} = \hat{h}_{k-1}$ 을 만족할 때, 즉 추정값과 실제값이 같을 경우 일차 미분 값이 0을 만족할 수

있으며 [5]의 DFE 안정도 해석식과 일치한다.

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2 \zeta_{LMS_{\hat{w}_k}}}{\partial \hat{w}_k} \\ &= e_k \left[(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) + \cos(\hat{w}_k)(d_k + d_{k-2} - 2\hat{h}_{k-1}) \right] \\ & E \left[\frac{\partial^2 \zeta_{LMS_{\hat{w}_k}}}{\partial \hat{w}_k} \right] \\ &= E \left[e_k \left\{ (d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \cos(\hat{w}_k)(d_k + d_{k-2} - 2\hat{h}_{k-1}) \right\} \right] \\ &= E \left[\left\{ d_k + d_{k-2} - 2\hat{h}_{k-1} \right\} \right. \\ & \quad \left. \left\{ -2\cos(\hat{w}_k)(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \right\} \right. \\ & \quad \left. \times \left\{ (d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \cos(\hat{w}_k)(d_k + d_{k-2} - 2\hat{h}_{k-1}) \right\} \right] \\ &= E \left[2 \left\{ \cos(2w_k)\cos(\hat{w}_k) - \cos(w_k)\cos(2\hat{w}_k) \right\} (s_{k-1})^2 \right. \\ & \quad \left. - 2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \left\{ 2\cos^2(\hat{w}_k) - \cos(\hat{w}_k) - 1 \right\} \right. \\ & \quad \left. + (q_k^2 + q_{k-2}^2 - 2q_{k-1}^2)\cos(\hat{w}_k) \right] \quad (17) \\ &= A^2 \left\{ \cos(2w_k)\cos(\hat{w}_k) - \cos(w_k)\cos(2\hat{w}_k) \right\} \\ & \quad - 2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \left\{ \cos(2\hat{w}_k) - \cos(\hat{w}_k) \right\} \end{aligned}$$

그러나 DC 오프셋의 추정값과 실제값이 다른 경우 우변의 DC 오프셋 관련항에 $\{\cos(2\hat{w}_k) - \cos(\hat{w}_k)\}$ 이 연관되어 있기 때문에 DC 오프셋의 수렴 지연은 주파수 추정 결과에 편향된 오차로 나타날 수 있음을 알 수 있다.

다음으로 변경 비용함수의 이차 미분 값의 범위가 양수를 만족하는지 조사하기 위하여 한 번 더 미분하여 정리하였다.

$$\begin{aligned} & E \left[\frac{\partial^2 \zeta_{LMS_{\hat{w}_k}}}{\partial (\hat{w}_k)^2} \right] \quad (18) \\ &= A^2 \left\{ -\cos(2w_k)\sin(\hat{w}_k) + 2\cos(w_k)\sin(2\hat{w}_k) \right\} \\ & \quad + 2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \left\{ 2\sin(2\hat{w}_k) - \sin(\hat{w}_k) \right\} \\ &= A^2 \sin(\hat{w}_k) \left[\left\{ -\cos(2w_k) + 4\cos(w_k)\cos(\hat{w}_k) \right\} \right. \\ & \quad \left. + 2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \left\{ 4\cos(\hat{w}_k) - 1 \right\} \right] \end{aligned}$$

변형된 비용함수의 이차 미분 값에 대한 분석을 위해 먼저 DC 오프셋 값이 정확히 추정되었다고 가정한다면 식 (18)은 $A^2 \sin(\hat{w}_k) \{-\cos(2w_k) + 4\cos(w_k)\cos(\hat{w}_k)\}$ 항만 남게 되며 이 값 역시 DFE 식과 일치한다. 실제 w_k 값이 0에서 π 사이라면 추정 \hat{w}_k 의 영역도 0에서 π 로 제한됨으로 우변의 $A^2 \sin(\hat{w}_k)$ 은 부호의 변화가 일어나지 않게 된다. 따라서 실제 각속도와 추정 각속도가 같아진 시점에서 $A^2 \sin(\hat{w}_k)$ 을 제외한 나머지 항은 항상 양수가 됨을 알 수 있기 때문에 추정 값은 DC 오프셋에 오차가 없는 경우 안정화 될 수 있다.

식 (17)과 (18)로부터 DC 오프셋의 추정 오차가 없는 경우 제안된 LMS 추정기는 DFE 추정기와 같은 형태가 되어 추정 각속도 값은 실제 각속도 값에서 안정화 될 수 있으나 식 (17)에서 DC 오프셋이 들어 있는 항을 제외한 나머지 항은 그림 1과 같은 주기함수 형태가 되기 때문에 각속도가 수렴하고 있는 과정에서 추정 각속도의 값은 추정기의 안정도에 영향을 미칠 수 있게 된다. 그림 1은 실제 각속도가 0.5인 경우에 DC 오프셋 오차가 없고 추정 각속도가 0.5이면 식 (17)이 0이 됨을 나타낸 것이다. 그림 1에서도 확인할

수 있듯이 $w_k = \hat{w}_k$ 이 되는 구간에서는 기울기가 양수임으로 주파수 추정항은 안정적으로 값을 유지 할 수 있으나 $w_k = \hat{w}_k$ 을 기준으로 좌 우측 값이 항상 음수 또는 항상 양수를 갖지 못하고 그 값을 반복하는 형태를 가지고 있다. 따라서 실제 각속도(w_k)보다 추정 각속도(\hat{w}_k)가 큰 경우 특정 구간을 넘어서면 추정기는 발산하게 된다. 식 (17)을 이용하여 실제 각속도에 대해 추정기가 수렴할 수 있는 추정 각속도의 범위를 구하면 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

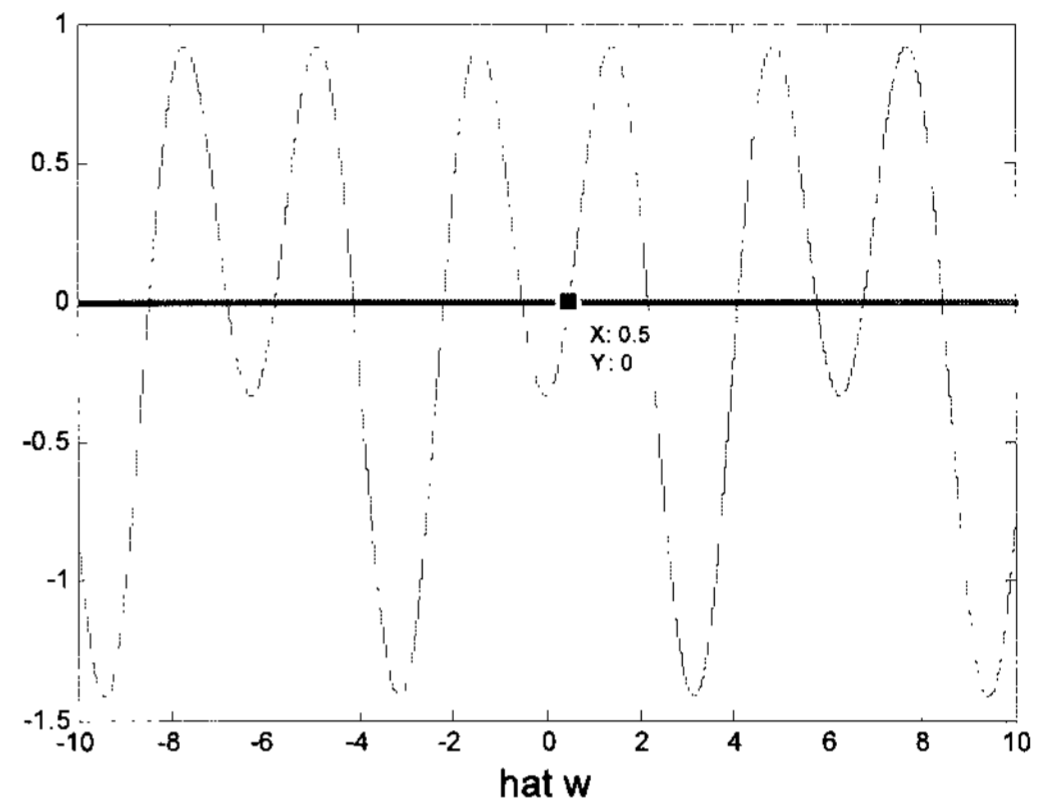


그림 1 실제 각속도(w)가 0.5이고 DC 오프셋 추정 오차가 없을 때 추정 각속도 값(\hat{w})에 따른 식 (17)의 결과

Fig. 1 Result of (17) along estimation value of angular velocity(\hat{w}) when true angular velocity(w) is 0.5 and estimation error of DC offset is zero

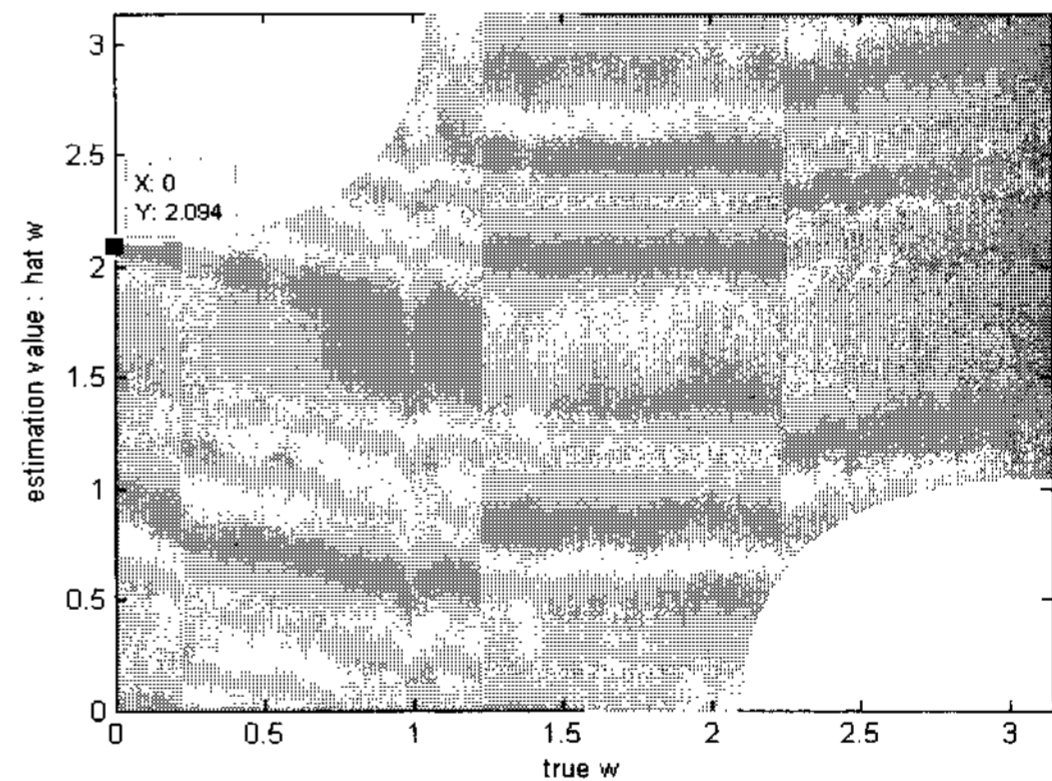


그림 2 DC 오프셋에 대한 추정 오차가 없을 때 각속도의 실제값(w)에 대한 추정값(\hat{w})의 허용 범위

Fig. 2 Region of estimation value (\hat{w}) along true angular value (w) when estimation error of DC offset is zero

이 때 영역의 경계면 함수는 다음과 같다.

$$\hat{w} = \cos^{-1} \left\{ \frac{\left(\frac{\cos(2w)}{\cos(w)} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{\cos(2w)}{\cos(w)} \right)^2 + 8}}{4} \right\} \quad (19)$$

추정 각속도 값이 그림 2의 표시된 영역보다 크거나 같을 경우, 즉 색칠되어 있지 않는 구간에 \hat{w} 가 존재하는 경우 제안된 LMS 추정기 및 기존의 DFE 추정기는 발산하게 된다. 따라서 사용자는 위와 같이 주파수에 대한 수렴 영역에 제

한이 있음을 고려하여 추정 주파수 초기 값을 수렴 영역 안으로 설정할 필요가 있다.

다음으로 DC 오프셋 추정 결과가 실제 값과 같지 않고 DC 오프셋 추정결과에 오차가 존재하는 경우에 대하여 살펴보면 식 (18)에서 DC 오프셋과 연관된 항 $2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1})^2 \{4\cos(\hat{w}_k) - 1\}$ 의 부호는 DC 오프셋의 오차보다 추정 각속도 값에 영향을 받게 된다. 현재 추정된 각속도 값이 $1.3181 = \cos^{-1}(1/4)$ 보다 작은 경우에 식 (18)은 DC 오프셋의 추정오차와는 상관없이 항상 양수가 되고 추정 주파수 값이 실제 주파수와 일치하는 경우 추정치는 안정된 상태에 놓일 수 있게 된다. 그러나 현재 운용 각속도가 1.3181 이상이며 실제 각속도와 추정 각속도가 같은 시점이라면 추정기의 DC 오프셋의 추정 영역은 제약이 존재하게 된다.

따라서 제안된 LMS 추정기의 주파수 추정 부분에 대한 수렴성 문제를 종합해 볼 때 추정 주파수와 운용 주파수의 허용범위를 $w_k, \hat{w}_k = (0, 1.3181)$ 으로 제한하고 항상 추정 값이 그 영역 안에 있도록 제어해준다면 DC 오프셋 값의 오차로 인하여 순간적인 주파수 추정 오차가 발생하여도 추정 DC 오프셋 값이 정상치로 회복되면 추정 주파수 값이 수렴 영역 안에 머물고 있기 때문에 추정기는 주파수를 안정적으로 추정할 수 있는 환경을 제공할 수 있게 된다.

다음으로 DC 오프셋에 관한 분석을 위해 식 (17), (18)의 주파수 분석과 동일한 방법으로 변형된 비용함수의 일차 미분 값과 평균적인 특성을 식 (20)과 같이 정리하였다.

$$\frac{\partial \zeta_{LMS_k}^2}{\partial \hat{h}_{k-1}} = -e_k \{ \cos(\hat{w}_k) + 1 \} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} E \left[\frac{\partial \zeta_{LMS_k}^2}{\partial \hat{h}_{k-1}} \right] &= E \left[-e_k \{ \cos(\hat{w}_k) + 1 \} \right] \\ &= \{ \cos(\hat{w}_k) + 1 \} \\ &\quad \times E \left[- \left\{ (d_k + d_{k-2}) - 2\hat{h}_{k-1} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2\cos(\hat{w}_k)(d_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \right\} \right] \\ &= \{ \cos(\hat{w}_k) + 1 \} \\ &\quad \times E \left[- \left\{ 2\cos(w_k)s_{k-1} + 2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + q_k + q_{k-2} \right\} \right. \\ &\quad \left. + 2\cos(\hat{w}_k)(s_{k-1} + h_{k-1} - \hat{h}_{k-1} + q_{k-1}) \right] \\ &= 2(h_{k-1} - \hat{h}_{k-1}) \{ \cos^2(\hat{w}_k) - 1 \} \end{aligned}$$

DC 오프셋의 일차 미분 값의 평균적인 특성도 주파수 추정의 경우와 마찬가지로 주파수와 연관된 식으로 나타났다. DC 오프셋과 연관된 식 $\{ \cos^2(\hat{w}_k) - 1 \}$ 이 항상 $0, \pi, 2\pi$ 에서는 DC 오프셋과 관계없이 0이 되기 때문에 추정 주파수의 존재 범위는 $0, \pi, 2\pi$ 인 지점을 제외한 영역이 되어야 한다.

다음으로 변형된 비용함수의 이차 미분 값의 평균적인 특성은 식 (21)과 같다.

$$E \left[\frac{\partial^2 \zeta_{LMS_k}^2}{\partial (\hat{h}_{k-1})^2} \right] = \{ 1 - \cos^2(\hat{w}_k) \} \quad (21)$$

식 (21)에 따라 변형된 비용함수의 이차 미분 평균값은 주파수가 $0, \pi, 2\pi$ 인 지점을 제외하고 항상 0보다 크음을 만족하기 때문에 DC 오프셋의 평균적인 추정값은 주파수 추정오

차와 상관없이 편향이 발생하지 않는다. 따라서 추정기가 식 (17)과 (19)를 이용하여 얻은 주파수 추정의 허용 범위인 $w_k = (0, 1.3181)$ 인 구간 안에서 운영된다면 DC 오프셋의 수렴범위 제한 없이 항상 추정 가능하게 된다.

2.4 실험 결과

본 논문에서 제안된 LMS 추정기의 성능을 비교 분석하기 위해 차량의 창문을 제어할 때 사용되는 모터에 선형 홀센서를 장착하여 모터의 주파수와 선형 홀센서의 DC 오프셋을 추정하였다. 홀센서의 주파수가 정확히 측정되는지를 비교하기 위하여 고가의 아날로그 타코미터를 이용하였으며 LMS 추정기 및 기존의 DFE 추정기 결과와 비교하였다. 시스템의 구성은 다음과 같다.

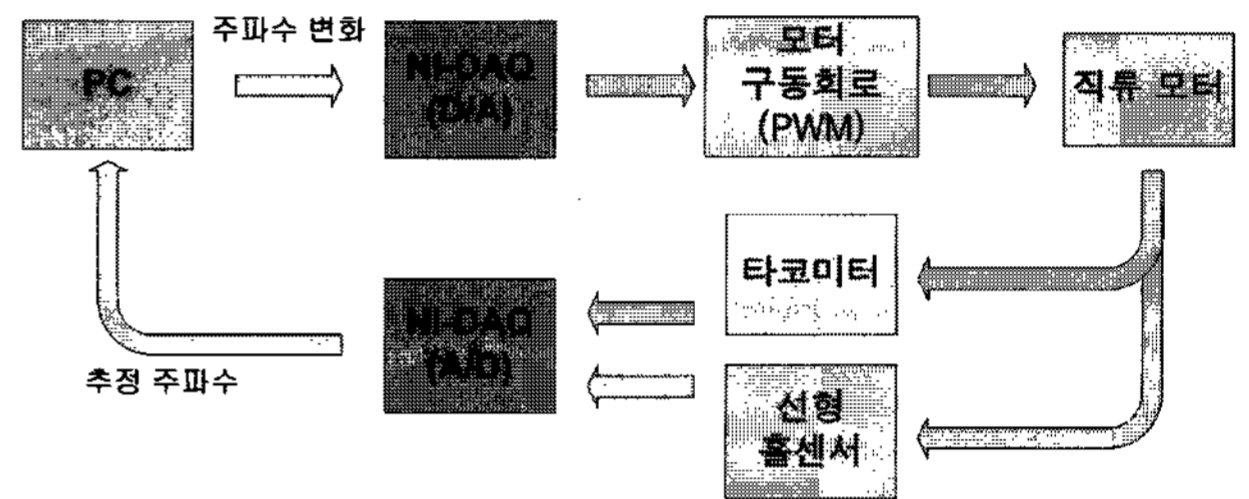


그림 3 모터 주파수 추정 시스템 구성도

Fig. 3 System block diagram for frequency estimation of motor

PC의 프로그램에서 모터에 구동 전압 명령을 인가하면 D/A (Digital/Analog) 변환기를 거쳐 회전속도 제어를 위한 모터구동회로(PWM)로 들어가고 이를 통해 구동전압이 직류 모터에 인가된다. 이때, 모터 회전축에 연결된 타코미터와 선형 홀센서는 모터의 회전 각속도에 따라 전압을 출력하고 발생한 전압 값은 A/D(Analog/Digital) 변환기를 거쳐 PC에 저장된다. 저장된 타코미터 출력은 모터의 현재 각속도 추정기와 비교하는 기준값으로 사용되며, 선형 홀센서 출력은 LMS 추정기 및 DFE 추정기의 입력 값으로 들어가 모터의 주파수를 추정하게 된다. 실험에 사용한 모터, 선형 홀센서, 아날로그 타코미터등의 주요사양 및 LMS 추정기에 사용된 매개변수(parameter) 값들은 표 1과 표 2와 같다.

실험에서 사용되는 선형 홀센서는 표 1에서 나타난바와 같이 구동전압(V_{DD})이 4.5V에서 5.5V로 변하면 DC 오프셋은 2.4V에서 2.6V로 변한다. 이 선형 홀센서가 적용되는 모터는 회전 주파수가 최대 100Hz 이내로 구동하도록 설정하였기 때문에 표 2의 샘플링 주기(T_s)를 최대 운영 주파수의 10배인 0.001 [sec]로 하여 인접 주파수 및 DC 오프셋의 샘플 값들이 선형적인 관계를 충분히 가질 수 있게 하였다. 주파수와 DC 오프셋 추정 항에서 사용되는 step size는 실험을 통하여 설정하였으며, 추정기의 수렴 영역 분석에서 제시하였던 주파수 허용 범위 안에서 추정 주파수 값이 존재하도록 제한하기 위해 LMS 추정기 구현시 mod 함수를 이용하여 존재 범위를 제한하였다.

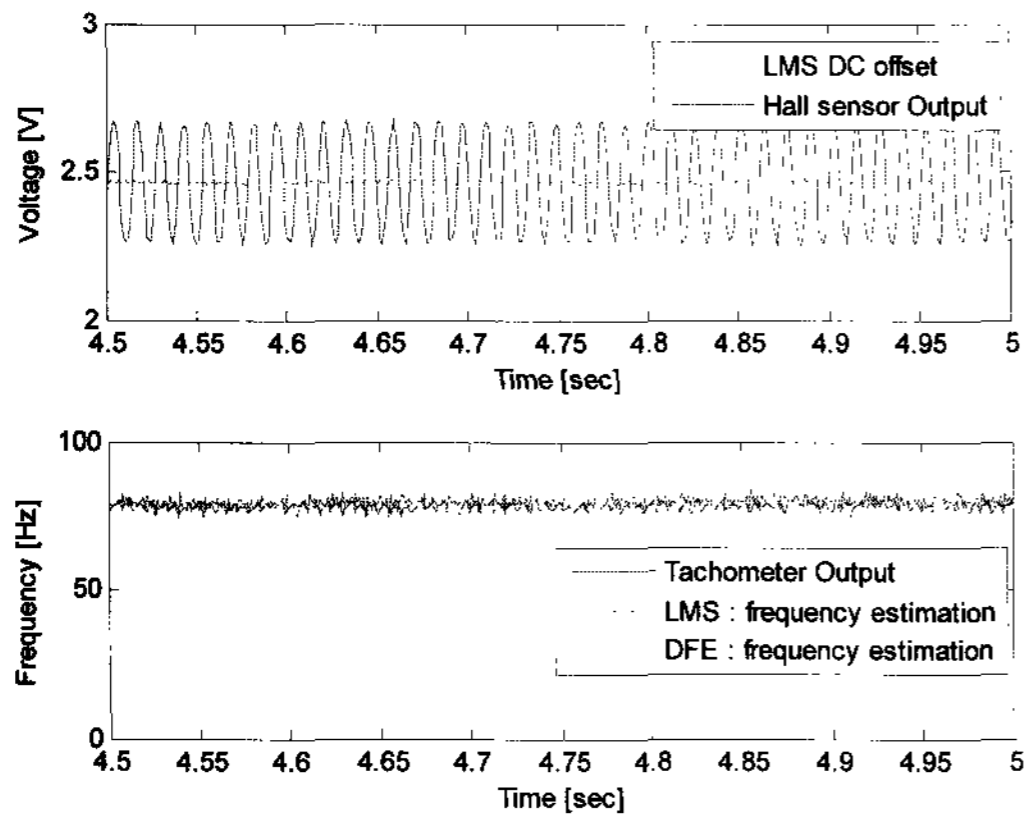


그림 4 DC 오프셋과 주파수가 일정한 경우 추정결과 (DC 오프셋 추정결과 : 상단 / 주파수 추정결과 : 하단)

Fig. 4 Estimation results with stationary DC offset and stationary frequency (Upper figure : estimation results of DC offset / Lower figure : estimation results of frequency)

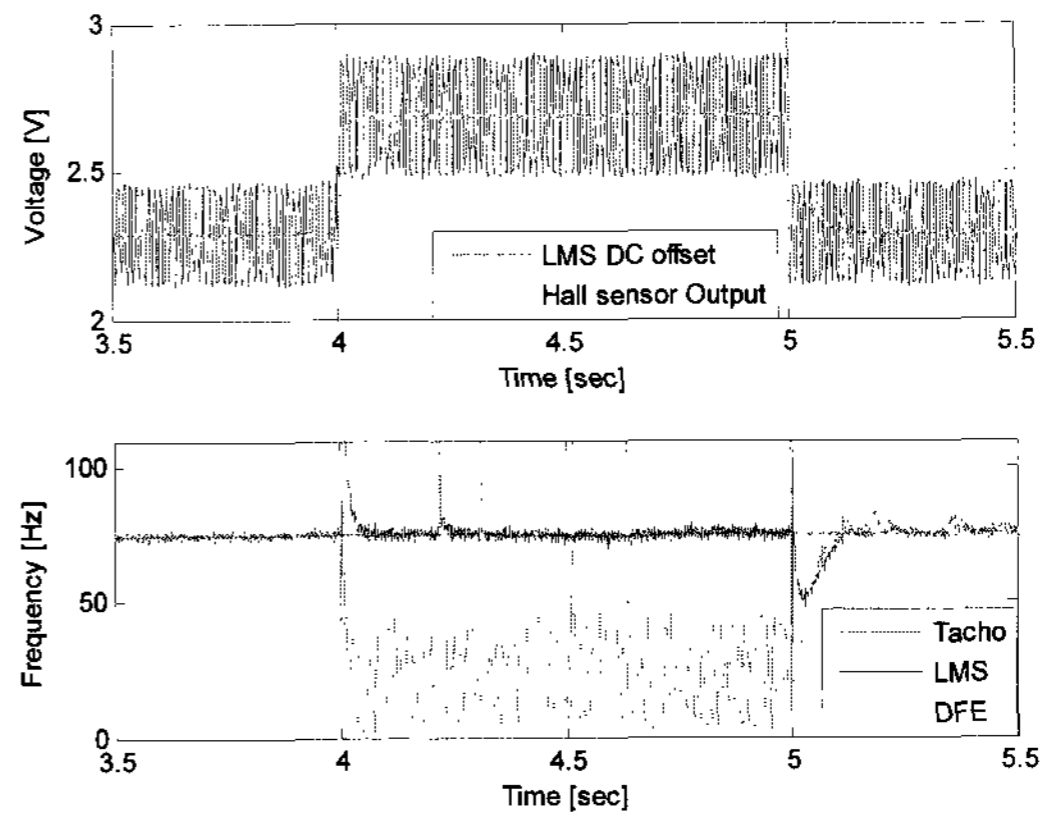


그림 6 주파수가 일정한 경우 DC 오프셋의 변화에 대한 DC 오프셋 및 주파수 추정결과 (DC 오프셋 추정결과 : 상단 / 주파수 추정결과 : 하단)

Fig. 6 Estimation results with varying DC offset and stationary frequency (Upper figure : estimation results of DC offset / Lower figure : estimation results of frequency)

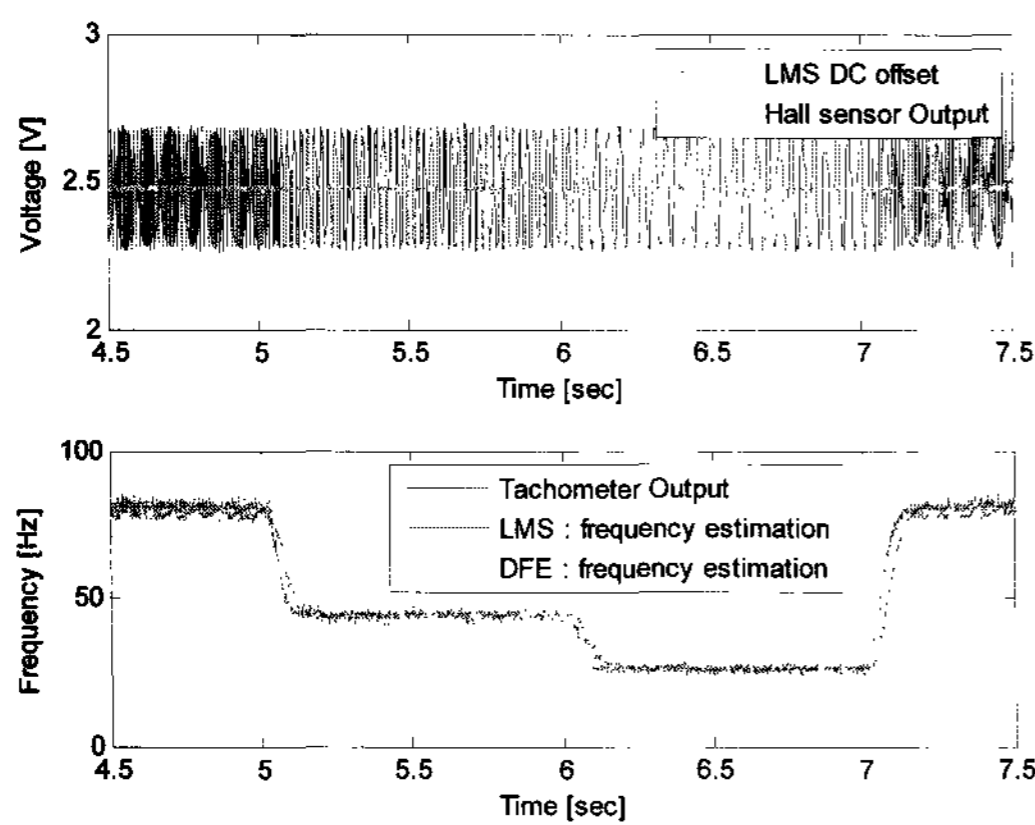


그림 5 DC 오프셋이 일정한 경우 주파수 변화에 대한 DC 오프셋 및 주파수 추정결과 (DC 오프셋 추정결과 : 상단 / 주파수 추정결과 : 하단)

Fig. 5 Estimation results with stationary DC offset and varying frequency (Upper figure : estimation results of DC offset / Lower figure : estimation results of frequency)

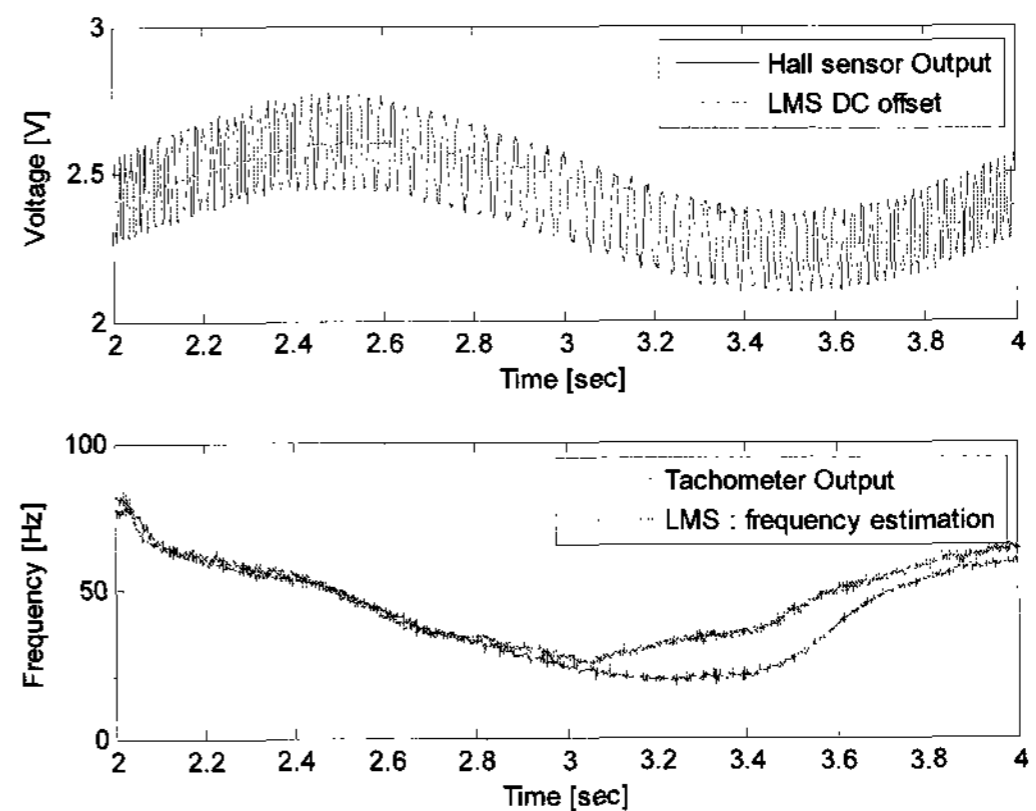


그림 7 주파수와 DC 오프셋의 동시 변화에 대한 DC 오프셋 및 주파수 추정결과 (DC 오프셋 추정결과 : 상단 / 주파수 추정결과 : 하단)

Fig. 7 Estimation results with varying DC offset and frequency (Upper figure : estimation results of DC offset / Lower figure : estimation results of frequency)

먼저 DC 오프셋이 고정되어 있는 경우 즉, 센서 구동전압이 일정한 상태일 때 주파수가 고정되어 있는 경우와 변하는 경우에 대한 실험은 그림 4와 그림 5와 같다. DC 오프셋이 일정한 경우는 그림 4와 그림 5에서 나타나듯이 아날로그 타코미터와 거의 비슷한 성능을 보이고 있다. DFE와 제안한 LMS 추정기의 성능을 비교하기 위하여 주파수 추정항에 같은 step size를 넣고 실험하였으며 DFE 추정기에 사용되는 신호는 미리 DC 오프셋을 제거하여 공급하였다. 그 결과 두 추정기가 거의 같은 결과를 나타내어 DC 오프셋이 일정한 경우 제안된 LMS 추정기는 DFE와 거의 같은 동작을 함을 알 수 있었다.

또한, 그림 5에서 주파수가 계단형으로 변할 때 LMS 추정기와 DFE 추정기 모두 아날로그 타코미터에 비해 0.2초 정도의 수렴 지연이 발생하였지만 LMS 추정기의 DC 오프셋 추정 결과에는 편향이 발생하지 않았다. 따라서 DC 오프셋의 수렴 영역 분석에서 살펴본바와 같이 주파수의 수렴 지연이 평균적인 DC 오프셋 추정에 영향을 미치지 않음을 알 수 있다.

다음은 DC 오프셋이 주파수 추정에 미치는 영향을 분석하기 위해 주파수는 일정하지만 DC 오프셋이 변하는 경우에 대하여 실험하였다. 그림 6에서 주파수가 일정하더라도 4초와 5초 사이의 갑작스런 DC 오프셋의 변화는 식 (17)에

서 나타난바와 같이 주파수 추정치에 오차로 작용하기 때문에 DC 오프셋 추정값이 정상상태로 수렴하는 동안 주파수 추정결과에는 편향 오차 나타났다. 기존의 DFE는 DC 추정항이 없기 때문에 DC 오프셋이 사전 정보와 다른 4초에서 5초 사이동안 계속적인 주파수 편향 오차가 발생 했지만 제안한 LMS 추정기는 DC 오프셋 수렴 이후 주파수 추정결과가 정상상태로 회복되었다. 따라서 센서의 구동 전압이 변할 수 있는 환경에서 제안한 LMS 추정기는 DC 오프셋의 변화로 인하여 주파수 추정값이 일시적으로 변할 수 있지만 기존의 추정기보다 안정된 성능을 낼 수 있음을 확인 하였다.

마지막으로 DC 오프셋과 주파수가 동시에 변화하는 경우에 대하여 관찰하기위해 센서의 공급전압을 2.4V에서 2.6V 까지 0.5Hz로 변화하도록 설정하고 주파수는 80Hz에서 약 26Hz까지 동시에 변화하도록 설정하여 실험하였다. 그림 7에서 나타난 주파수와 DC 오프셋의 추정결과는 두 값이 동시에 변화하는 환경에서도 추정 오차는 DC 오프셋 추정 결과에 따라 결정되었다. DC 오프셋 추정결과가 유효한 2초에서 2.6초 사이는 주파수 추정치가 아날로그 타코미터와 유사한 경향을 보였지만 이후 DC 오프셋의 수렴 속도 지연으로 발생한 추정 오차는 그림 6의 실험과 마찬가지로 주파수 추정에 편향결과를 가져왔다. 따라서 제안된 LMS 추정기는 DC 오프셋이 지속적으로 빠르게 변화하는 환경보다는 DC 오프셋이 안정화 될 수 있는 구간이 있거나 또는 DC 오프셋은 일정하게 유지될 수 있으나 초기 DC 오프셋 값을 미리 설정하기가 용이하지 않은 환경에서 보다 좋은 성능을 낼 수 있다.

표 1 주요 장비 사양

Table 1 Specification of main equipments

차량용 모터	- 제조사 : ArvinMeritor - 공급 전압 : 12V - 최대 회전 주파수 : 100Hz 이내 (모터 구동회로 PWM 조정)
선형 홀센서	- 제조사 : Melexis - 동작전압(V_{DD}) : 5V - DC 오프셋 : 2.5V (2.4V ~ 2.6V) - 잡음(RMS) : $5 \sim 10 \times 10^{-3}V$ - 출력 전압 : 0.25V ~ 4.75V
아날로그 타코미터	- 제조사 : Hubner - 출력전압 : $7 \sim 10 \times 10^{-3}V / rpm$

표 2 주파수 추정기 매개변수 설정값

Table 2 Parameters of frequency estimator

매개변수		값
이름	기호	
샘플링 주기	T_s	0.001[sec]
Step size (frequency)	μ_w	1
Step size (DC offset)	μ_h	0.1

3. 결 론

본 논문에서는 선형 홀센서를 이용한 모터의 회전 주파수 추정 문제를 위하여, 기존의 최소 자승 방법보다 계산량에 이점이 있는 DFE 추정기를 변형하여 적용하였고, 측정 신호에 DC 오프셋이 있는 경우에도 주파수 및 DC 오프셋의 동시 추정이 가능한 LMS 추정기를 제안하고 그 성능을 분석하였다. 제안된 LMS 추정기는 주파수 추정의 비편향성을 위해 unit norm 방법을 이용하여 비용함수의 변화를 주었으며 DC 오프셋이 사전 정보와 동일하게 유지되는 상황에서는 기존의 DFE와 동일한 특성을 보였다. 추정기의 수렴 영역 해석을 위하여 DFE 추정기 해석과 같은 방식으로 LMS 추정기의 평균적인 동작특성 분석을 하였고, 그 결과 제안한 추정기의 수렴 영역은 DC 오프셋에 대한 영역보다 주파수의 수렴 영역 제한에 영향을 더 받았다. 주파수의 수렴 영역 제한은 DC 오프셋의 허용 오차 크기를 제한하기 때문에 갑작스런 DC 오프셋의 변화는 주파수 수렴 범위를 벗어나게 만들어 추정기를 발산시킬 수 있다. 따라서 본 논문에서는 선형 홀센서를 이용한 실험 시 수렴 영역 해석에서 제안하였던 운용 각속도 및 추정 각속도의 허용범위 ($w_k, \hat{w}_k = (0, 1.3181)$) 안에서 추정기를 동작시켰으며, 이 범위 안에서 LMS 추정기의 주파수 추정 성능은 DC 오프셋의 변화가 없는 경우 기존의 DFE와 마찬가지로 주파수를 추정할 수 있었으며 시스템의 통계적 성질을 계산할 필요가 없이 시스템 상황에 맞게 추정기의 스텝의 크기인 μ_w, μ_h 를 조절함으로써 수렴 속도 및 추정 성능을 변화시킬 수 있었다. DC 오프셋의 변화에 대한 LMS 추정기의 성능은 주파수 추정항이 DC 오프셋과 연관되어 있기 때문에 DC 오프셋 값의 변화가 주파수 추정 성능에 영향을 미쳐 주파수 편향 오차가 발생하였으나, 기존의 DFE 추정기는 지속적인 주파수 편향 오차를 발생시키는 반면 제안된 LMS 추정기는 DC 오프셋의 수렴 지연 시간 동안에만 주파수 추정 오차를 나타내어 보다 안정된 성능을 보였다. 제안한 LMS 추정기의 안정된 동작을 위해 실제 적용시 mod 함수와 같은 주파수 추정치범위를 제한할 수 있는 방법을 이용하여 주파수 추정치를 허용 범위 안에 있도록 제어하고, DC 오프셋이 안정화될 수 있는 구간이 있는 시스템이나 센서의 특성으로 DC 오프셋의 초기값 선정이 용이하지 않은 시스템에 본 논문에서 제안한 LMS 추정기를 사용한다면 저가의 선형 홀센서로 고가의 아날로그 타코미터를 대신하여 모터의 회전 주파수를 추정할 수 있는 시스템을 구현할 수 있다.

감사의 글

이 논문은 2006년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2006-311-D0047)

참 고 문 헌

- [1] H. C. So, "A closed form frequency estimator for a noisy sinusoid," Proc. 45th IEEE Midwest Symp. on Circuits and Systems, Tulsa, Oklahoma, USA, vol. 2, pp. 160-163, Aug. 2002.
- [2] P. A. Thompson, "An adaptive spectral analysis technique for unbiased frequency estimation in the presence of white noise," Proc. 13th Asilomar Conf. Circuits, Syst., comput., Pacific Grove, CA, pp.529-533, Nov. 1979.
- [3] V. U. Reddy, B. Egardt and T. Kailath, "Least square type algorithm for adaptive implementation of Pisarenko's harmonic retrieval method," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 30, No. 6, pp. 399-405, June 1982.
- [4] P. A. Regalia, "An adaptive unit-norm filter with applications to Karhunen-Lovè transformation," IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 37, No. 5, pp. 646-649, May 1990.
- [5] H. C. So. and P. C. Ching, "Adaptive algorithm for direct frequency estimation" IEE Proc.-Radar Sonar Navig., vol.515, No 6, pp359-364, December 2004.
- [6] Miodrag D. Kušljević, "A simple recursive algorithm for frequency estimation," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol 53, No. 1, pp. 335-340, April 2004.
- [7] Steven M. Kay Modern Spectral Estimation : Theory and Application, Prentice Hall, 1988.
- [8] Griffiths, L. J, "Rapid Measurement of Digital Instantaneous Frequency," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. pp.207-222 1975.
- [9] W. S. Ra , I. H. Whang, J.Y.Ahn and J.B.Park, "Recursive robust least squares estimator for time-varying linear systems with a noise corrupted measurement matrix" control Theory & Applications, IET vol 1, No. 1, pp.104-112, January 2007.
- [10] Haykin Simon, Adaptive filter theory, Prentice Hall, 2002.
- [11] H. J. Lee, W. S. Ra, T. S. Yoon and J. B. Park, "Practical pinch detection algorithm for low-cost antipinch window control system", ICIT 2005, IEEE Int. Conf., pp995-1000, 2005.
- [12] H. W. Kim and S. K. Sul, "New Motor Speed Estimator Using Kalman Filter in Low-Speed Range", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 43, No. 4, pp. 498-504, 1996.
- [13] V. F. Pisarenko, "The retrieval of harmonics by linear prediction" Geophys. J. Roy. Astron. Soc., Vol. 33, pp. 347-366, 1973.
- [14] W. S. Ra and I. H. Whang, "Recursive Weighted Robust Least Squares Filter for Frequency Estimation", SICE-ICASE 2006, Int. Joint Conf., pp774-778, 2006.

저 자 소 개



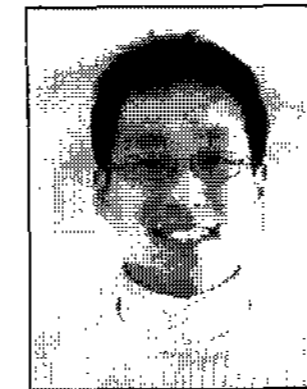
최 가 형 (崔 珂 煒)

1981년 1월 18일생. 2003년 연세대학교 기계전자공학부 졸업. 2007년 연세대학교 대학원 전기전자공학과 석사 졸업 2008년~ 현재 동 대학원 전기전자공학과 박사과정
Tel : 82+2123+2773
Fax : 82+362+0413
E-mail : choigh99@yonosei.ac.kr



나 원 상 (羅 元 祥)

1975년 8월 15일 생. 1998년 2월 연세대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 2000년 2월 연세대학교 대학원 전기 컴퓨터공학과 졸업(석사). 2006년 9월 ~ 현재 동대학원 전기전자공학과 박사과정. 2000년 3월 ~ 현재 국방과학연구소 선임연구원
Tel : 82+2123+2773
Fax : 82+362+0413
E-mail : wonsang@email.com



곽 기 석 (郭 基 錫)

1973년 1월 23일생. 2000년 경기대학교 전자공학과 졸업. 2002년 연세대학교 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기전자공학과 박사과정.
Tel : 82-2-2123-2773
Fax : 82-2-362-4539
E-mail : kwakks@yonsei.ac.kr



윤 태 성 (尹 泰 星)

1956년 6월 22일생. 1978년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년3월 ~ 1995년2월 미국 Vanderbilt 대학교 전기공학과 객원교수. 1989년 ~ 현재 창원대학교 전기공학과 교수

Tel : 82-55-213-3363

Fax : 82-55-263-9956

E-mail : tsyoon@changwon.ac.kr



박 진 배 (朴 珍 培)

1954년 8월 7일생. 1977년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 ~ 1990년 Kansas State University 공대 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업(공학). 1990년~1991년 Kansas State University 공대 전기 및 컴퓨터공학과 조교수. 현재 연세대 공대 전기공학과 교수

Tel : 82-2-2123-2773

Fax : 82-2-362-4539

E-mail : jbpark@yonsei.ac.kr