

# 슬라이딩모드 관측기를 이용한 하이브리드 자동차용 리튬배터리 충전량 예측방법

金一松<sup>†</sup>

State of Charge Estimator using Sliding Mode Observer for Hybrid Electric  
Vehicle Lithium Battery

Il-Song Kim

## 요 약

본 연구에서는 슬라이딩 모드 관측기를 사용한 리튬 배터리의 충전량 예측방법에 대해서 논의한다. 배터리의 비선형 회로 모델링 기법이 소개되고 슬라이딩 모드 관측기를 사용한 충전량 예측기의 설계 방법이 논의된다. 기존의 복잡한 배터리 모델링 방법 대신, 단순화된 저항-커패시터 모델링 방법이 본 연구에서 사용되었다. 단순화된 모델에 의해 발생하는 오차나 불확실성은 슬라이딩 모드 관측기에 의해 보상되었다. 슬라이딩 모드 관측기의 구조는 단순하지만, 모델링 에러나 외란에 대해서 강인한 특성을 보여준다. 제안된 제어기의 수렴성은 등가제어 방법에 의해서 증명되었다. 제안된 시스템의 성능은 UDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule) 시험에 의해서 증명되었다. 시험 결과 제안된 시스템은 실제 주행 환경에서도 우수한 추적 성능을 보여주었다.

## ABSTRACT

This paper studies new estimation method for state of charge (SOC) of the hybrid electric vehicle lithium battery using sliding mode observer. A simple R-C Lithium battery modeling technique is established and the errors caused by simple modeling was compensated by the sliding mode observer. The structure of the sliding mode observer is simple, but it shows robust control property against modeling errors and uncertainties. The performance of the system has been verified by the UDDS test. The test results of the proposed observer system shows robust tracking performance under real driving environments.

**Key Words** : battery modeling, hybrid electric vehicle, sliding mode observer, state of charge estimation, SOC

## 1. 서 론

환경친화적이고 높은 연비 때문에 하이브리드 자동차(Hybrid Electric Vehicle : HEV)는 새로운 운송수단으로서 각광을 받고 있다. HEV의 구성은 엔진과 전기 모터 그리고 충전 가능한 배터리로 이루어져 있다.

전기 모터는 엔진을 보조하는 보조 출력을 제공하거나, 브레이킹시 발생하는 회생에너지로 배터리를 충전하거나, 엔진 출력으로 배터리를 충전하는데 사용된다. 그림 1에 HEV의 제어기 구성이 나타나 있다. HCU (Hybrid Control Unit)는 차량 주행 조건에 따라 모터의 출력과 엔진의 출력을 제어한다. 모터의 출력은 배터리가 제공할 수 있는 최대 방전출력에 의해서 제한된다. 냉시동(cold cranking)이나 회생제동(regenerating brake)시 요구되는 방전/충전 파워는 10초 동안 30 [KW]에 이르기까지도 한다. 배터리의 이용 가능한

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 충주대 전기공학과 전임강사

E-mail : iskim@cjnu.ac.kr

접수일자 : 2007. 6. 13

1차 심사 : 2007. 7. 13

심사완료 : 2007. 7. 16

출력은 충전량(State of Charge : SOC) 정보에 의해 얻어지기 때문에, 정확한 SOC 값을 알아내는 것은 HEV의 최적 성능을 얻어내기 위해 매우 중요하다.

SOC는 배터리 제어장치(Battery Management System : BMS)에서 셀의 전압과 온도 그리고 기타 정보들을 이용하여 계산된다. 계산된 SOC는 CAN 통신을 이용하여 HCU로 전송된다. 이 정보를 이용하여 HCU는 배터리의 최적 상태 유지와 안전한 동작을 위해서 모터의 출력을 제어하게 된다.

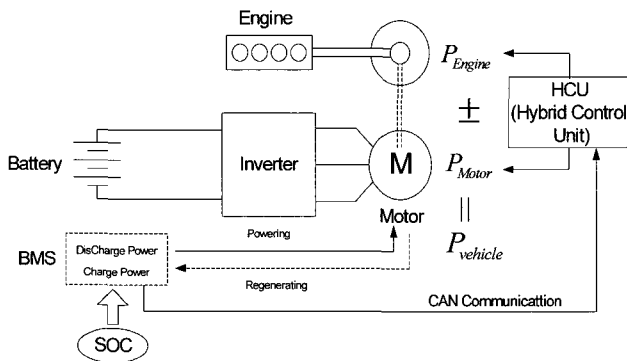


그림 1 하이브리드 자동차 시스템 구성도  
Fig. 1 Configuration of HEV system

SOC는 배터리의 내부 화학적인 상태로부터 얻어지므로 전기적인 신호로서 직접적으로 측정할 수 없다. 따라서 간접적인 배터리 단자의 전압이나 전류 같은 전기적인 신호의 측정으로부터 추정되어야만 한다. SOC를 추정하기 위한 많은 방법들이 개발되어 왔다 [1-5]. 그 중 가장 많이 사용되는 방법이 Coulomb counting 방법과 Kalman filter를 이용한 추정법이다. Coulomb counting 혹은 전류 적산법(Current integration)이라 불리는 방법은 배터리의 충/방전 전류의 적산량을 측정하여 Ampere-hour (Ah)에 의해 충전량을 계산하는 방법이다. 충분히 정확한 전류센서가 사용되면 이 방법은 정확하면서도 신뢰성 있고 저가의 시스템을 얻을 수 있다. 그러나 이 방법은 HEV와 같이 최대 200 [A]의 충/방전 전류가 몇 초 사이에 흐르는 아주 빠른 동적 시스템 상황 하에서는 오차가 계속해서 누적이 되어서 적용이 어렵게 된다. 칼만 필터는 동적시스템의 상태 추정이나 목표 추적, 항법 장치 그리고 배터리 상태 추정등에 많이 쓰이고 있다. 이는 상태 관측이나 예측과 같은 문제들의 최적의 해를 순차적(recursive)으로 제공해 준다. 칼만 필터의 단점으로는 정확한 시스템 모델링이 수반되어야 하며, 이득

(feedback gain)을 설정하기가 복잡하기 때문에 노이즈나 외란이 존재할 경우 시스템의 이득이 발산하는 경우가 발생되게 된다. 또한 칼만 필터의 기본 전제중의 하나인 외란이나 시스템 노이즈(process noise)가 랜덤 가우시안 분포(random Gaussian distribution)를 가져야만 한다는 것이다. 이와 같은 전제는 실제동작 상태에서는 잘 일치하지 않기 때문에 칼만 필터가 항상 최적의 상태로 동작하는 않게 된다. 다른 방법으로는 신경망이나 퍼지 로직을 사용한 방법이 보고되고 있으나, 계산량이 많고 신뢰성 때문에 실제 시스템에서는 거의 사용되지는 않고 있다.

본 논문에서는 슬라이딩 모드 관측기 (Sliding Mode Observer : SMO)를 사용한 SOC 추정법에 대해서 논의한다. SMO는 위에서 언급된 기존 방법들의 단점들을 극복할 수 있다. 즉 외란이 존재하는 상황하에서도 강인한 제어 특성과 단순하면서도 신뢰성 있는 구조의 장점을 지닌 SMO는 SOC 추정에 가장 적합한 제어방법이라고 할 수 있다.

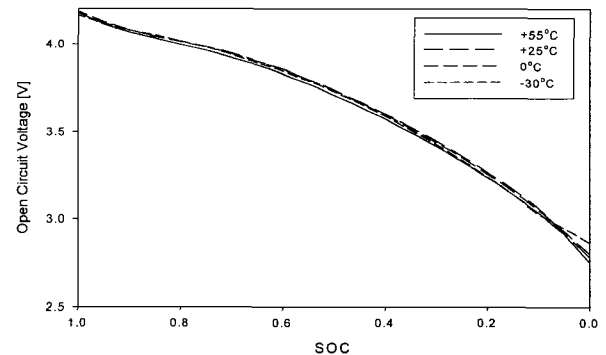


그림 2 리튬 전지의 온도 변화시 개방전압 대비 SOC 커브  
Fig. 2 OCV versus SOC over temperature variation of lithium-polymer battery

## 2. 리튬 배터리 모델링

배터리의 상태를 Simulation 하기 위해서는 배터리의 동적 모델링이 필요하게 된다[6-8]. 이 모델은 배터리 충/방전 시험데이터로부터 구축되는데 개방전압 (Open circuit voltage : OCV) 측정에서부터 얻어지게 된다. OCV는 안정상태(rest state)시 배터리 내부 화학물질의 상태를 보여주는 가장 기초적인 데이터가 된다. 그림 2에 +55 °C 에서 -30 °C 의 온도변화에 대한 리튬 폴리머 전지(Li-PB)의 OCV 대비 SOC 값을 표시해 주고 있다. OCV와 SOC는 비선형적인 커브를 보여주고 있다. 따라서 비선형의 RC(Resistor Capacitor)

모델이 사용되었는데 1) OCV 대비 SOC의 비선형성을 표현하기 위해 SOC  $Z$ 의 함수로 이루어진 비선형 전압원  $V_{oc}(Z)$ , 2) 분극현상(Polarization effect)을 표현하기 위한 분극 커패시턴스  $C_p$ , 3) 전파(Propagation) 현상을 나타내기 위한 전파저항  $R_b$ , 4) 충/방전 전류에 의한 확산(Diffusion) 현상을 나타내기 위한 확산저항  $R_p$ , 5) 옴(Ohmic) 저항  $R_t$  와 단자 전압  $V_t$  로 표시된다. 그림 3에 배터리의 회로 모델이 나타나 있다.

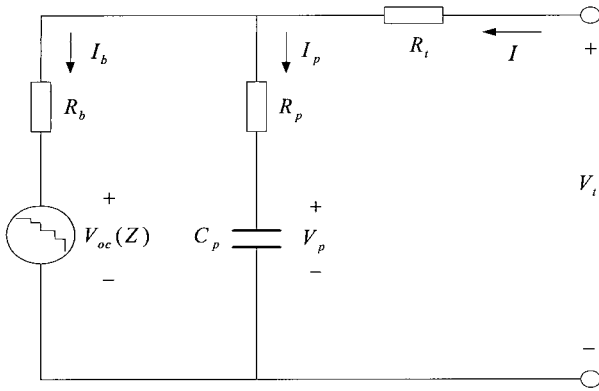


그림 3 리튬 전지 회로 모델링  
Fig. 3 Lithium Battery dynamic model structure

배터리 단자 전압 방정식은

$$V_t = IR_t + I_p R_p + V_p \quad (1)$$

$$V_t = IR_t + I_b R_b + V_{oc}(Z) \quad (2)$$

로 주어진다. SOC는 셀의 공칭용량(nominal capacity) 대비 잔존 용량으로 정의되며, 잔존 용량은 상온에서 C/30 비율로 셀에서 방전 가능한 Ah값이다. SOC의 수학적인 관계식은

$$Z(t) = Z(0) + \int_0^t \frac{I_b(\tau)}{C_n} d\tau \quad (3)$$

$Z(t)$ 는 SOC이고  $C_n$ 는 셀의 공칭 용량이다. SOC  $Z$ 의 시간 미분은

$$\dot{Z} = \frac{I_b(t)}{C_n} \quad (4)$$

식 (1)과 (2)에서 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$I_p R_p = I_b R_b + V_{oc}(Z) - V_p \quad (5)$$

Kirchoff 법칙에서

$$I = I_p + I_b = C_p \dot{V}_p + C_n \dot{Z} \quad (6)$$

식 (5)와 (6)에서 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$I_b = \frac{IR_p + V_p - V_{oc}(Z)}{R_b + R_p} \quad (7)$$

식(7) 과 (4)로부터

$$\dot{Z} = \frac{-V_{oc}(Z) + V_p + R_p I}{C_n(R_b + R_p)} \quad (8)$$

비슷한 방법으로 식 (7)을 (6) 으로 치환하면

$$\dot{V}_p = \frac{V_{oc}(Z) - V_p + R_b I}{C_p(R_b + R_p)} \quad (9)$$

식 (2)와 (7)로부터 단자 전압 방정식은

$$\begin{aligned} V_t &= IR_t + V_{oc}(Z) + \frac{R_b}{R_b + R_p}(IR_p + V_p - V_{oc}(Z)) \\ &= \frac{R_p}{R_b + R_p}V_{oc}(Z) + \frac{R_b}{R_b + R_p}V_p + (R_t + \frac{R_b R_p}{R_b + R_p})I \end{aligned} \quad (10)$$

단자 전압  $V_t$  는 충전량  $Z$ 의 비선형 함수로 주어지게 된다. 샘플링 시간 대비 전류의 변화율이 작을 경우  $dI/dt = 0$  이 되어 단자전압의 미분 값은

$$\begin{aligned} \dot{V}_t &= \frac{R_p}{R_b + R_p}V_{oc}(\dot{Z}) + \frac{R_b}{R_b + R_p}\dot{V}_p \\ &= \frac{1}{(R_b + R_p)^2} \left\{ \left( \frac{R_b}{C_p} - \frac{R_p}{C_n} \right) V_{oc}(Z) + \left( \frac{R_p}{C_n} - \frac{R_b}{C_p} \right) V_p + \left( \frac{R_p^2}{C_n} + \frac{R_b^2}{C_p} \right) I \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

이 식은 OCV 가  $Z$ 의 구간선형함수(piecewise linear function)로 근사화 될 수 있기 때문에 다음의 관계식이 성립한다는 전제하에서 유도되었다.

$$\frac{d}{dt} \{V_{oc}(Z)\} = V_{oc} \left( \frac{dZ}{dt} \right) \quad (12)$$

(2)와 (7)에서  $V_p$ 로 정리하고 (10)으로 치환하면 최종적인 상태방정식은

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_t &= -a_{11}V_t + a_{12}V_{oc}(Z) + b_1I \\
 \dot{Z} &= -a_2V_{oc}(Z) + a_2V_p + b_2I \\
 \dot{V}_p &= a_3V_{oc}(Z) - a_3V_p + b_3I \\
 y = V_t &= [1 \ 0 \ 0][V_t \ Z \ V_p]^T
 \end{aligned} \quad (13)$$

각 계수들은

$$\begin{aligned}
 a_{11} &= \frac{1}{R_b(R_b + R_p)} \left( \frac{R_b}{C_p} - \frac{R_p}{C_n} \right), \quad a_2 = \frac{1}{C_n(R_b + R_p)} \\
 a_{12} &= \frac{1}{(R_b + R_p)^2} \left( \frac{R_b}{C_p} - \frac{R_p}{C_n} - \frac{R_p^2}{C_n R_b} + \frac{R_p}{C_p} \right), \quad a_3 = \frac{1}{C_p(R_b + R_p)} \\
 b_1 &= \frac{1}{(R_b + R_p)^2} \left\{ (R_p + R_t + \frac{R_p R_t}{R_b}) \left( \frac{R_b}{C_p} - \frac{R_p}{C_n} \right) + \frac{R_p^2}{C_n} + \frac{R_b}{C_p} \right\} \\
 b_2 &= \frac{R_p}{C_n(R_b + R_p)}, \quad b_3 = \frac{R_b}{C_p(R_b + R_p)}
 \end{aligned}$$

이 모델은 간략화된 모델이므로 실제 셀 데이터와 오차를 가지게 된다. 에러에 대한  $\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3$  항을 모델링에 추가하면 최종 모델링 수식은

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_t &= -a_{11}V_t + a_{12}V_{oc}(Z) + b_1I + \Delta f_1 \\
 \dot{Z} &= -a_2V_{oc}(Z) + a_2V_p + b_2I + \Delta f_2 \\
 \dot{V}_p &= a_3V_{oc}(Z) - a_3V_p + b_3I + \Delta f_3
 \end{aligned} \quad (14)$$

### 3. 슬라이딩 모드 관측기 설계

SOC 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기 설계는 출력 방정식에서 시작된다[9-10]. 단자 전압  $V_t$  에 대응되는 관측기 방정식은

$$\dot{\hat{V}}_t = -a_{11}\hat{V}_t + a_{12}V_{oc}(\hat{Z}) + b_1I + L_1 \text{sgn}(V_t - \hat{V}_t) \quad (15)$$

$(\hat{V}_t, \hat{Z})$  는  $(V_t, Z)$  의 추정치이고,  $L_1$  은 양의 제어 이득이다. 오차  $e_y = V_t - \hat{V}_t$  로 정의하면, 오차 방정식은

$$\dot{e}_y = -a_{11}e_y + a_{12}(V_{oc}(Z) - V_{oc}(\hat{Z})) + \Delta f_1 - L_1 \text{sgn}(e_y) \quad (16)$$

$\text{sgn}(e_y)$  는  $e_y > 0$  이면  $+1$  이고,  $e_y < 0$  이면  $-1$

로 정의된다.

오차방정식의 수렴성은 Lyapunov 함수를  $V_y = \frac{1}{2} \cdot e_y^2$  로 선정함으로 증명될 수 있다.

$L_1 \gg |\Delta f_1|$  로 선정하면,  $e_y$  가 positive 시  $V_{oc}(Z) - V_{oc}(\hat{Z})$  값에 상관없이  $\dot{e}_y$  는 negative가 된다. 만약  $e_y$  가 negative이면  $\dot{e}_y$  는 positive가 된다. 따라서  $\dot{V}_y = e_y \dot{e}_y < 0$  되어, 시간이 흐른 뒤에는  $\dot{e}_y = 0$  와  $e_y = 0$  이 된다. 등가제어 방법(equivalent control method)에 의하면, 슬라이딩 모드 상에서의 에러 방정식은  $L_1 \text{sgn}(e_y)$  가 등가값  $(L_1 \text{sgn}(e_y))_{eq}$  로 바뀌는 것처럼 동작한다. 슬라이딩 모드면상에서는  $\dot{e}_y = 0$  와  $e_y = 0$  이 되고 불확실한 에러 값은 0으로 된다. 슬라이딩 면에서의 시스템 방정식은 다음과 같이 주어지게 된다.

$$V_{oc}(Z) - V_{oc}(\hat{Z}) = \left\{ \frac{L_1}{a_{12}} \text{sgn}(e_y) \right\}_{eq} \quad (17)$$

SOC Z에 대한 관측기 방정식은

$$\dot{\hat{Z}} = -a_2V_{oc}(\hat{Z}) + a_2\hat{V}_p + b_2I + L_2 \text{sgn}(Z - \hat{Z}) \quad (18)$$

$(\hat{Z}, \hat{V}_p)$  는  $(Z, V_p)$  의 추정치이고,  $L_2$  피드백 이득이고 양의 값을 가진다. 오차  $e_z = Z - \hat{Z}$  와  $e_p = V_p - \hat{V}_p$  를 정의하면, 다음의 오차방정식이 얻어진다.

$$\dot{e}_z = -a_2(V_{oc}(Z) - V_{oc}(\hat{Z})) + a_2e_p + \Delta f_2 - L_2 \text{sgn}(e_z) \quad (19)$$

OCV가 SOC Z 대비 단조증가하고 있기 때문에,  $V_{oc}(Z) - V_{oc}(\hat{Z})$  는  $(Z - \hat{Z})$  대비 구간선형(piecewise)이라 할 수 있다. 따라서

$$V_{oc}(Z) - V_{oc}(\hat{Z}) \approx k \cdot (Z - \hat{Z}) \quad (20)$$

Z에 대한 오차 방정식은

$$\dot{e}_z = -a_2k \cdot e_z + a_2e_p + \Delta f_2 - L_2 \text{sgn}(e_z) \quad (21)$$

$k$  는 구간선형 이득이고 셀 시험데이터에서 얻어진다.

Lyapunov 함수를  $V_z = \frac{1}{2} \cdot e_z^2$  로 선정하자.  $L_2 > |\Delta f_2|$  이면  $\dot{e}_z$  와  $e_z$  의 부호는 반대가 된다. 따라서  $\dot{V}_z = e_z \dot{e}_z < 0$  가 되어  $\dot{e}_z = 0$  와  $e_z = 0$  이 된다. 오차 방정식에서 다음 관계식이 얻어진다.

$$e_p = \left\{ \frac{L_2}{a_2} \text{sgn}(e_z) \right\}_{eq} = \left[ \frac{L_2}{a_2} \text{sgn} \left( \left\{ \frac{L_1}{a_{12}k} \text{sgn}(e_y) \right\}_{eq} \right) \right]_{eq} \quad (22)$$

마지막으로,  $V_p$  에 대한 관측기 방정식은

$$\dot{\hat{V}}_p = a_3 V_{oc}(\hat{Z}) - a_3 \hat{V}_p + b_3 I + L_3 \text{sgn}(V_p - \hat{V}_p) \quad (23)$$

오차방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{e}_p = a_3 k e_z - a_3 e_p + \Delta f_3 - L_3 \text{sgn}(e_p) \quad (24)$$

$L_3 > |\Delta f_3|$  로 선정하면,  $e_p$  는 0으로 수렴하게 된다.

정리하면 최종 관측기 방정식은

$$\dot{\hat{V}}_i = -a_{11} \hat{V}_i + a_{12} V_{oc}(\hat{Z}) + b_1 I + L_1 \text{sgn}(V_i - \hat{V}_i)$$

$$\dot{\hat{Z}} = -a_2 V_{oc}(\hat{Z}) + a_2 \hat{V}_p + b_2 I + L_2 \text{sgn} \left( \left\{ \frac{L_1}{a_{12}k} \text{sgn}(e_y) \right\}_{eq} \right)$$

$$\dot{\hat{V}}_p = a_3 V_{oc}(\hat{Z}) - a_3 \hat{V}_p + b_3 I + L_3 \text{sgn} \left( \left[ \frac{L_2}{a_2} \text{sgn} \left( \left\{ \frac{L_1}{a_{12}k} \text{sgn}(e_y) \right\}_{eq} \right) \right]_{eq} \right)$$

수렴하기 위한 관측기 이득 범위는

$$\begin{aligned} L_1 &> |\Delta f_1| \\ L_2 &> |\Delta f_2| \\ L_3 &> |\Delta f_3| \end{aligned} \quad (25)$$

관측기 이득  $L_1, L_2, L_3$  의 크기는 크게 하면 할수록 수렴 가능성이 커지지만 채터링 현상이 더욱 커져서 안정성이 저하될 수 있기 때문에 어느 정도의 trade off는 필요하게 된다.

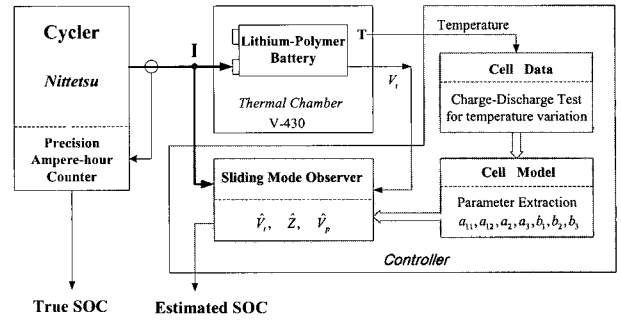


그림 4 시험 장비 구성

Fig. 4 Experimental setup for proposed observer system

#### 4. 실험 결과

실험에 사용된 리튬 폴리머 전지는 하이브리드 자동차용으로 개발된 고출력 셀이다. 셀은  $\text{LiMn}_2\text{O}_4$  양극과 Carbon graphite 음극으로 구성되어 있으며 공칭용량은 5.0 Ah 이고 공칭전압은 3.8 V이다. 셀의 크기는 250 x 125 x 5 [mm] 이고 무게는 120 g 이다.

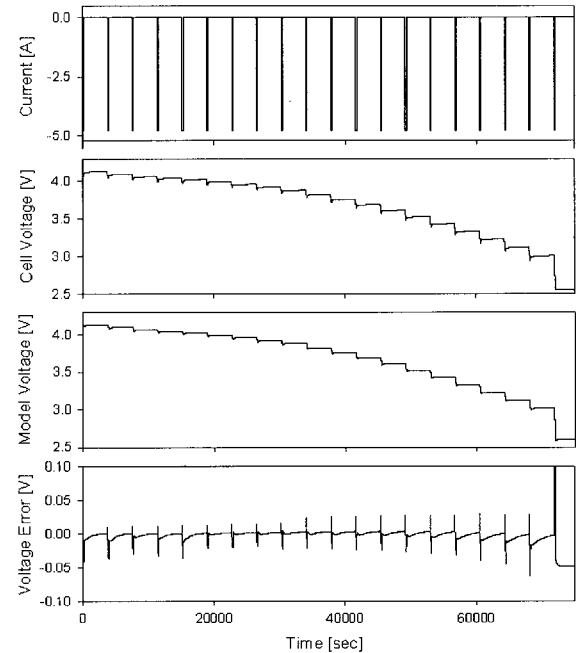


그림 5 실제 셀과 모델링 셀 전압과 오차

Fig. 5 Voltage for true and model cell, and error

정규 출력은 10 Kw 이고 최대 충방전 전류는  $\pm 200\text{A}$  이다. 실험 장비 구성은 그림 4에 표시되어 있다.

제안된 시스템의 성능을 시험하기 위해 두 종류의 시험이 수행되었다. 셀의 기본 파라미터를 얻어내기

위한 시험이 먼저 수행되었고, 시험결과 얻어낸 모델링 파라미터들은 다음과 같다.

$$a_{11} = 0.82, a_{12} = 0.82, a_2 = 0.01, b_1 = 0.003, \\ b_2 = 2.9e-5, b_3 = 0.03$$

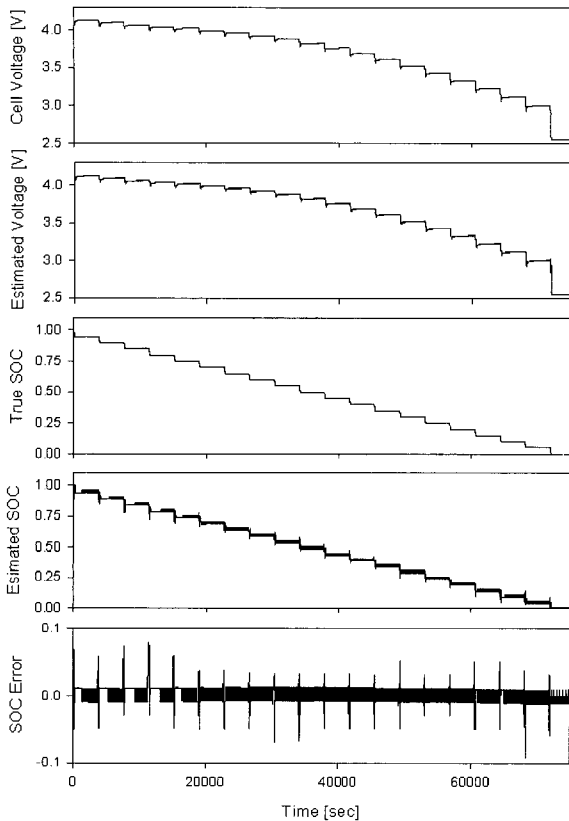


그림 6 슬라이딩 모드 관측기를 사용한 SOC 추정 결과  
Fig. 6 Estimated SOC using sliding mode observer

OCV 대비 SOC 데이터를 얻어내기 위한 일련의 충방전 시험이 행해졌다. 먼저 셀을 4.2V 까지 만 충전한 다음 1-C rate에 해당하는 5A 로 180 초 동안 방전한 다음 3600초 동안 휴지기간(rest period)을 가졌다. 이 방전량은 5% SOC 감소분을 의미한다. 그림 5에 실제 셀 전압과 셀 모델 전압, 그리고 그 오차를 표시하였다. 모델링 전압은 전체적으로는 비슷하지만 세밀한 부분에서는 많은 차이가 난다. 그 이유는 단순한 R-C 모델링 자체에서 오차를 포함하고 있고, 실제 공칭 용량값  $C_n$ 이 비선형 특성을 가지고 있고 셀 내부 저항  $R_t$ 도 SOC에 따라 값이 변화하기 때문이다. 특히 SOC가 낮은 영역에서 오차가 큰 이유는  $C_n$  값이 선형적으로 바뀌지 않기 때문이다.

관측기 이득은  $L_1 = 0.02, L_2 = 0.02, L_3 = 0.1$ 을 선

정하였다. 슬라이딩 모드 관측기를 사용한 SOC 추정 결과는 그림 6에 나타나 있다. 그림에서 알 수 있는 것처럼 추정된 모델 전압은 실제 셀 전압에 스위칭 리플(채터링)을 가지고 수렴하고 있고, 추정된 SOC도 실제 SOC를 채터링 값을 가진 상태로 따라가고 있는 것을 알 수 있다. 휴지 상태의 처음과 끝에서 오차가 커지는 것을 볼 수 있는데, 이는 불연속적인 전류로 인해 발생하는  $R_p$ 의 급격한 변화 때문에 발생하기 때문이다.

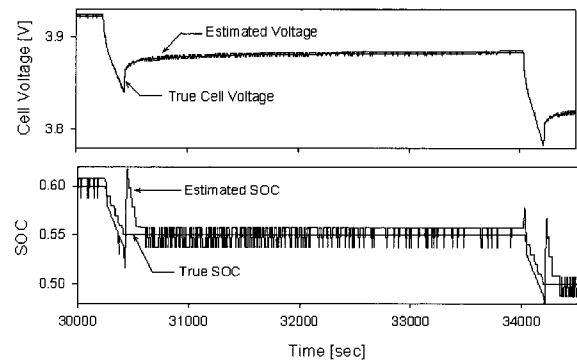


그림 7 한주기에 대한 그림 6의 확대 파형  
Fig. 7 Enlarged waveform of one cycle in figure 6

그림 6의 한 주기에 대한 세분화된 부분이 그림 7에 나타나 있다. 위에서 서술한 것처럼, 추정된 모델 전압은 스위칭 리플을 가지고 실제 셀 전압에 추종하는 것을 알 수 있고, 추정된 SOC도 역시 스위칭 리플로 실제 SOC를 따라가는 것을 알 수 있다. 이는 슬라이딩 모드의 고유한 특징이며, 설계된 제어기가 원하는 성능을 보여주고 있다는 것을 알 수 있다. 추정된 SOC의 평균값은 실제 SOC에 거의 일치한다. 이 결과로부터 제안된 관측기 시스템은 단순화된 모델링에도 불구하고 실제 SOC를 정확히 추종하는 것을 알 수 있다.

실제 운전 상황에서의 성능을 알아보기 위해서 20 사이클의 UDDS(Urban Dynamometer Driving Schedule)을 수행하였다. 이 시험은 가장 가혹한 가감속 주행환경시험중 하나이며, 각 사이클이 5분 동안 일련의 충방전 펄스(pulse)로 이루어지고 0 - 100 % SOC 범위동안 시험이 진행된다. 분석을 위해서 각 사이클 동안 SOC가 5% 씩 감소하도록 전류 프로파일이 작성되었다. 그림 8에 전체 UDDS cycle 시험 전류에 대한 실제 셀 전압, 모델 셀 전압 그리고 오차 결과를 보여주고 있다. 모델링 전압 오차는 SOC 20-80% 범위에서 20 mV 미만이다. 제안된 시스템을 UDDS 사

이클로 시험한 결과가 그림 9에 나타나 있다. 전체 사이클에 대한 추정된 SOC와 오차 결과가 그림에 나타나 있다. SOC 오차는 모든 경우에 3% 미만이다. 제안된 관측기 시스템의 성능을 보다 자세히 알아보기 위해, UDSS 한 사이클에 대한 추정된 SOC 결과와 오차가 그림 10에 나타나 있다.

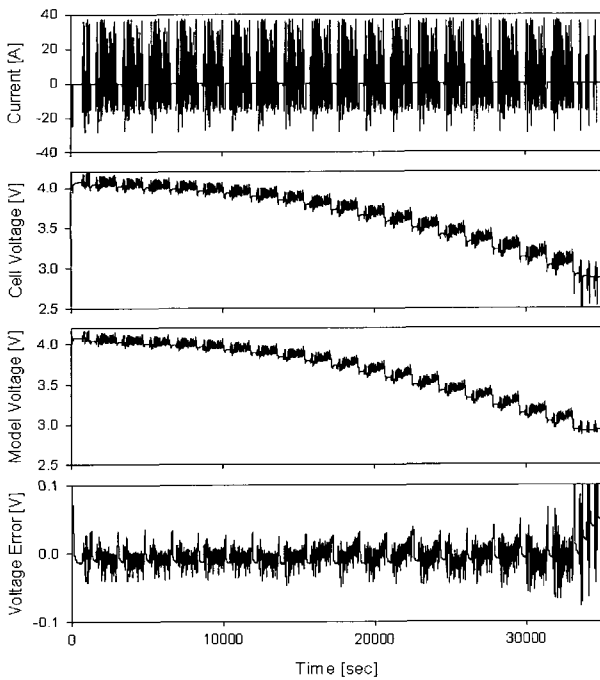


그림 8 UDSS 시험 결과 모델 전압과 오차  
Fig. 8 UDSS test result of the model voltage and error

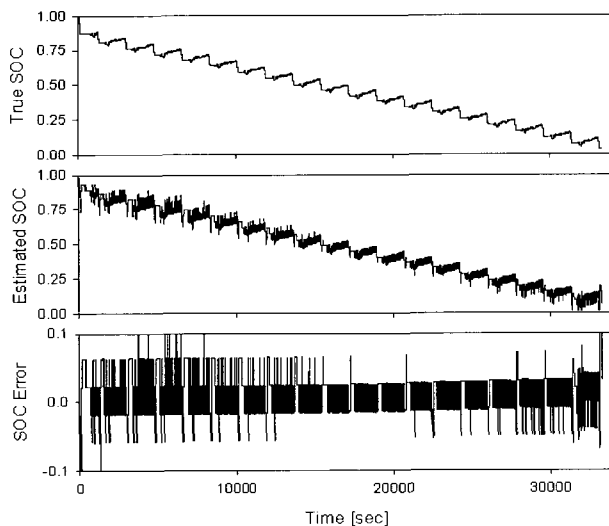


그림 9 UDSS 시험 결과 실제 SOC, 추정된 SOC, 오차  
Fig. 9 True SOC, estimated SOC and error for UDSS cycle

추정된 SOC의 궤적은 항상 채터링을 가지고 실제 SOC 값에 추종되고 있다. 채터링의 크기는 샘플링 시간에 의존한다. 고성능의 프로세서가 사용되면 채터링 크기는 줄어들 수 있다. sign 함수 대신 saturation 함수가 사용된다면 채터링의 영향을 없앨 수가 있다. 즉 추정된 SOC의 평균값은 실제 SOC와 거의 일치하게 된다. 다시 말하면 제안된 슬라이딩 모드 관측기는 HEV 동작환경에 우수한 추종성능을 가지고 사용될 수 있다.

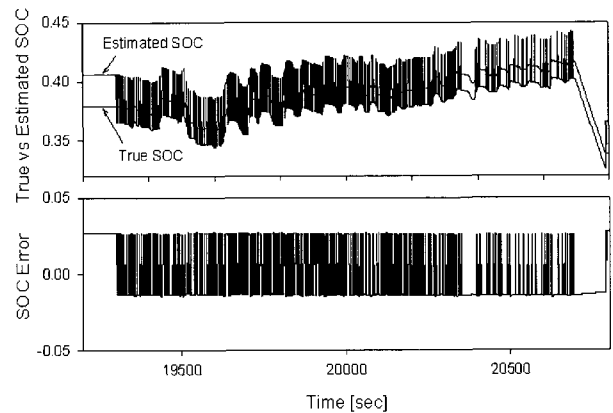


그림 10 UDSS 시험 결과 실제 SOC, 추정된 SOC, 오차  
Fig. 10 One UDSS cycle result of the estimated SOC

## 5. 결 론

리튬 폴리머 전지의 비선형적인 특성을 보상하기 위한 배터리 모델링 방법이 소개되었다. 배터리 모델링 파라미터들은 일련의 시험결과에서 유추되었다. 슬라이딩 모드 관측기 방정식이 배터리 모델과 셀 전압에서 얻어진다. 관측기 설계 방법이 단계별로 제시되었고, 제어기의 수렴성이 등가제어 방법에 의해서 증명되었다. 제안된 시스템은 모델링 오차나 불확정성에 대해 강인한 추적 능력을 보여주었다. 제안된 시스템의 성능은 UDSS 사이클 시험에 의해 입증되었다. SOC 오차는 대부분의 운행 조건에서 3% 이내로 제한되었으며, 이는 실제 주행에 적용할 수 있는 수준이다.

## 참 고 문 헌

- [1] S. Piller, M. Perrin, and A. Jossen, "Methods for state-of-charge determination and their applications", Journal of power source, vol. 116, pp. 113-129, 2001.
- [2] B. Bhangu, P. Bentley, and C. Bingham, "Nonlinear observers for predicting state-of-charge and state-of-

- health of lead-acid battery for hybrid-electric vehicle", IEEE Trans. Vehicular technology, vol. 54, no. 3, pp. 783-794, May 2005.
- [3] G. L. Plette, "Extended kalman filtering for battery management system of LiPB-based HEV battery packs - Part 2. modeling and identification", Journal of Power Source, vol. 134, pp. 262-276, Aug. 2004.
- [4] 남종하, 최진홍, 황호석, 김재광, "하이브리드 전기 자동차용 배터리 ECU 설계 및 잔존용량 알고리즘에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제 9권 제 4호 2004년 8월 P319-325.
- [5] 이재문, 최옥돈, 이종필, 이종찬, "전기자동차용 전지관리 장치의 전지잔존량 연산알고리즘에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집 2001, P114-117.
- [6] S. Barsali and M. Ceraolo, "Dynamic models of lead-acid batteries", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 17, no. 1, pp. 16-23, March 2002.
- [7] L. Gao, S. Liu, and R. Dougal, "Dynamic lithium-ion battery model for system simulation", IEEE Trans. Component and Packaging Technologies, vol. 25, no. 3, pp. 495-505, September 2002.
- [8] C. Zhan, X. Wu, and et al, "Two electrical models of the lead-acid battery used in a dynamic voltage restorer", IEE Proc. Gener. Trans. Distrib., vol. 15, no. 2, pp. 175-182, March 2003.
- [9] I. Haskara, U. Ozguner, and V. Utkin, "On variable structure observers", 1996, IEEE workshop on Variable Structure System, pp. 193-198.
- [10] Y. Xiong and M. Saif, "Sliding mode observer for uncertain systems - Part I & II", 2000, Proceedings of the 39th IEEE conference on Decision and Control, pp. 316-327.

## 저 자 소 개



### 김일송(金一松)

1968년 7월 3일생. 1991년 연세대 전자공학과 졸업. 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 졸업(공학). 1994년~1999년 현대전자 위성사업단 위성연구소. 1995년~1997년 Space Systems/Loral (USA). 1997년~1998년 Alenia Aerospazio(ITALY) 1999년~2003년 인공위성 연구센터. 2005년~2007년 LG화학 기술연구원 배터리 연구소. 2007년 현재 충주대 전기공학과 전임강사.