

최대 전력점 추종의 속응성을 고려한 무인 태양광 자동차 시스템 설계

신예슬¹, 이교범[†], 전용호², 송봉섭²

Design of the Unmanned Solar Vehicle with Quick Response of Maximum Power Point Tracking

Yesl Shin¹, Kyo-Beum Lee[†], Yong-Ho Jeon², and Bong-Sob Song²

Abstract - This paper proposes an improved Maximum Power Point Tracking method and design methods of unmanned solar vehicle system by parts of hardware, unmanned driving control and power conversion. The hardware design is offered on the weight reduction and structural reliability by using structural analysis software. The technique of curve fitting is applied to unmanned control system due to minimizing the vehicle's behavior. Furthermore, lateral controller applying actuator dynamics is robust enough to prevent performance degradation by measurement noise regarding position and heading angle. The power conversion system contains battery charger system and tapped-inductor boost converter. In the battery charger system, variable step-size MPPT is conducted for quick response of maximum power point tracking. The validity of the proposed algorithm are verified by simulations and experiments.

Keywords: unmanned solar vehicle, maximum power point tracking(MPPT), photovoltaic battery charger, tapped-inductor boost converter

1. 서 론

최근 화석 에너지의 고갈과 함께 신재생 에너지를 이용한 발전 방법이 대두되고 있으며, 그 중 태양광을 활용한 발전 시스템은 안전하며 공해가 없고 풍부한 자원을 이용하여 이에 대한 많은 연구가 수행되고 있다^{[1]-[3]}. 신재생 에너지를 이용한 자동차 분야에도 친환경적인 자동차 개발에 많은 연구가 진행되고 있다^{[4],[5]}.

본 논문에서는 태양광을 이용한 자동차 중 운전자가 없이 동작할 수 있는 무인 태양광 자동차에 대한 시스템을 기구부, 무인제어부, 전원부로 나누어 각 부의 설계기법과 제어 기법을 제한한다. 무인 태양광 자동차의 차체 설계에 있어서 가장 중요하게 고려하여야 할 사항으로 차체의 경량화, 강건성, 그리고 부품의 설치 및 유

지 보수 용이성을 들 수 있다. 이는 작은 에너지로 최대의 효과를 도출하기 위한 것이며, 응급 상황 또는 장비의 보수를 위한 정비의 수월성을 향상시키기 위함이다. 이를 위해 구조 해석 소프트웨어인 ANSYS를 이용하여, 차체에 영향을 미치는 하중 및 충격을 해석하고 최적의 형상과 재료를 선택하여 차체를 설계 및 제작을 하였다.

무인제어 시에는 주행 안정성과 외란에 대한 강인성이 필요하다. 궤적 생성기 관점으로 접근했을 때 두 점을 연결하는 데에는 퍼거슨 곡선 보간법, 에르미트 보간법, Bezier Curve 보간법, B-Spline 및 NURBS (Non-uniform Rational Bezier-Spline) 등의 여러 가지 기법이 있는데 본 연구에서는 이 중 원하는 형상을 비교적 자유자재로 생성하는 데 적합한 Cubic Bezier Curve 기법을 사용하였다. Cubic Bezier Curve 기법을 이용한 모션 플래닝은 다른 방법에 비해 계산량이 적고 특별한 초기 조건이 없기 때문에 알고리즘 구성이 단순한 특징을 갖는다^{[6],[7]}. 차량의 진행방향을 고려한 부드러운 궤적 생성과 차량의 불필요한 거동 최소화를 목적으로 선정되었다. 그리고 횡방향 제어기 관점으로 접근하면 크게 2가지를 볼 수 있는데 첫째, 다양한 자동 주행이 가능해야한다. 즉,

Paper number: TKPE-2013-18-4-10 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: kyl@ajou.ac.kr

Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University

Tel: +82-31-219-2376 Fax: +82-31-212-9531

¹ Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University

² Dept. of Mechanical Eng., Ajou University

Manuscript received Feb. 20, 2013; accepted Apr. 16, 2013

직선/곡선에서 모두 적용하기 위해 preview distance 개념을 도입하여 이를 보완하였다. 그리고 둘째, 위치오차 또는 외란에 강인해야 하며 이로 인한 제어기의 성능저하가 적어야 한다. 이를 위해 액츄에이터 동역학을 고려한 1차 저역 필터 설계를 적용하였다.

전원부에서는 태양광 모듈을 이용해 태양에너지를 전기에너지로 변환하는 전력변환장치를 설계하였다. 차 구동에 필요한 전기에너지로 높은 효율로 변환하는 것을 가장 중요한 과제로 보고, 추가적인 센서가 필요 없고 구현이 간단한 토폴로지를 설계 목표로 하였으며 고효율을 위해 속응성을 고려한 P&O MPPT 제어 기법을 제안하고 배터리 충전 알고리즘으로 적용하였다.

2. 무인 태양광 자동차 시스템 설계

그림 1은 본 논문에서 설계한 무인 태양광 자동차의 전체 시스템 구성도이다. 시스템은 크게 차체 부분을 포함하는 기구부와 무인제어를 담당하는 무인제어부(UCS: Unmanned Control System), 전력변환기 부분이 포함된 전원부로 나누어진다. 기구부는 크게 차체, 조향장치, 제동장치 그리고 동력을 전달하는 동력전달 장치로 구성되어 있으며 각각의 최대의 효과를 낼 수 있도록 설계 및 제작되었다. 무인제어는 센서, 프로세서 그리고 액츄에이터로 구성되어 있으며 센서에는 GPS와 조향각 엔코더가 있고 프로세서는 DVI processor (Driver-Vehicle Interface), control processor 그리고 lower-level processor로 나누어져 분산 제어를 하게 된다. 액츄에이터는 브레이크 모터, 조향 모터 그리고 구동 모터가 있다. 전원부는 PV 어레이로부터 입력받은 에너지를 배터리로 전달하는 배터리 충전기, 배터리에 저장된 에너지로부터 인버터를 위한 만들어주는 DC-DC 컨버터와 모터를 구동시킬 인버터로 구성되었다.

2.1 기구부 설계

차체의 설계는 구조 해석 프로그램을 활용하여 최소의 하중으로 최대의 효과를 낼 수 있는 20X20 사각 스틸 파이프를 주재료로 선정하고 부품의 적재와 정비가

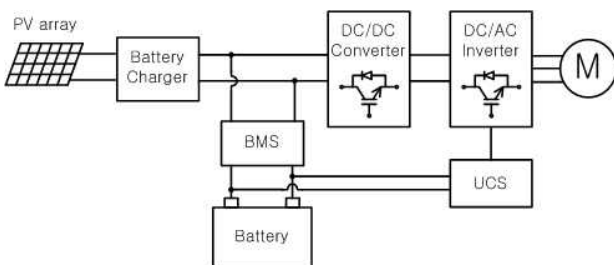


Fig. 1 The block diagram of power conversion system for unmanned solar vehicle

용이한 박스카 형태를 기반으로 하였다. 조향 장치는 조향 모터의 크기와 토크를 고려해 직접 설계하였으며 동력 손실을 최소화 하고 응답성을 극대화하기 위해 랙&피니언 방식의 조향장치에 직결할 수 있는 커넥터를 설계 및 적용하였다. 우수한 제동 성능을 위해서 전/후륜 동시 제동을 적용하였고 전륜에는 드럼식 브레이크를 후륜에는 차축에 디스크를 장착하여 디스크 브레이크를 적용하였다. 모터에서 전달되는 동력은 체인을 이용하여 구동 상태에서도 안정적이며 최소의 동력 손실 하도록 설계하였다. 본 연구에서 사용된 무인 태양광 자동차의 기구부의 사진과 이 기구부의 구조 분석 결과는 그림 2와 같다. 이 구조물의 사이즈는 너비, 길이, 높이 순서로 1850X2100X500(mm)이다.

2.2 무인제어 시스템 설계

무인 제어 시스템의 가장 큰 특징은 CAN 기반으로 다중 프로세서를 사용함으로써 독립적인 개발을 가능하게 했다는 점이다. 그림 3에서 보는 바와 같이 차량의 상태를 처리할 DVI processor와 액츄에이터의 제어를 담당하는 lower-level processor를 독립적으로 구성했기 때문에 프로세서의 효율을 극대화할 수 있었고 특히 정지 시 제어프로세서의 명령과 상관없이 정지 스위치를 담당하고 있는 프로세서에서 발생한 정지 명령에 의해 직접적으로 반응하여 구동하도록 하여 control processor가 작동하지 않는 최악의 경우도 차량을 정지시킬 수 있도록 하였다. 즉, 이 시스템은 control processor가 마스터(master), lower-level processor와 DVI processor가

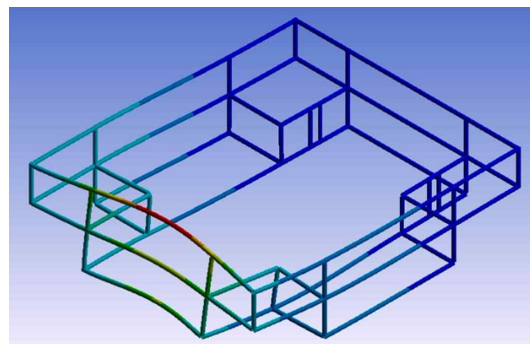


Fig. 2 The body of unmanned solar vehicle and structural analysis result

슬레이브(slave) 프로세서로 나뉜다. 전원은 5V, 24V 그리고 60V 가 사용되며 각각의 인버터를 통해 공급이 되며 센서, 프로세서, 액츄에이터에 전달된다. 센서에는 GPS와 조향 엔코더가 있으며 GPS에서는 차량 위치, heading 그리고 속도가 제공한다.

2.3 DC-DC 컨버터 설계

본 논문에서는 60V 용량의 차량용 리튬이온 배터리를 사용하였으며 DC-DC 컨버터는 배터리 전압 60V를 300V로 승압시키도록 설계되었다. 대표적인 승압형 컨버터인 부스트 컨버터로 높은 승압비를 구현할 경우 손실 증가와 기생 저항 성분으로 인해 전압 전달비 증가의 한계를 갖는다. 이를 개선하기 위하여 기존의 부스트 컨버터에서의 인덕터를 트랜스포머 형태로 만들어진 탭 인덕터로 대체하여 사용하였다. 탭인덕터 부스트 컨버터의 기본적인 동작 특성은 기존의 일반적인 부스트 컨버터와 동일하지만 권선비 성분이 전압 전달비 식에 반영되기 때문에 더 높은 승압비를 갖는다. 기존 부스트 컨버터의 전압 전달비 식은 다음 식 (1)과 같으며, 시간-전압 특성으로 유도된 탭인덕터 부스트 컨버터의 전압 전달비는 식 (2)와 같다.

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{1}{1-D} \tag{1}$$

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{1+ND}{1-D} \tag{2}$$

또한 기존 부스트 컨버터의 2차측 다이오드를 메인 스위치와 같은 전력 반도체 스위치로 대체하면 모터로부터 들어오는 역방향 전류 성분을 도통시켜 배터리에

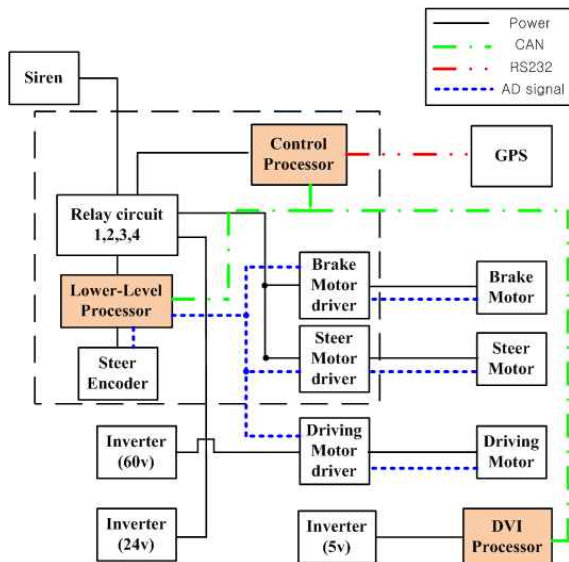


Fig. 3 The block diagram of unmanned driving system for unmanned solar vehicle

Table 1 Specifications of the tapped inductor bust converter

Parameter	Value
Input voltage	60 [V]
Output voltage	300 [V]
Input current	185 [A]
Output current	38 [A]
Inductance of primary side	37.5 [mH]
Inductance of secondary side	234 [mH]
Turn ratio (N1:N2)	1:2.5
snubber resistor	250 [Ω]
snubber capacitor	22 [uF]

다시 저장될 수 있는 경로가 만들어진다. 개선된 점들을 반영한 양방향 탭인덕터 부스트 컨버터의 회로도 는 그림 4와 같다.

제안된 토폴로지는 부스트 컨버터보다 높은 전압 전달비를 가지며, 스위치 오프 시 메인 스위치에 인가되는 전압 스트레스는 $V_o - \frac{N}{1+N}(V_o - V_m)$ 이 되어, 일반적인 부스트 컨버터에 비해 낮은 전압 스트레스를 갖는 장점이 있다. 하지만 반대로 스위치가 온 상태가 될 경우 기본 동작 시 출력 다이오드로 동작하는 전력 반도체 스위치에는 일반 부스트 컨버터의 경우에 비해 더 높은 $V_o + NV_m$ 만큼의 전압이 인가되므로 더 높은 내압의 반도체 소자가 필요하게 된다. 이 외에도 스위치의 온-오프 시 탭인덕터의 누설 인덕턴스와 기생 커패시턴스의 공진이 발생하게 되므로 그림 4(a)와 같이 손실 스너버가 필요하다. 사용된 탭인덕터 부스트 컨버터의 전기적 사양은 표 1과 같다.

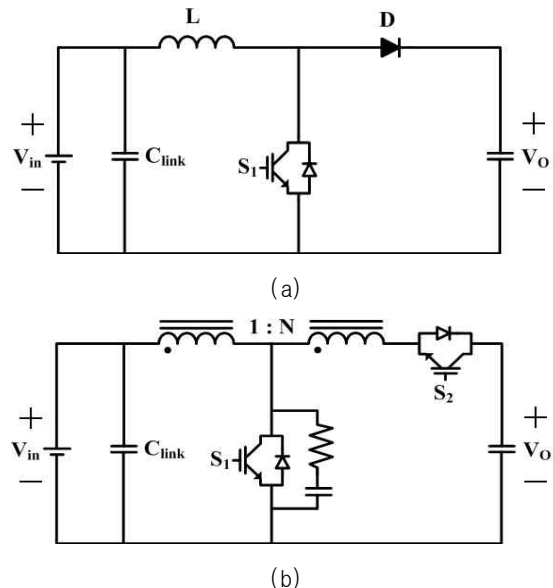


Fig. 4 The circuit of boost converter.(a) conventional circuit (b) proposed circuit

2.4 태양광 충전기 설계

태양광 전원을 이용한 배터리 충전기는 태양 전지가 태양 광선으로부터 빛에너지를 받아 전하가 이동하면서 발생하는 전기에너지로 바꾼 것을 배터리에 저장하는 역할을 담당한다. 본 설계에서는 태양 전지를 이용하여 60V 리튬이온 배터리를 충전하였으며, 벅 컨버터를 이용한 충전기 모델을 사용하였다. 벅 컨버터의 경우에는 입력 DC단을 정전압원으로 보고 출력단의 전압을 제어하는 구조를 갖는 것이 일반적이지만, 태양 전지로부터 입력 전원을 공급받는 경우의 벅 컨버터는 출력 DC단을 정전압원으로 두고 입력단의 전류를 출력전류로 보고 제어한다. 기본적인 벅 컨버터 구조에서 출력단의 커패시터도 제거될 수 있고, 대신 입력 측의 태양전지 전압과 전류에 변동이 있기 때문에 입력단에 커패시터가 필요하다.

고효율화를 지향하기 위하여 동기정류방식을 사용하였다. 기존의 벅 컨버터는 전력 반도체 스위치의 ON 상태에서는 초크코일에 에너지를 축적하고, 스위치가 OFF 되면 축적한 에너지를 방출하는 방식이며, 이 때 다이오드에 의해 전류의 흐름이 한 방향으로 유지된다. 역전류를 막아주는 다이오드는 스위칭 때마다 전압강하에 의한 대전류가 흐르기 때문에 열이 심하게 나는 등의 전력 손실의 주요인이 된다. 게다가 다이오드 소자는 회로의 고속화 및 저전압 화에도 부흥하지 못하는 단점이 있다. 이러한 다이오드를 대신해 저저항의 소자인 파워-MOSFET을 사용하면 메인 스위치와 같은 제어 IC를 통해 스위칭 되는 동기정류방식의 벅 컨버터가 된다. 동기정류방식은 두 개의 파워-MOSFET을 교번하여 ON/OFF 시키는 방식이며 벅 컨버터의 효율도 향상되고, 방열판이 필요하지 않게 되어 컨버터의 소형화에도 대응되며 배터리의 사용 기간 연장에도 효과적이다. 본 설계에서는 기존 다이오드 소자를 제거하고 MOSFET 소자로 대체한 것이 아니라, 다이오드와 함께 배치하되 병렬로 연결하여 두 소자 모두의 용량 스트레스를 줄이고 고장허용제어가 가능하도록 하였다. 이렇게 두 소자들을 병렬연결 하더라도, MOSFET이 더 낮은 저항을 갖기 때문에 환류 시 대부분의 전류는 MOSFET을 통하여 흐르게 된다. 본 설계에 사용된 벅 컨버터의 회로도는 그림 5와 같다. 기본적인 동기정류방식에서는 MOSFET(Sw2)만으로 동작 가능하지만 본 설계에서는

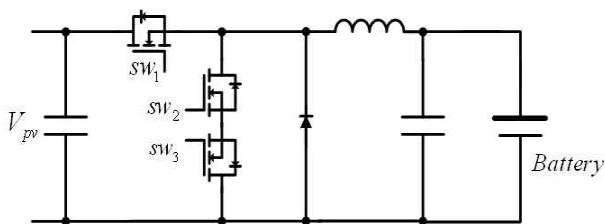


Fig. 5 The circuit of photovoltaic battery charger

Table 2 Specifications of the battery charger

Parameter	Value
Input voltage range	60~120 [V]
Input capacitor	1980 [uF]
Output capacitor	940 [uF]
Inductor	120 [uH]
Battery voltage	30 [V]
Battery capacity	45 [Ah]

MOSFET(Sw2) 자체 다이오드가 역회복 특성이 충분히 빠르지 않았기 때문에 역방향 전류를 더 짧은 시간 내에 차단하기 위하여 MOSFET (Sw3)을 직렬로 추가하였다. 태양광 충전기의 전기적 사양은 표 2와 같다.

3. 무인 태양광 자동차의 제어 알고리즘

3.1 무인제어 시스템 구성

무인제어의 알고리즘은 그림 6에1서 보는 바와 같이 크게 판단 및 계획기, 상위-제어기 그리고 하위-제어기로 구분할 수 있다. 판단 및 계획기에서는 차량의 상태를 알 수 있는 스위치 신호에 의해 판단되는 maneuver 계획기와 waypoint를 생성하는 waypoint 생성기로 나눌 수 있다. 이렇게 생성된 maneuver와 waypoint 정보를 이용하여 상위-제어기에서는 궤적생성기와 횡방향제어기를 걸쳐 원하는 조향각을 생성하고 속도 생성기에서는 원하는 속도를 하위-제어기에 제공하게 된다. 이 때, 제공받은 값은 하위-제어기를 통해 조향 제어기는 조향 모터로 속도제어기는 구동 모터와 브레이크 모터를 통해 동력을 전달한다. 이 중에 주행 궤적생성기와 횡방향 제어기 알고리즘을 설명하고자 한다.

궤적 생성기는 static waypoint (SW)가 주어진다 가정 하에서 두 SW를 연결하는 문제로 해석할 수 있으며 두 점을 연결하는 많은 기법들 중에서 Cubic Bezier Curve 기법을 사용하였다^[8].

횡방향 제어기에서는 보편적으로 사용되는 비례 제어기를 사용하였으며 수식은 다음과 같이 정의되고 K_1 , K_2 는 각각 e_y 와 e_ψ 의 제어변수이다.

$$\delta_{des} = K_1 e_y + K_2 e_\psi = K_1 e_y + K_2 (\psi_d - \psi) \quad (3)$$

여기서, 횡방향 에러 e_y 는 다음과 같이 정의된다.

$$e_y = \begin{cases} 0 & \text{if } c = 0 \\ -\text{sign}(c) \|e_d\| & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (4)$$

현재 위치와 생성된 궤적과의 가장 가까운 거리를 나타내는 e_d 는 다음과 같이 계산되어지며 여기서 \hat{J} 는 반복적으로 계산되어 얻어진 인덱스이다.

$$e_d = \begin{bmatrix} x_d(j^*) - x \\ y_d(j^*) - y \end{bmatrix} \quad (5)$$

추가적인 변수들은 아래와 같으며

$$c = \det \begin{bmatrix} e_{pd}^T \\ -e_d^T \end{bmatrix}, e_{pd} = \begin{bmatrix} x_{pd} - x_d \\ y_{pd} - y_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d(j^* + m) - x_d(j^*) \\ y_d(j^* + m) - y_d(j^*) \end{bmatrix} \quad (6)$$

d 와 ψ_d 는 다음과 같이 정의된다. 여기서 d 는 물리적인 거리를 의미하는 제어 변수이다.

$$d = \|e_{pd}\|, \psi_d = \angle e_{pd} \quad (7)$$

식 (3)의 값이 액추에이터의 성능에 초과하게 빠른 값이 나오거나 측정된 데이터의 노이즈에 의해 저하되는 경우가 있다. 이를 해결하기 위해 액추에이터 동역학을 고려하여 1차 저역필터를 설계하여 이를 보완하였다^[9].

$$\tau \dot{g}_{des} + g_{des} = \bar{g}, g_{des}(0) = \bar{g}(0), \bar{g} = \tan \delta_{des} \quad (8)$$

$$\delta_{des} = \tan^{-1}(g_{des}) \quad (9)$$

위와 유사한 방법으로 종방향 제어기에서는 종방향 액추에이터의 동역학을 고려하여 1차 저역필터를 적용하였다.

3.2 DC-DC 컨버터의 제어 알고리즘

DC-DC 컨버터에서는 페루프 제어의 대표적 방식인 비례적분 제어기를 사용하였다. 정상상태 오차를 줄여 제어 정확도를 높이는 적분제어기와 빠른 응답 특성을 가지는 비례제어기를 함께 사용하여 각각의 장점을 모두 가질 수 있는 제어 알고리즘을 설계하였다. DC-AC 인버터에 사용할 전원 V_{out} 을 300V로 만들기 위하여 적절한 비례 이득과 적분 이득을 선정하여 정착시간이 길

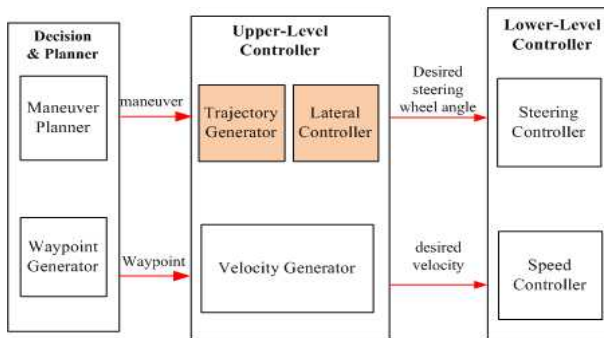


Fig. 6 Software architecture for control

지 않고, 오버슈트가 크지 않도록 제어기를 설계하였다. 제어 블록도는 그림 8과 같다.

3.3 태양광 충전기의 MPPT 제어 알고리즘

태양 전지로부터 입력받는 전력은 온도와 일사량에 대하여 가변적이므로 태양광 충전기에서는 이 전력의 최대 전력점을 추정할 수 있는 MPPT (Maximum Power Point Tracking) 제어를 수행하여 지령 전압 혹은 지령 전류 값을 생성한다. 지령값에 따른 PWM 신호는 PI제어를 통하여 출력되며, 대표적인 MPPT 제어 방법으로는 IncCond (Incremental Conductance) MPPT와 P&O (Perturbation and Observation) MPPT 등이 있다. IncCond MPPT 방식은 태양 전지의 출력 전압(출력 전류)-출력 전력 곡선의 기울기를 이용하는 방식으로, 최대 출력점의 기울기는 0이라는 사실에 착안하여 기울기의 부호에 따라 지령값을 변동해주며 제어한다. P&O MPPT 방식은 태양전지 출력단의 출력 전압(출력 전류)과 출력 전력에 일정 변동 폭을 설정하여 이 변동 폭들의 극성으로 지령값을 설정하는 방식이다^{[10]-[12]}.

이와 같은 P&O MPPT 방식은 연산이 간편하고 간단한 피드백으로 제어가 용이하지만 MPP (Maximum Power Point) 부근에서 동작하기 때문에 빠른 환경 변화에 민감하게 변화할 수 없을 뿐 아니라 변동 폭 값의 크기에 따라 자려진동이 발생하게 된다. 반면 IncCond MPPT

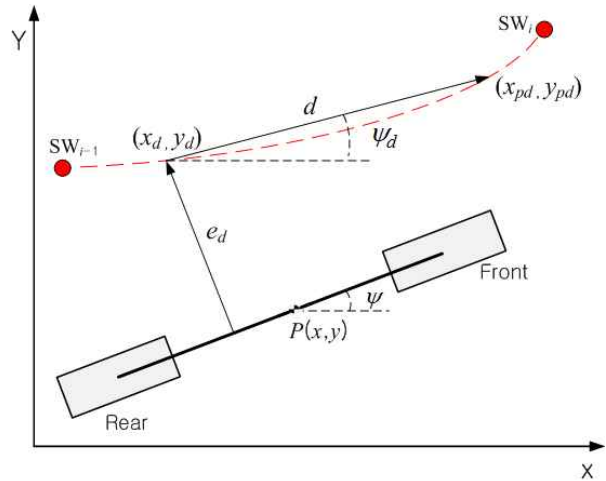


Fig. 7 Definition of lateral error and heading error

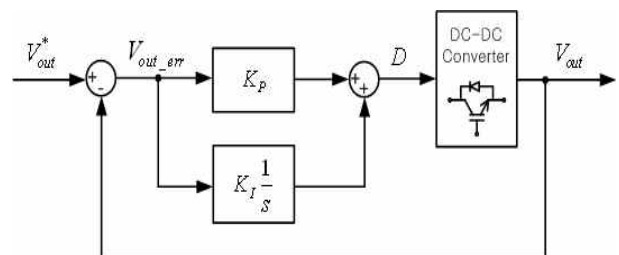


Fig. 8 The block diagram of DC-DC converter

는 출력 전압(출력 전류)-출력 전력 곡선의 기울기가 0 이라고 인식하여 현재 동작점의 위치가 최대 전력점이라고 판단하면, 지령값을 변동시키지 않는다. 따라서 빠른 일사량 및 온도에 대한 응답 특성이 좋다고 판단하지만, 실제 MPP가 정확하지 않을 수 있으며, 주변 환경의 변화가 일정하지 않기 때문에 일정 전압(전류) 변동의 크기에 따른 자려진동이 존재한다.

이러한 단점들을 보완하기 위하여 본 설계에서는 변동 폭 값을 가변적으로 가지는 P&O MPPT 방식을 사용하였다. IncCond MPPT 방식과 비교했을 때 전체적인 계산량과 구현이 간단한 P&O MPPT 제어에 출력 전력의 변동 정도에 따라 지령 전류값 변동 폭 결정 단계를 추가하여 구현하였다. 제안하는 MPPT 알고리즘은 MPPT의 자려진동을 줄이고 MPP에 좀 더 가까운 동작점에서 안정적으로 동작한다. 변동 폭의 값은 목표 전력의 90% 이하, 90~95%를 얻을 때 그리고 95% 이상을 얻을 때로 나누어 조정하였다. 변동 폭이 결정되면 출력 전력과 출력 전압의 증감 여부를 판단하고 이에 따른 지령 전류값을 설정하는 방식으로 구현하였다. 그림 9에서는 제안한 MPPT 방식의 수행과정을 순서도로 나타내었다.

3.4 태양광 충전기의 정전류·정전압 제어 알고리즘

태양광 충전기는 배터리의 SOC 레벨에 따라 그림 10과 같이 4가지의 서로 다른 충전 모드를 가지며 충전을 수행한다. 이 충전 모드들은 기본적인 전류제어기 및 전압제어기를 포함하며, 제어기들은 PI제어기를 기반으로 설계하였다.

첫 번째 충전모드는 배터리가 방전된 상태에서 일정 전압에 도달하지 않은 경우에 수행되는 정전류 충전 구간으로 배터리의 사양에 따라 설정되어 있는 최대 전류로 충전한다. 이러한 정전류 제어 없이 일반적으로 충전을 수행하는 경우, 배터리 자체의 내부 저항에 의하여

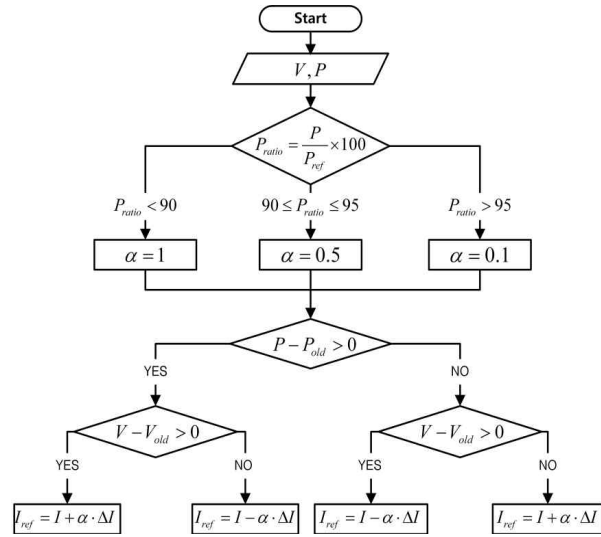


Fig. 9 Flow chart of the proposed MPPT algorithm

충전이 될수록 흐르는 전류가 감소하게 되는데, 전류가 감소하면 충전하는데 시간이 오래 걸려 강제적으로 일정 전압에 다다를 때까지는 최대속도로 충전하기 위해 최대 전류로 정전류 충전을 수행한다. 이 때 MPPT 제어를 통해 정전압 제어가 수행되게 되며 60V 리튬이온 배터리를 사용한 본 설계에서는 SOC 90%인 64.64V까지 충전 모드 1을 수행하도록 설정하였다.

일정 전압 레벨에 도달한 후 수행되는 두 번째와 세 번째 충전구간은 정전압 충전 구간이다. 두 모드가 같은 정전압 구간이지만 구분된 이유는, 모드2에서는 SOC 100%인 65.44V로 충전하여 배터리가 완충된 상태에 이르도록 하고, 모드3에서는 완충 상태에서 직병렬로 연결된 배터리 셀들의 전압을 균등하게 맞추기 위하여 정전압보다 높은 전압(66.08V)으로 과전압 충전한다. 각 모드는 배터리가 그 전압에 맞춰질 때까지 수행된다.

마지막 충전모드에서는 배터리의 자가 방전을 방지하

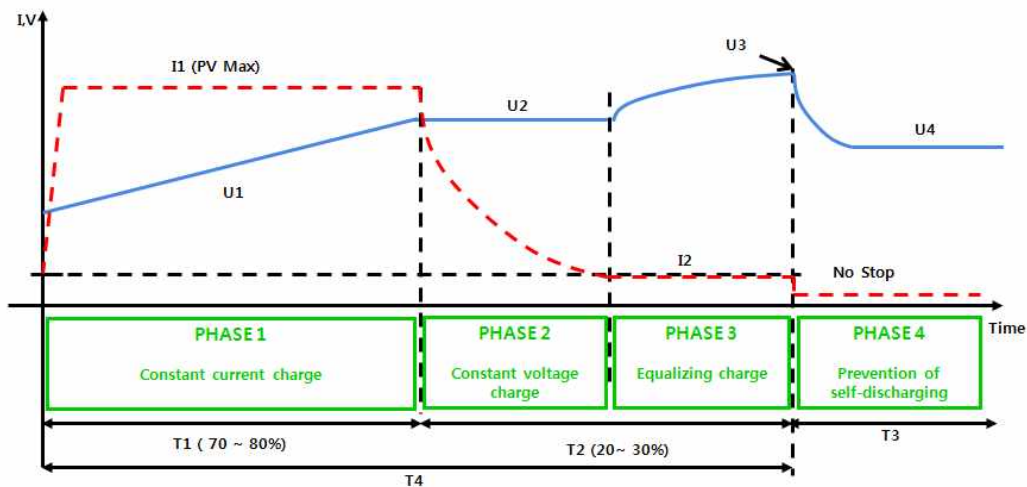


Fig. 10 Control mode of photovoltaic battery charger

여 최대용량을 유지할 수 있도록 하기 위한 저전류 충전을 계속해서 수행한다. 위와 같이 각 충전모드를 구분하여 동작을 수행할 때 SOC의 정확한 측정이 중요한 성능 결정 조건이 되는데, 이 연구에서는 여러 SOC 추정 기법 중 Coulomb counting 기법을 사용하였다. 이 방법은 배터리에 흐르는 전류를 측정하여 적분한 값을 SOC로 추정하는 기법이다. 측정방법이 쉽고 비교적 정확도가 높은 특징을 가진다^[13]. 충전상태를 계산하는 식은 다음과 같다.

$$SoC_t = SoC_0 + \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t Idt \quad (8)$$

4. 시뮬레이션

본 논문에서 수행한 제어 알고리즘 중 MPPT 제어를 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 가변 변동 폭을 가지는 MPPT 제어를 확인하기 위하여 세 가지 경우의 시뮬레이션을 수행하였다. 일반적인 P&O MPPT 중 변동 폭이 크고 작은 각각의 경우와 가변 변동 폭을 가지는 경우에 대하여 수행한 결과는 다음과 같다. 그림 11은 MATLAB 시뮬레이션을 통하여 배터리와 PV모듈에 따른 MPP 위치를 살펴보았다.

MATLAB 시뮬레이션 결과로 얻어진 MPP의 위치는 표 3과 같다. MPPT 방법에 따른 PSIM 시뮬레이션 결과 파형은 그림 12~14와 같다. 그림 12는 기본적인 P&O MPPT를 수행하되, 변동 폭이 큰 경우, MPP를 찾는 시간은 짧지만, MPP에 도달하였을 때의 자려진동이 큼을 확인할 수 있었다. 그림 13은 자려진동을 줄이기 위하여 변동 폭을 줄여 시뮬레이션 해본 경우 이러한 두 가지 경우의 단점을 보완하기 위하여, 그림 14에서는 가변 변동 폭을 가지는 MPPT를 수행하였다. 목표 전력의 90% 이하, 90%~95%를 얻을 때 그리고 95% 이상을 얻을 때로 나누어 변동 폭을 조정하였다. 기존의 P&O MPPT를 사용하였던 두 가지 경우보다 자려진동이 감소하고, MPP를 찾는 시간이 짧아져 두 가지 단점을 보완한 것을 확인할 수 있었다.

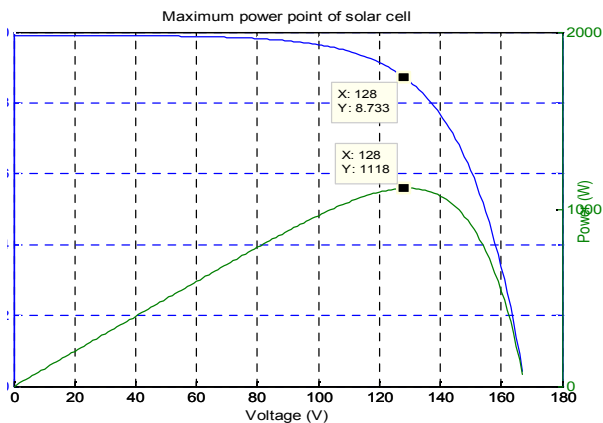


Fig. 11 Tracking of MPP by MATLAB simulation

Table 3 Simulation parameter of the battery charger

Parameter	Value
PV voltage	128 [V]
PV current	8.733 [A]
PV output power	1118 [W]

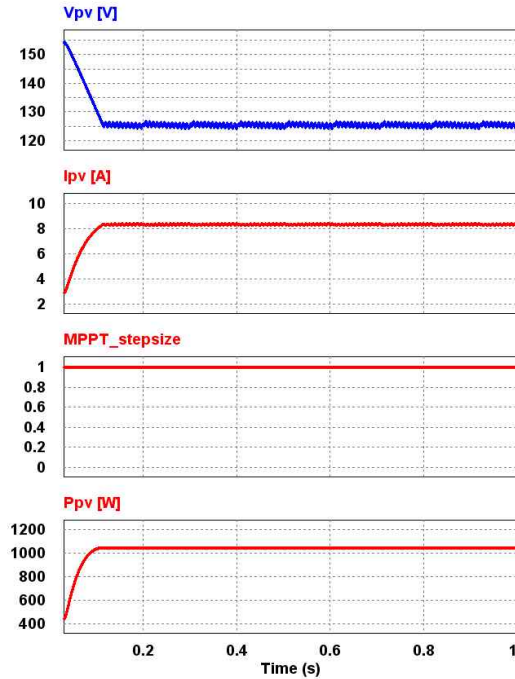


Fig. 12 Conventional P&O MPPT with large step-size

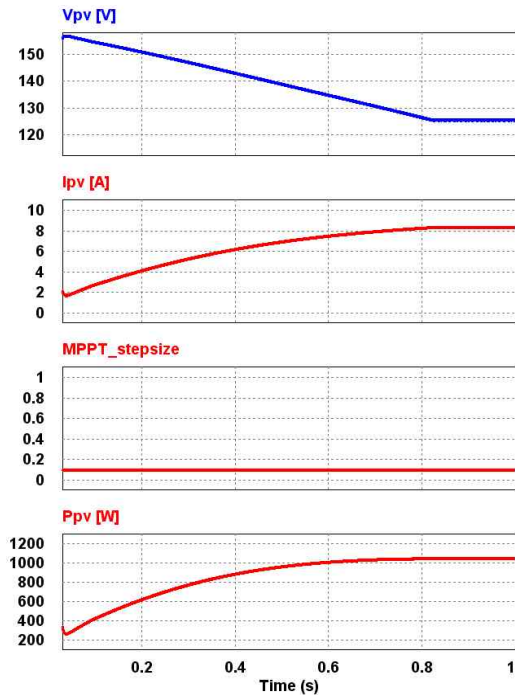


Fig. 13 Conventional P&O MPPT with small step-size

5. 실험

시뮬레이션으로 수행한 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 15와 같이 60V 리튬이온 배터리를 MPPT 기법으로 충전하는 실험을 수행하였다. 시뮬레이션과 같이 MPPT에 대하여 세 가지 MPPT 방법의 실험을 수행하였다.

그림 16과 그림 17은 기본적인 P&O MPPT 기법을 이용하여 MPP를 찾을 때, 전압, 전류, 전력의 파형이다.

변동 폭을 크게 한 그림 16의 경우에는 시뮬레이션에서의 마찬가지로 비교적 빠른 시간 내에 MPP를 찾았

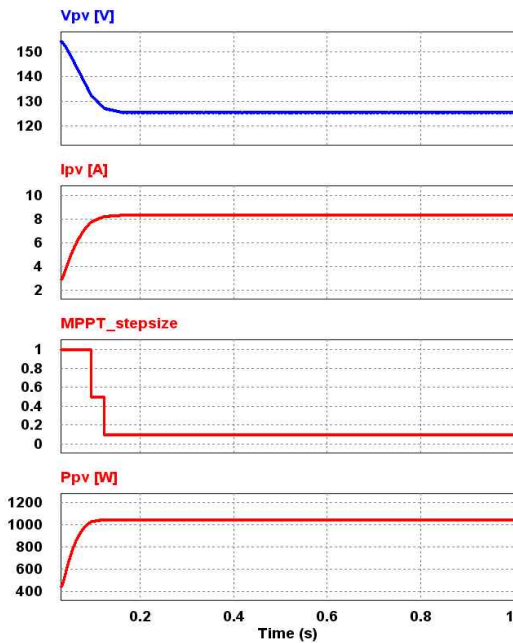


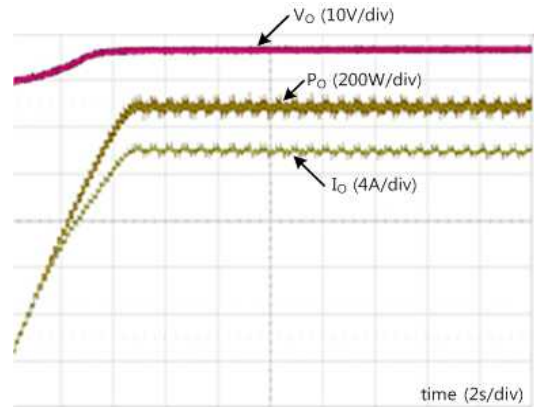
Fig. 14 P&O MPPT with variable step-size



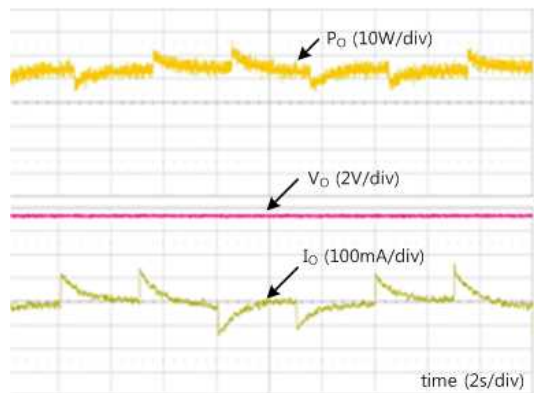
Fig. 15 Drive of unmanned solar vehicle

지만 자려진동의 폭이 큰 것을 확인하였다. 그림 16(a)에서는 과도상태를 살펴볼 수 있고, 그림 16(b)에서는 정상 상태에서의 자려진동을 확대하여 살펴보았다. 마찬가지로 그림 17에서는 변동 폭을 좁게 하여 MPPT를 수행하였으며, 이 때 정상상태에 이르는 시간은 비교적 오래 걸렸지만, 자려진동은 줄어든 것을 확인할 수 있었다.

마지막으로 그림 18에서는 가변 변동 폭을 가지는 P&O MPPT를 수행하였으며, MPP를 찾는 시간이 더 빨라지고, 정상상태에서의 자려진동 폭이 줄어드는 것을 확인하였다. 그림 18의 실험에서 변동 폭의 최댓값과 최솟값이 각각 그림 16보다 크고, 그림 17보다 작았다. MPPT 수행 중에 변동 폭을 가변하지 않는 그림 16과 그림 17의 경우에는 그림 18에서 사용한 변동 폭들로 MPPT 자체의 수행이 제대로 이루어지지 않았기 때문에 그림 18과 동일한 변동 폭으로 실험하여 성능을 비교하기 어려웠다. 그림 16에서 더 큰 변동 폭으로 과도상태를 살펴보았을 경우 변동 폭이 너무 커서 MPP를 제대로 찾지 못하고 지나쳐버리는 문제가 있었고, 그림 17의 경우에는 더 작은 변동 폭으로 MPPT를 수행하였을 경우 MPP를 찾는데 많은 시간이 소모되어 정상상태



(a)



(b)

Fig. 16 Conventional P&O MPPT with large step-size(a) transient state (b) steady state

에 이르는 모습을 하나의 파형으로 담아낼 수 없었다. 하지만 가변 변동 폭으로 MPPT를 수행한 그림 18에서는 시뮬레이션에서와 같이 원하는 출력 전력의 90% 이하, 90~95%, 95% 이상일 때에 나누어 변동 폭을 조절하였고, 각 상태에서 최적의 수행결과를 얻을 수 있는 변동 폭으로 설정하여 MPP를 찾는 시간은 감소하고, 자러진동 또한 감소한 것을 확인할 수 있었다.

특히, 이 중 변동 폭이 작은 기본 P&O MPPT 기법과 가변 변동 폭 P&O MPPT 기법을 사용한 두 가지 경우에 대하여 각각 주행 거리와 주행 시간을 측정하는 테스트를 수행하였다. 각 경우에 대하여 5번씩의 테스트를 진행하였고, 장애물이 없으며 직선구간과 곡선구간이 모두 존재하는 트랙에서 수행되었으며, 이 때 무인 태양광 자동차의 속도는 직선구간과 곡선구간에서 각각 약 12km/h, 5km/h로 일정하게 제어하였다. 각 테스트 전 배터리 전압은 SOC 10%로 맞추어 주행을 시작하였으며, 주행 거리 테스트에서는 20분의 일정 시간동안 주행한 거리를 측정하였고, 주행 시간 테스트는 약 2km의 트랙을 한 바퀴 주행하는 동안 걸린 시간을 측정하였다. 테스트는 총 2일에 걸쳐 진행되었으며, 동시에 기본 P&O 기법과 가변 P&O 기법을 수행하여 비교할 수 없

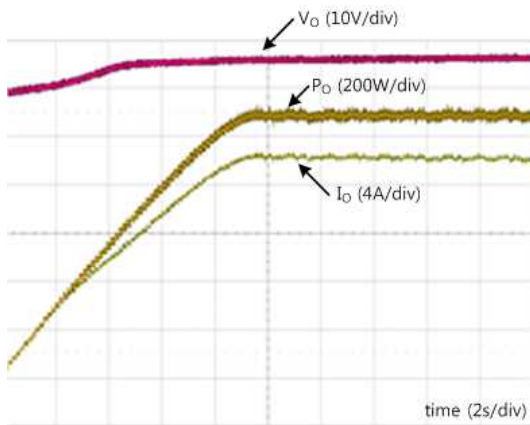
Table 4 Results of the drive test

	Travel distance	Lap time
Standard P&O MPPT	2893m	14' 32"
Variable step-size P&O MPPT	3011m	14' 19"

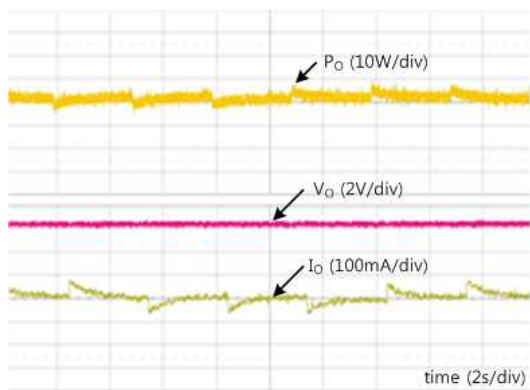
었기 때문에, 각 테스트 간의 시차가 최대한 적은 상태로 일사량이 비슷한 이틀 동안 같은 시각에 두 기법을 이용한 테스트를 번갈아 수행하여 평균치를 비교하였다.

각 테스트에 대하여 측정된 평균 주행 거리와 주행 시간은 표 4와 같았다. 작은 변동 폭의 기본 P&O MPPT 기법을 사용한 경우와 가변 변동 폭 P&O MPPT 기법을 사용한 경우의 주행 테스트 결과는 위 표와 같은 차이를 보였다. 이는 MPPT 기법들의 과도상태에서의 충전된 전력량의 차이가 반영된 것으로, 그림 17(a)와 그림 18(a)의 시간-전력 곡선에서의 면적 차이로도 확인할 수 있다. 두 그래프에서 같은 시간동안 충전된 전력량을 비교해보면 1.22Wh의 차이가 발생한다. 실제 주행테스트의 결과에서 이와 같은 계산 값이 반영되어 가변 변동 폭 MPPT 기법을 사용한 경우 같은 시간 내 주행 거리가 더 길고, 같은 구간을 짧은 시간에 주행할 수 있음을 확인할 수 있었다.

무인제어 시스템을 위해서 개발된 궤적생성기와 중/횡

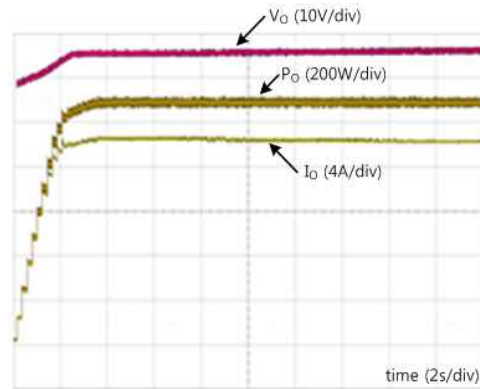


(a)

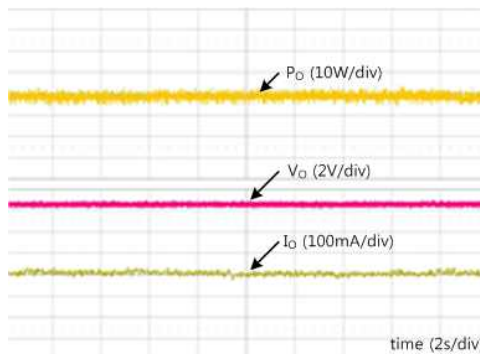


(b)

Fig. 17 Conventional P&O MPPT with small step-size(a) transient state (b) steady state



(a)



(b)

Fig. 18 P&O MPPT with variable step-size(a) transient state (b) steady state

방향 제어기의 성능 평가에서 장착된 GPS의 최대 위치 오차는 0.5(m) 이며, 주행 시나리오는 그림 19에서와 같이 약 330(m) * 40(m)의 타원형이다. 붉은 원은 waypoint를 나타내며 붉은 실선은 waypoint를 추종하기 위한 주행 궤적을 나타내고 초록색 점은 차량의 위치를 나타낸다. 더 자세한 궤적 생성은 그림 20에서 확인가능하다. 그림 21에서는 종/횡방향 제어기의 성능을 보여주고 있다. 주행 시 횡방향의 최대 오차는 0.62(m), 평균오차는 0.15(m)이다. 그리고 종방향의 최대오차는 4.93(KPH), 평균오차는 0.32(KPH)이다.

6. 결 론

본 논문에서는 기구부, 무인제어 시스템, 태양광 전력 변환 시스템을 기반으로 하는 무인 태양광 자동차의 시스템 설계에 대해 서술하였다. 기구부는 차체, 조향장치, 제동장치 그리고 동력을 전달하는 동력전달 장치로 구성이 되어 있으며 차체는 경량화를 목적으로 최소의 중량으로 필요하중을 견딜 수 있는 구조를 해석을 통하여

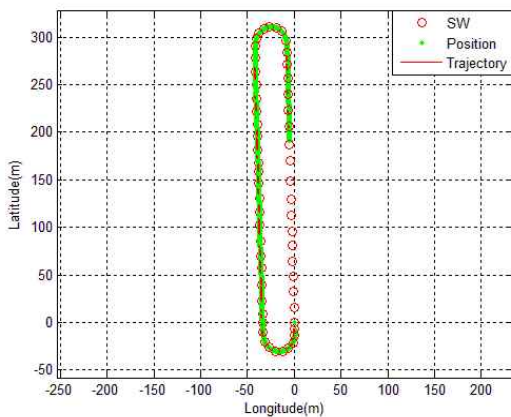


Fig. 19 Trajectory generation and current position

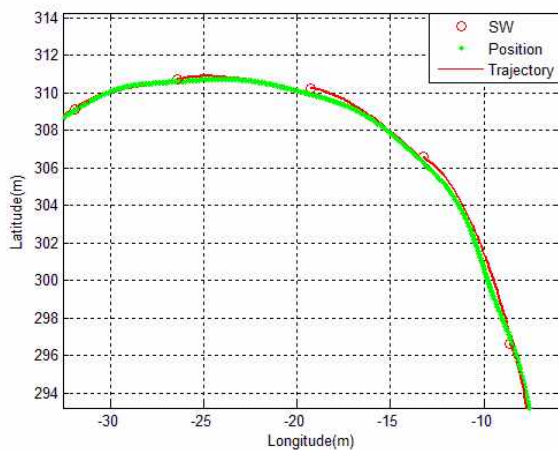


Fig. 20 Trajectory generation and current position for curve

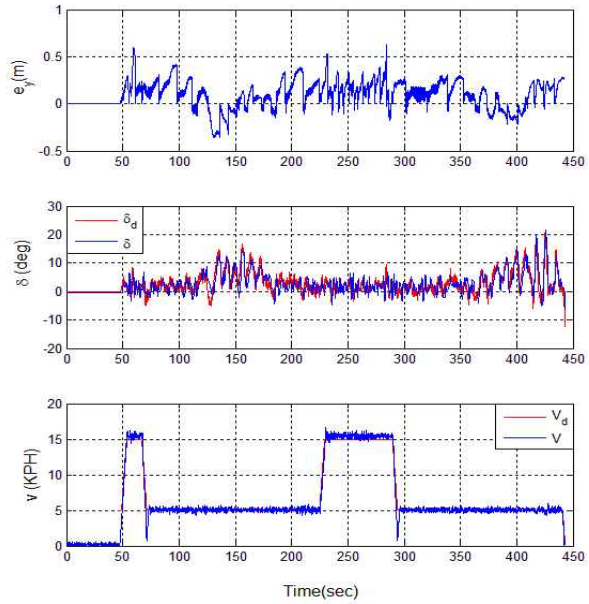


Fig. 21 Time responses of lateral error, steering angle and velocity

설계하였고, 조향, 제동, 동력 전달 장치는 각각 최소의 동력 손실과 최적의 성능을 구현 할 수 있도록 설계 하였다. 무인제어는 Cubic Bezier Curve 기법을 적용한 주행 궤적 생성과 preview distance 개념과 액츄에이터 동역학을 고려한 횡방향 제어기를 제작 차량을 이용하여 검증함으로써 불확실성이나 측정 노이즈에 대해서도 강인함을 확인하였다.

전력 변환 시스템에서는 태양광을 이용한 배터리 충전 시스템에 가변 변동 폭 P&O MPPT 기법을 이용하였으며, 탭인덕터 부스트 컨버터를 이용하여 승압한 전압으로 모터를 구동할 수 있도록 설계하였다. 가변 변동 폭을 사용하는 P&C MPPT는 기존의 P&O MPPT보다 정상상태에 이르는 속도가 향상되었으며 정상상태에서의 자력진동을 줄일 수 있다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 수행하였던 제어기법의 타당성을 검증하였다.

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (G031462811)

References

[1] June-Seok Lee, Byoung-Seoup Lee, and Kyo-Beum Lee, "Performance Improvement of a Grid-Connected Photovoltaic Power Conditioning System Using a Sliding-Mode Based Direct Power Control," *Power Electronics Autumn Conference*, pp. 269-270, Nov. 2011.

- [2] June-Seok Lee, and Kyo-Beum Lee, "Performance Improvement of a Two-String Grid-Connected Photovoltaic Power Conditioning System," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 211-212, Jul. 2012.
- [3] Jae Seung Yoon, Gwang Seob Kim, and Kyo-Beum Lee, "A Reduction Technique of Low Order Harmonics for a Grid-Connected PV PCS," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 211-212, Jul. 2012.
- [4] A. Kawamura, G. Guidi, Y. Watanabe, Y. Tsuruta, N. Motoi, and T. W. Kim, "Driving Performance Experimental Analysis of Series Chopper Based EV Power Train," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 992-1002, Nov. 2012.
- [5] Su-Young Yun, Hyung-Jun Chae, Won-Yong Kim, Hyung-Tae Moon, Yu-Seok Jeong, and Jun-Young Lee, "Battery Charger for EV," *Journal of the Korean Institute Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 460-465, Dec. 2010.
- [6] J. Choi, R. E. Curry, and G. H. Elkaim, "Continuous curvature path generation based on bezier curves for autonomous vehicles," *IAENG International Journal of Applied Mathematics*, Vol. 40, No. 2, May 2010.
- [7] Y. Li and J. Xiao, "On-line planning of nonholonomic trajectories in crowded and geometrically unknown environments," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Kobe, pp. 3230-3236, May 2009.
- [8] Hee-Jae Choi, and Bong-Sob Song, "Design of Lateral Controller for Automatic Valet Parking and Its Performance Analysis with Respect to Vehicle Types," *Institute of Control, Robotics, and Systems*, Vol. 18, No. 11, pp. 1051-1058, Nov. 2012.
- [9] Hee-Jae Choi, Do-hyun Kim and Bong-Sob Song, "Lateral Control for Semi-autonomous valet parking with effect of actuator dynamics," *International Conference of WASET*, pp. 1372-1376, Oct. 2012.
- [10] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No 4, pp. 963-973, July 2005.
- [11] Hyun-Hee Lee, Dae-Keun Choi, and Kyo-Beum Lee, "Sensorless MPPT Control of a Grid-Connected Wind Power System Using a Neuro-Fuzzy Controller," *Journal of the Korean Institute Power Electronics*, Vol. 16, No. 5, pp. 484-493, Oct. 2011.
- [12] Dae-Keun Choi, and Kyo-Beum Lee, "Variable Step-Size MPPT Control based on Fuzzy Logic for a Small Wind Power System," *Journal of the Korean Institute Power Electronics*, Vol. 17, No. 3, pp. 205-212, Jun. 2012.
- [13] S. Piller, M. Perrin, A. Jossen, "Methods for State-of-charge Determination and Their applications", *Journal of Power Sources*, Vol. 96, pp. 113-120, Jun. 2001.



신예슬(申예슬)

1987년 10월 3일생. 2012년 아주대 전자공학부 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



이교범(李敎範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학과 졸업. 1999년 동 대학원 제어 계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.



전용호(全庸鎬)

1976년 10월 5일생. 2003년 아주대 공대 기계공학과와 미국 Illinois Institute of Technology 기계공학과 동시 졸업. 2005년 미국 University of Wisconsin-Madison 기계공학과 졸업(석사). 2008년 동 대학원 기계공학과 졸업(공학박). 2008년~2011년 현대자동차 요소생기개발팀 과장. 2011년~현재 아주대 기계공학과 조교수.



송봉섭(宋奉燮)

1971년 11월 24일생. 1996년 한양대 정밀기계공학과 졸업. 1999년 U. C. Berkeley 기계공학부 졸업(석사). 2002년 동 대학원 졸업(공학박). 2004년~현재 아주대 기계공학과 부교수.