

# 태양광 시스템을 위한 가변 조정계수 기반의 적응형 MPPT 제어 기법

이귀준<sup>1</sup>, 김래영<sup>2</sup>, 현동석<sup>†</sup>, 임춘호<sup>3</sup>, 김우철<sup>4</sup>

## An Adaptive Maximum Power Point Tracking Scheme Based on a Variable Scaling Factor for Photovoltaic Systems

Kui-Jun Lee<sup>1</sup>, Rae-Young Kim<sup>2</sup>, Dong-Seok Hyun<sup>†</sup>, Chun-Ho Lim<sup>3</sup>, and Woo-Chull Kim<sup>4</sup>

**Abstract** - An adaptive maximum power point tracking (MPPT) scheme employing a variable scaling factor is presented. A MPPT control loop was constructed analytically and the magnitude variation in the MPPT loop gain according to the operating point of the PV array was identified due to the nonlinear characteristics of the PV array output. To make the crossover frequency of the MPPT loop gain consistent, the variable scaling factor was determined using an approximate curve-fitted polynomial equation about linear expression of the error. Therefore, a desirable dynamic response and the stability of the MPPT scheme were maintained across the entire MPPT voltage range. The simulation and experimental results obtained from a 3 KW rated prototype demonstrated the effectiveness of the proposed MPPT scheme.

**Keywords:** maximum power point tracking (MPPT), photovoltaic (PV), scaling factor, small-signal model, curve fitting

### 1. 서 론

PV(Photovoltaic) array 는 전력변환 효율이 낮고 비선형 출력 특성을 가지며, 출력 성능이 일사량과 온도 등의 외부 기상조건에 따라 가변한다. 그러므로 PV array 로부터 최대전력을 얻기 위한 MPPT(Maximum Power Point Tracking) 제어가 전력변환시스템에 반드시 탑재되어야 한다.

현재까지 다양한 MPPT 기법들이 제안되었으며<sup>[1],[2]</sup>, P&O(Perturb and Observe) 기법<sup>[3-5]</sup> 과 IncCond(Incremental Conductance) 기법<sup>[6],[7]</sup> 이 구현이 간단하고 효과적인 추종 성능으로 인해 널리 사용되고 있다. 그러나 이러한 MPPT 기법들은 설치된 태양광 발전시스템에 적합하도록 최적화되어야 하며, MPPT 성능이

기준전압 혹은 기준전류 갱신을 위한 스텝 크기에 크게 좌우되는 단점을 갖고 있다. 고정 스텝 크기를 갖는 MPPT 기법의 경우, 이는 정상상태 진동과 과도응답 성능 사이의 상충관계를 야기한다.

따라서 가변 스텝 크기를 특징으로 하는 적응형 MPPT 기법들이 연구되었으며, 이를 위해 P&O MPPT 기법에서 MPPT 제어 주기와 스텝 크기에 대한 최적화를 수행하였고<sup>[4]</sup>, PI(Proportional Integral) 제어가 튜닝을 통한 고성능 적응형 P&O MPPT 기법이 제안되었으며<sup>[5]</sup>, 스텝의 크기가 순시 컨덕턴스와 증분 컨덕턴스 합을 적분하여 갱신되는 가변 스텝 크기를 갖는 MPPT 기법이 제안되었다<sup>[8]</sup>.

이러한 적응형 MPPT 기법들은 적절한 조정계수 선정을 요구하는데, 이는 MPPT 성능과 안정성을 결정하는 중요한 요소이다. 이를 위해, 조정계수를 선정하는 간단한 지침이 제안되었으며<sup>[9]</sup>, 만족스러운 과도응답과 안정성을 확보하기 위해 주파수 영역에서 조정계수와 MPPT 제어주기가 이론적으로 설계되었다<sup>[10]</sup>. 하지만 이러한 고정 조정계수는 최대전력점과 같은 임의의 동작점에서 설계되기 때문에, MPPT 전압의 전 영역에서 만족스러운 성능을 갖지 못한다. 즉, 외부 환경조건의 변화에 의해 예상 동작점을 벗어나면, PV array 의 동특

Paper number: TKPE-2012-17-5-7 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: [dshyun@hanyang.ac.kr](mailto:dshyun@hanyang.ac.kr), Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

Tel: +82-2-2220-0341 Fax: +82-2-2220-0570

<sup>12</sup> Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

<sup>34</sup> P-development Team, LG Uplus Corporation

Manuscript received Aug. 2, 2012; accepted Aug. 23, 2012

— 본 논문은 2012년 전력전자학회 우수추천논문임

— 본 논문은 2011년 전력전자학회 외부장학금 수혜논문임

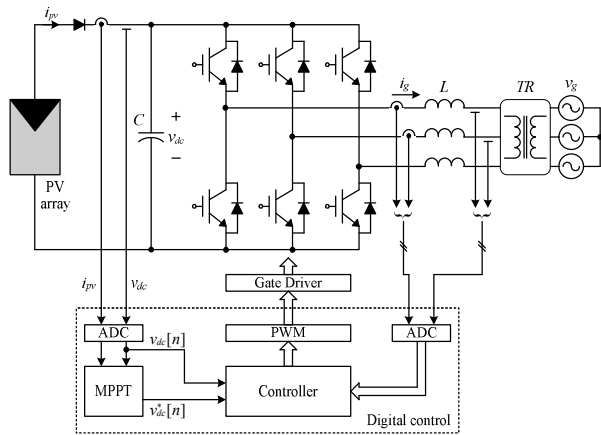


Fig. 1 Grid-connected PV inverter

성이 변하고, 이는 MPPT 제어기의 관점에서 제어 대상의 동특성이 가변됨을 의미한다.

따라서, 본 논문에서는 가변 조정계수를 이용한 새로운 적응형 MPPT 기법을 제안한다. MPPT 기법에 대한 소신호 모델과 오차에 대한 선형화된 식에 곡선맞춤 기법을 적용하여 가변 조정계수를 해석적으로 설계한다. 이를 통해, 외부 환경조건에 의한 PV array의 동작점 변화에 상관없이 동등한 MPPT 성능을 유지하게 된다. 제안된 MPPT 기법의 유효성은 3KW급 태양광 인버터 시스템에 대한 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

## 2. 제안된 적응형 MPPT 기법

그림 1은 일반적인 3상 계통연계형 태양광 인버터 시스템을 보여준다. 최근에 계통연계를 위해 LCL 필터가 널리 사용되지만, 이는 제안된 MPPT 기법 검증에 영향을 미치지 않기 때문에 간단한 L 필터를 사용하였다. 디지털 제어 블록에서는 각종 제어 알고리즘이 수행되며, ADC (Analog-to-Digital Conversion)와 PWM(Pulse-Width-Modulation)이 구현된다. 이 중, MPPT 블록에서는 측정된 PV array 전류( $i_{pv}$ )와 DC 링크 전압( $v_{dc}$ )를 기반으로 PV array로부터 최대전력을 얻기 위한 PV array 기준전압에 해당하는 DC 링크 기준전압을 생성시킨다. 한편, DC 링크 기준전압을 입력으로 하는 제어 블록에서는 MPPT를 제외한 DC 링크 전압 제어, 계통전류( $i_g$ ) 제어, PLL(Phase-Locked Loop), 단독운전 검출, 고장검출 등의 다양한 알고리즘이 수행되며, 이러한 제어 기법들은 주파수 영역에서 해석적으로 설계될 수 있어 동특성을 합리적으로 예측할 수 있다. 그러나 대부분 MPPT 기법들은 순서도를 기반으로 구현되어 동특성을 파악하기 어렵고, 만족스러운 스텝 크기 혹은 조정계수 선정을 위해 반복적인 튜닝 과정을 요구한다.

### 2.1 MPPT 기법 모델링

그림 1에서 PV array의 출력전력은 식 (1)로 주어진다.

$$p = v_{dc} i_{pv} \quad (1)$$

식 (1)을 전압에 대해 미분하면 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\frac{dp}{dv_{dc}} = i_{pv} + v_{dc} \frac{di_{pv}}{dv_{dc}} \quad (2)$$

식 (2)로부터 오차 표현식을 식 (3)과 같이 정의할 수 있다.

$$e = i_{pv} \cdot dv_{dc} + v_{dc} \cdot di_{pv} \quad (3)$$

기존의 오차 표현식<sup>[10]</sup>과는 달리, 식 (3)은 나누기 연산자를 포함하지 않기 때문에 연산시간을 감소시킬 수 있고 노이즈 간섭에 의한 MPPT 성능을 개선할 수 있다. 특히, MPP(Maximum Power Point)에서  $dv_{dc}$ 가 0에 근접함으로 인해 발생할 수 있는 계산상의 문제점을 방지할 수 있다. 한편, 본 논문에서는 해석의 편의상  $dv_{dc}$ 의 부호를 양수로 가정하였는데, 부호가 반대인 경우는 앞으로 전개될 해석이 대칭적이 됨으로 인해 최종 결과에 음의 부호를 추가하는 것으로 충분하다.

그림 2는 표 1에 주어진 3KW급에 해당하는 PV array의 일사량에 따른 P-V(Power-Voltage) 곡선과 설정된 MPPT 전압 범위(225-400 V)내에서의 오차( $e$ ) 곡선을 보여준다. 오차( $e$ ) 값이 MPP에서 0이 되며, MPP의 좌측 영역에서는 양수, 우측 영역에서는 음수가 됨을 알 수 있다.

그러므로 MPP를 추종하기 위해 다음과 같은 과정이 요구된다.

$$\begin{cases} 1) \text{ increasing } v_{dc}^* & \text{when } e > 0 \\ 2) \text{ decreasing } v_{dc}^* & \text{when } e < 0 \\ 3) \text{ maintaining } v_{dc}^* & \text{when } e = 0 \end{cases} \quad (4)$$

MPPT의 디지털 구현을 위해 식 (3)에 오일러 방법을 적용하면 식 (5)와 같이 표현되고,

$$\begin{aligned} e[n] &= i_{pv}[n] \cdot (v_{dc}[n] - v_{dc}[n-1]) \\ &\quad + v_{dc}[n] \cdot (i_{pv}[n] - i_{pv}[n-1]) \\ &= i_{pv}[n] \cdot \Delta v_{dc}[n] + v_{dc}[n] \cdot \Delta i_{pv}[n] \end{aligned} \quad (5)$$

디지털 보상기는 식 (5)의 오차 표현식에 조정계수( $k$ )를 곱하여 간단하게 식 (6)과 같이 구성할 수 있다.

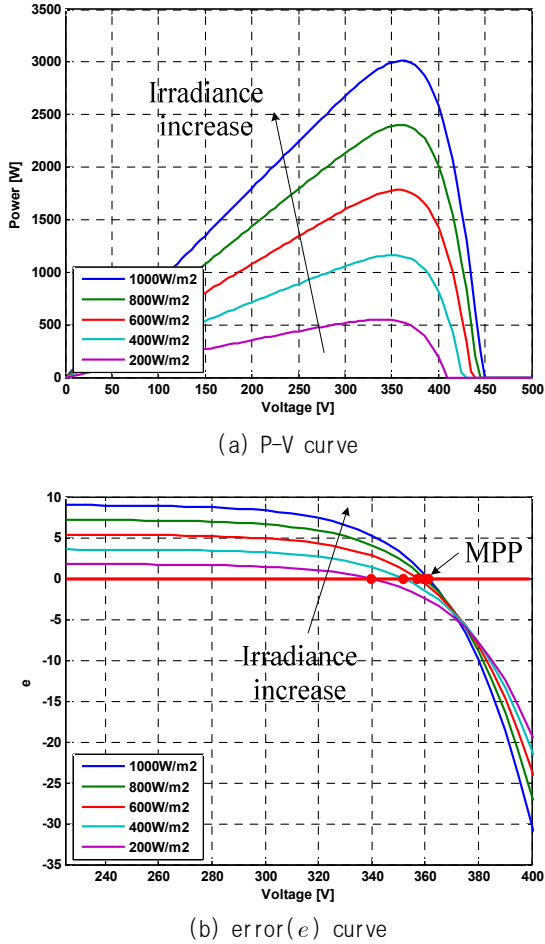


Fig. 2 Exemplary curve of the 3KW PV array

$$v_{dc}^*[n+1] = v_{dc}^*[n] + k \cdot e[n] \quad (6)$$

그림 3은 식 (5), (6)를 이용한 전체 MPPT 제어 루프의 블록도를 보여준다. 여기서  $G$  는 플랜트 모델로써 DC 링크 전압응답을 나타내며, ZOH 는 zero-order hold,  $T_{SS}$  는 MPPT 제어주기,  $T_{mppt}$  는 MPPT 루프 이득을 나타낸다. 그림 3을 통해 MPPT 제어가 입력된 PV array 의 전류( $i_{pv}$ )와 전압( $v_{dc}$ )을 통해 DC 링크 기준전압( $v_{dc}^*$ )를 생성함을 알 수 있다.

루프 이득  $T_{mppt}$  는 식 (7)로 주어지며,

$$T_{mppt} = G_m \cdot G, \quad G_m = \frac{v_{dc}^*}{v_{dc}} \quad (7)$$

$G_m$  은 실제 DC 링크 전압에 대한 기준전압의 전달 함수이다. 플랜트 모델  $G$  는 그림 1의 전력변환시스템에서 일반적으로 전압제어와 전류제어 루프를 포함하지만, 다른 전력변환시스템에서는 하나의 전압 혹은 전류

Table 1 Specifications of the 3KW PV array at 25°C and 1000W/m<sup>2</sup>

Maximum Power ( $P_{mpp}$ )	3016 [W]
MPP Voltage ( $V_{mpp}$ )	361 [V]
MPP Current ( $I_{mpp}$ )	8.355 [A]
Open-circuit Voltage ( $V_{oc}$ )	450 [V]
Short-circuit Current ( $I_{sc}$ )	9.03 [A]

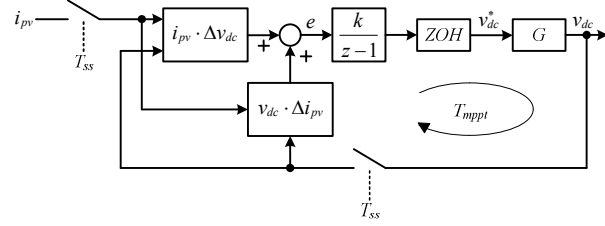


Fig. 3 Block diagram of the MPPT control loop

제어 루프를 포함할 수 있다. 이러한 제어 루프가 잘 설계되면, 해석의 편의상  $G$  는 식 (8)의 1차 저역통과필터 형태로 근사화될 수 있다.

$$G = \frac{1}{\tau s + 1}, \quad \tau = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (8)$$

여기서  $f_c$  는 차단 주파수이다.

비록 식 (8)의 근사화된 모델과 실제 전압응답의 차이가  $f_c$  부근에서 클 수 있지만, MPPT 루프의 교차 주파수는  $f_c$  보다 훨씬 낮은 영역에서 설계되기 때문에 MPPT 기법 모델링에 거의 영향을 미치지 않는다.

한편,  $G_m$  은  $z = e^{s \cdot T_{SS}}$  와  $ZOH = (1 - e^{-s \cdot T_{SS}})/(s \cdot T_{SS})$  를 이용하여 식 (9)로 표현된다.

$$G_m = \frac{k}{T_{SS}} \cdot \frac{1}{s \cdot e^{s \cdot T_{SS}}} \cdot \frac{\hat{e}}{\hat{v}_{dc}} \quad (9)$$

식 (9)에서  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  는 비선형 함수이기 때문에,  $G_m$  를 계산하기 위해서는  $e$  에 대한 동작점( $I_{pv}$ ,  $V_{dc}$ )에서의 선형화 과정이 요구된다. 따라서 식 (3)에 테일러 전개를 적용해야 하며, 이를 위해 먼저  $dv_{dc}$  와  $di_{pv}$  에 대한 표현식이 요구된다.

PV array 의 출력에 해당하는  $i_{pv}$  와  $v_{dc}$  에 대한 관계식은 식 (10)으로 주어진다<sup>[11]</sup>.

$$i_{pv} = I_{pv} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{v_{dc} + R_s i_{pv}}{V_t a}\right) - 1 \right] - \frac{v_{dc} + R_s i_{pv}}{R_p} \quad (10)$$

여기서  $I_{pv}$  는 태양광 전류,  $I_0$  는 포화전류,  $V_t = N_s k_1 T/q$  는 열전압,  $k_1$  은 볼츠만 상수 ( $1.3806503 \times 10^{-23}$  J/K),  $T$  는 p-n 접합의 절대온도,  $q$  는 전하량 ( $1.60217646 \times 10^{-19}$  C),  $a$  는 다이오드 이상계수,  $R_s$  는 등가직렬저항,  $R_p$  는 등가병렬저항 이다.

식 (10)을  $v_{dc}$  에 대해 미분하면 식 (11)를 얻을 수 있다.

$$\frac{di_{pv}}{dv_{dc}} = - \frac{\frac{I_0}{V_t a} \exp\left(\frac{v_{dc} + R_s i_{pv}}{V_t a}\right) + \frac{1}{R_p}}{1 + \left(\frac{I_0}{V_t a} \exp\left(\frac{v_{dc} + R_s i_{pv}}{V_t a}\right) + \frac{1}{R_p}\right) R_s} \quad (11)$$

식 (11)를 식 (3)에 대입하면, 오차는 다음과 같이 표현된다.

$$e = i_{pv} \left(1 + \left(x + \frac{1}{R_p}\right) R_s\right) - v_{dc} \left(x + \frac{1}{R_p}\right), \quad (12)$$

$$x = \frac{I_0}{V_t a} \exp\left(\frac{v_{dc} + R_s i_{pv}}{V_t a}\right)$$

식 (12)에 동작점( $I_{pv}$ ,  $V_{dc}$ ) 에 대한 테일러 전개를 적용하고, 2차 이상의 고차 항을 무시하면 오차는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$e \approx \left[ i_{pv} \left(1 + \left(x + \frac{1}{R_p}\right) R_s\right) - v_{dc} \left(x + \frac{1}{R_p}\right) \right]_{\substack{i_{pv} = I_{pv} \\ v_{dc} = V_{dc}}} + (i_{pv} - I_{pv}) \cdot \left[ \left(1 + \left(x + \frac{1}{R_p}\right) R_s\right) + i_{pv} \cdot x \frac{R_s^2}{V_t a} - v_{dc} \cdot x \frac{R_s}{V_t a} \right]_{\substack{i_{pv} = I_{pv} \\ v_{dc} = V_{dc}}} + (v_{dc} - V_{dc}) \cdot \left[ i_{pv} \cdot x \frac{R_s}{V_t a} - \left( \left(x + \frac{1}{R_p}\right) + v_{dc} \cdot x \frac{1}{V_t a} \right) \right]_{\substack{i_{pv} = I_{pv} \\ v_{dc} = V_{dc}}} \quad (13)$$

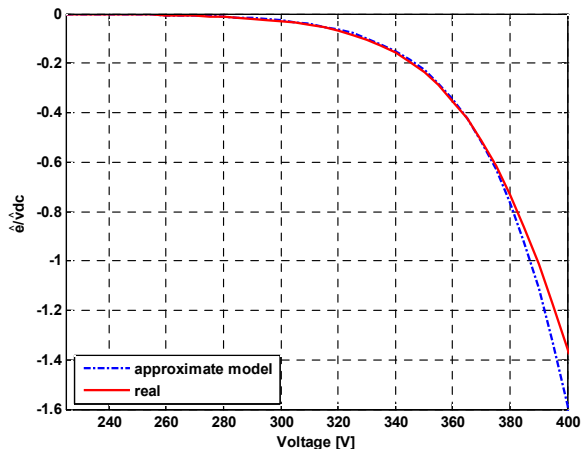


Fig. 4  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  curve

식 (13)에 소신호 변동  $e = E + \hat{e}$ ,  $i_{pv} = I_{pv} + \hat{i}_{pv}$ ,  $v_{dc} = V_{dc} + \hat{v}_{dc}$  을 인가하여 전개하면 최종적인 소신호 모델  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  을 얻게 된다.

$$\frac{\hat{e}}{\hat{v}_{dc}} = \left[ i_{pv} \cdot x \frac{R_s}{V_t a} - \left( \left(x + \frac{1}{R_p}\right) + v_{dc} \cdot x \frac{1}{V_t a} \right) \right]_{\substack{i_{pv} = I_{pv} \\ v_{dc} = V_{dc}}} \quad (14)$$

그림 4는 표 1에 주어진 PV array 사양에 대한  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  곡선을 보여주는데, 선형화 과정을 통해 얻어진 식 (14)의 근사화된 결과값이 수치해석적으로 계산된 실제 값과 상당히 일치함을 알 수 있다.

그러므로 최종  $T_{mppt}$  는 식 (7), (9), (14)를 통해 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$T_{mppt} = \frac{k}{T_{SS}} \cdot \frac{1}{s \cdot e^{s \cdot T_{SS}}} \cdot \frac{\hat{e}}{\hat{v}_{dc}} \cdot \frac{1}{\tau s + 1} \quad (15)$$

여기서  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  는 식 (14)를 통해 주어지며, 식 (15)를 통해 MPPT 성능이 조정계수  $k$  와 제어주기  $T_{SS}$  에 의존함을 알 수 있다. 따라서 조정계수  $k$  와 제어주기  $T_{SS}$  를 적절히 선정하여 사용자가 원하는 MPPT 성능을 만족시킬 수 있게 된다.

## 2.2 가변 조정계수 설계

기존의 MPPT 기법에서는 조정계수를 결정하기 위해, 식 (15)의  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  크기를 MPP 와 같은 예상 동작점에 해당하는 하나의 값으로 고정하였고, 사용자가 원하는  $T_{mppt}$  를 만족하는 하나의 조정계수  $k$  가 선정되었다 [10],[12]. 하지만 PV array 의 출력은 기상조건에 따라 계속 가변하며, 이는 결국 PV array 의 동작점을 변화시키며 그림 4를 통해 알 수 있듯이  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  크기 또한 변

Table 2 System Specifications

Grid Line-to-Line Voltage ( $v_g$ )	220 [Vrms]
Grid Frequency	60 [Hz]
Transformer ( $TR$ )	140 : 220 [Vrms]
Filter Inductance ( $L$ )	4 [mH]
DC-link Capacitance ( $C$ )	1100 [ $\mu$ F]
Sampling Frequency	16 [kHz]
Switching Frequency	8 [kHz]
MPPT Voltage Range	225 - 400 [V]

화시킨다. 따라서 설계된 MPPT 성능이 예상 동작점이 아닌 다른 동작점에서는 저하되는 경향이 있으며, 이는 시스템 전체 효율을 감소시키게 된다. 따라서 이러한 단점을 극복하기 위해, 본 논문에서는 동작점 변화에 따른  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  크기 변화를 보상하는 가변 조정계수를 해석적으로 설계하며 디지털 제어기내에서 실시간으로 구현한다.

조정계수를 선정하기 위해 우선 플랜트 모델  $G$  가 결정되어야 하며, 본 논문에서는  $G$  의 차단 주파수를 표 2의 시스템 사양을 기반으로 50 Hz 로 설계하였다.

그 후,  $G$  의 응답특성에 따라 제어주기  $T_{SS}$  가 결정된다. 정상상태 1% 이내로 들어가는  $G$  의 정착시간은 약 146 ms 이므로, 제어주기  $T_{SS}$  는 안정적인 동작을 위해 정착시간의 3배 이상이 되는 50 ms 로 선정된다. 다음으로 중간 과정으로써 고정 조정계수  $k_f$  가 사용자가 원하는 성능에 맞춰 임의로 선정된다. 그림 4를 통해 MPP 전압( $v_{dc} = 361$  V) 에서  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  의 절대값이 약 0.36 에 해당하므로, 기존의 방법처럼 하나의 고정 조정계수가 선정될 수 있다. 본 논문에서는  $T_{mppt}$  의 교차 주파수를 1 Hz 로 선정하기 위해  $k_f$  를 0.9 로 선정하였다.

그림 5는 서로 다른 동작점에서  $k = 0.9$  에 해당하는  $T_{mppt}$  의 보드 선도를 보여준다. MPP 동작점 ( $v_{dc} = 361$  V) 에서는  $T_{mppt}$  의 교차 주파수가 1 Hz 임을 알 수 있지만, 다른 동작점에서는 보드 선도의 크기가 평행하게 이동하며 성능이 저하됨을 알 수 있다. PV array 의 동작점이 낮은 DC 링크 전압 ( $v_{dc} = 225$  V) 으로 이동하면 정상상태 오차와 과도응답 시간이 증가함을 예상할 수 있고, 높은 DC 링크 전압 ( $v_{dc} = 400$  V) 으로 이동하면 과도응답 시간은 항상 되지만 작은 위상여유로 인해 시스템의 안정성 문제가 대두됨을 알 수 있다. 이는 조정계수  $k$  가 0.9 로 고정되어 있는 반면,  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  의 크기가 그림 4에서처럼 동작점에 따라 가변하기 때문이다.

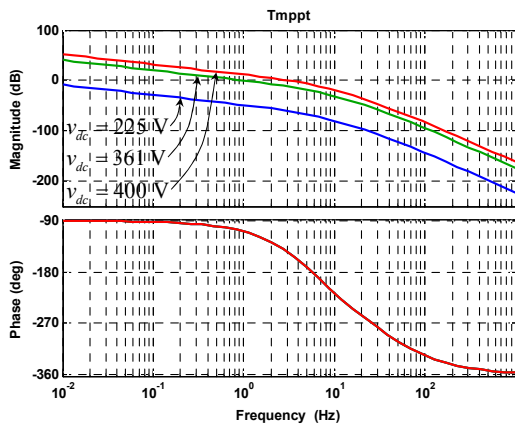


Fig. 5 Bode plot of the MPPT loop gain ( $T_{mppt}$ )

따라서 본 논문에서는 동작점 변화에 상관없이  $T_{mppt}$  의 교차 주파수를 일정하게 유지하기 위한 가변 조정계수  $k$  를 제안하며, 이는 식 (15)에서  $k$  와  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  의 곱을 일정한 값으로 유지하는 것을 의미한다. 이를 위해 곡선맞춤기법을 적용하여 그림 4의  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  를 대체하는 간단한 다항식을 유도한다. 그림 6은 원래  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  와 곡선맞춤기법으로 얻어진 식 (16)에 대한 결과를 보여준다.

$$y = c_1 v_{dc}^3 + c_2 v_{dc}^2 + c_3 v_{dc} + c_4$$

$$c_1 = -5.8784 \times 10^{-7}, c_2 = 4.7743 \times 10^{-4},$$

$$c_3 = -1.2863 \times 10^{-1}, c_4 = 11.48$$
(16)

교차 다항식으로 가면 갈수록 실제 값을 정확하게 표현할 수 있지만, 성능에 비해 계산이 복잡해짐으로 이 경우엔 3차 다항식으로 충분하다.

식 (16)으로부터, 최종 가변 조정계수  $k$  를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$k = \frac{\alpha}{y}$$
(17)

여기서  $\alpha$  는 사용자 정의 상수으로써, 동작점에 상관없이 일정한 MPPT 성능을 만족시키기 위해  $(\hat{e}/\hat{v}_{dc}) \times k_f$  로 계산되며, 본 논문에서는  $0.324 (= 0.36 \times 0.9)$  로 선정되었다. 한편 앞서 언급하였듯이,  $dv_{dc}$  가 음수이면 최종 얻어진 가변 조정계수에  $-1$  를 곱해야 한다. 이를 통해 MPPT 제어주기 마다  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  에 해당하는 식 (16)이 계산되며, 식 (17)를 통해 얻어진 가변 조정계수  $k$  가 디지털 제어기에 실시간으로 반영된다.

### 3. 시뮬레이션

제안된 MPPT 기법의 타당성을 검증하기 위해 표 1과

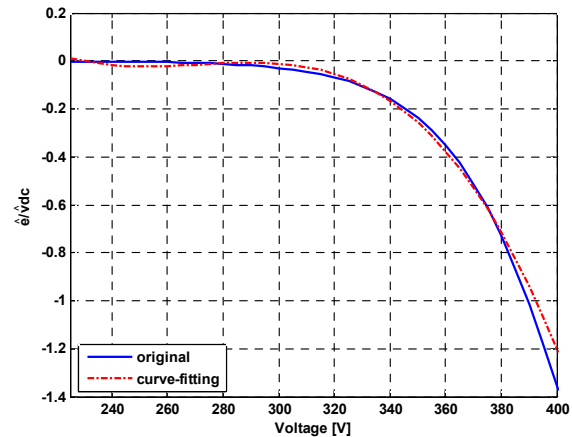


Fig. 6 Original  $\hat{e}/\hat{v}_{dc}$  and curve-fitted values

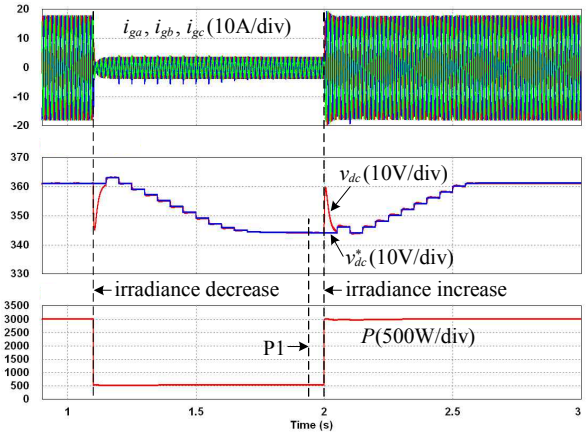
표 2에 주어진 조건을 기반으로 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 7(a)와 7(b)는 각각 고정 조정계수를 이용한 기존의 MPPT 기법과 가변 조정계수를 이용한 제안된 MPPT 기법을 이용한 시뮬레이션 파형을 보여준다. 일사량을 1.1 초에  $1000 \text{ W/m}^2$  에서  $200 \text{ W/m}^2$  로 감소시켰고, 2 초에 다시  $200 \text{ W/m}^2$  에서  $1000 \text{ W/m}^2$  으로 증가시켰다. 또한 안정적인 동작을 위해 기준전압 변동을 위한 최대 스텝 크기를  $2 \text{ V}$  로 제한하였다. 일사량  $1000 \text{ W/m}^2$  에서 두 MPPT 기법 모두 동일한 성능을 보이는데, 이는 고정 조정계수가 일사량  $1000 \text{ W/m}^2$  일 때의 MPP 를 기반으로 설계되었기 때문이다. 하지만, 일사량  $200 \text{ W/m}^2$  일 때 정상상태 지점 (P1, P2) 에서는 MPPT 효율의 분명한 차이를 보인다. P1 과 P2 지점은 각각  $v_{dc} = 344.2 \text{ V}$  와  $v_{dc} = 340.6 \text{ V}$  에 해당하는데, 이는  $3.6 \text{ V}$  의 차이를 나타낸다. 이러한 차이는 그림 7(c)를 통해 약  $0.2 \%$  에 해당하는  $1.1 \text{ W}$  의 PV 출력 차이를 발생시킴을 알 수 있다. 따라서, 제안된 MPPT 기법을 통해 일사량  $200 \text{ W/m}^2$  에서 MPPT 효율  $0.2 \%$  를 개선시킬 수 있다. 비록, 개선된 MPPT 효율 상승폭이 순시 발전량 측면에서 작을 수 있지만, 태양광 시스템은 아침과 저녁으로 저 일사량 조건에서 운전하기 때문에 10년 이상의 누적 발전량 측면에서는 이를 무시할 수 없다. 특히, 이러한 발전량 차이는 대용량 태양광 시스템일수록 두드러지게 된다.

### 4. 실험 결과

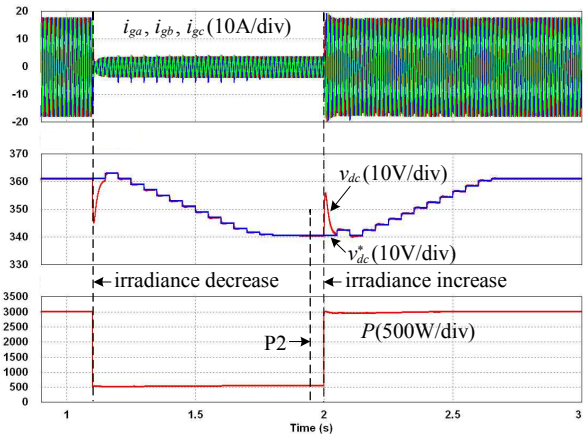
실험은 3 KVA급 프로토타입 계통연계형 인버터로 수행하였고 제어기는 TMS320VC33 DSP를 이용하여 구현하였다. 입력되는 아날로그 신호들은 2차 저역통과필터를 통과하며 14-bit ADC에 의해서  $16 \text{ kHz}$ 로 샘플링된다. 또한 샘플링 노이즈의 영향을 저감시키기 위하여  $v_{dc}$  와  $i_{pv}$  의 순시값 대신 MPPT 제어주기 동안의 평균값을 사용하였다.

PV array 를 모의하기 위해서는 Regatron 사의 SAS 제어 소프트웨어가 탑재된 10 KW급 DC 전원공급기를 사용하였고, MPP 데이터 ( $P_{mpp} = 3 \text{ KW}$ ,  $V_{mpp} = 360 \text{ V}$ )를 기반으로 P-V 곡선이 자동 생성되는 SAS 곡선을 이용하였다. 필터 인덕터  $L$  은 5 KVA 급 삼상 변압기를 통해 계통에 연계되며, 다른 실험 조건들은 표 2에 제시된 것과 동일하다.

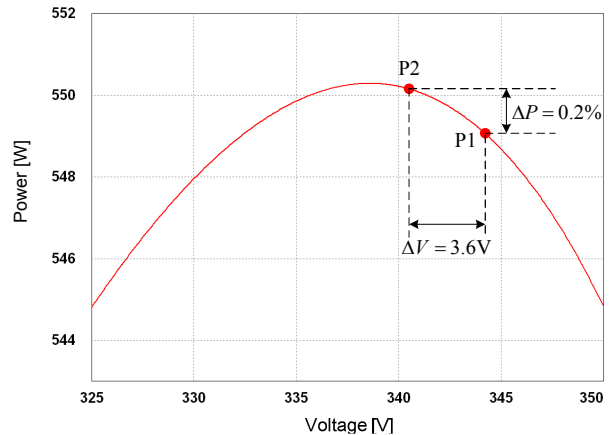
그림 8과 그림 9는 각각 기존의 MPPT 기법과 제안된 MPPT 기법의 실험 파형을 보여준다. 일사량은 0.1 초의 시간동안  $1000 \text{ W/m}^2$  와  $200 \text{ W/m}^2$  사이에서 가변되었다. 일사량  $1000 \text{ W/m}^2$  에서 두  $v_{dc}$  값 모두 MPP (=  $360 \text{ V}$ ) 부근에 위치함을 알 수 있었고, 이때 MPPT 효율은 약 99.9%로 측정되었다. 그러나 일사량  $200 \text{ W/m}^2$  에서 제안된 MPPT 기법은 그림 9를 통해  $v_{dc}$  가 약  $345 \text{ V}$



(a) Conventional MPPT with a fixed scaling factor



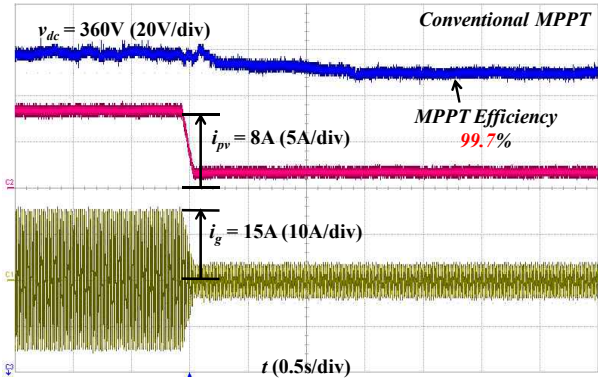
(b) Proposed MPPT with a variable scaling factor



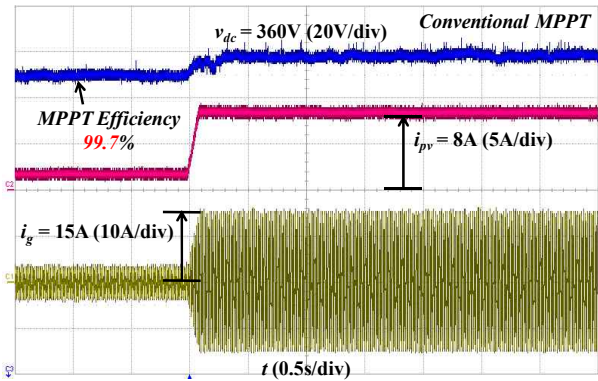
(c) Expanded P-V curve at an irradiation level of  $200 \text{ W/m}^2$

Fig. 7 Simulation waveforms

(MPPT 효율 99.9 %) 임을 알 수 있지만, 기존의 MPPT 기법은 그림 8를 통해  $v_{dc}$  가 약  $350 \text{ V}$  (MPPT 효율 99.7 %) 임을 알 수 있다. 이러한 MPPT 효율  $0.2 \%$  차이는 시뮬레이션과 일치하며, 추가적으로 일사량 감소 시에 그림 8(a)의 기존의 방법이 그림 9(a)의 제안된 방법보다 과도응답 특성이 느림을 알 수 있는데, 이는 MPPT 루프이득 ( $T_{mppt}$ ) 의 크기가 작아졌기 때문이다.

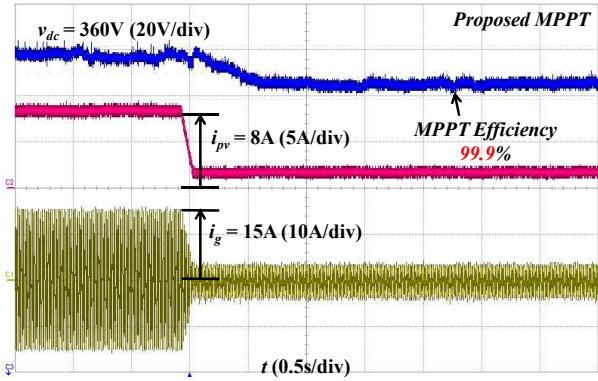


(a) Irradiation decrease ( $1000 \text{ W/m}^2 \rightarrow 200 \text{ W/m}^2$ )

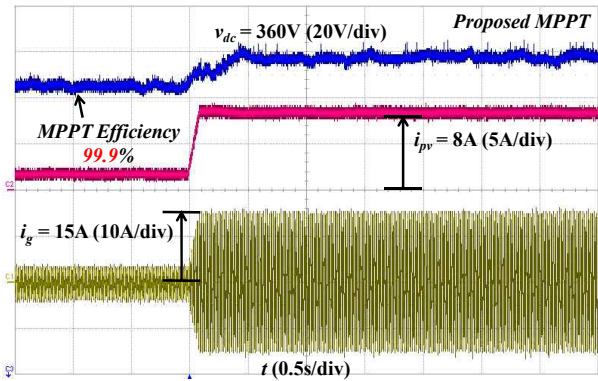


(b) Irradiation increase ( $200 \text{ W/m}^2 \rightarrow 1000 \text{ W/m}^2$ )

Fig. 8 Conventional MPPT scheme with a fixed scaling factor ( $k = 0.9$ )



(a) Irradiation decrease ( $1000 \text{ W/m}^2 \rightarrow 200 \text{ W/m}^2$ )



(b) Irradiation increase ( $200 \text{ W/m}^2 \rightarrow 1000 \text{ W/m}^2$ )

Fig. 9 Proposed MPPT scheme with a variable scaling factor

### 5. 결 론

본 논문은 가변 조정계수 기반의 적응형 MPPT 기법을 제안하였다. 가변 조정계수는 PV array의 동작점에 상관없이 MPPT 루프이득의 교차 주파수를 일정하게 유지하기 위해 해석적으로 설계되었다. 고정 조정계수를 이용한 기존의 MPPT 기법과는 달리, 제안된 MPPT 기법은 전 MPPT 전압 범위내에서 만족스러운 정상상태와 과도상태 성능을 이루었으며, 시뮬레이션과 실험 결과를 통해 제안된 MPPT 기법의 유효성을 검증하였다. 또한 수정된 오차 표현식은 계산시간 감소와 노이즈 간섭에 강인하며 MPP 부근에서의 안정적인 동작을 만족시킬 것으로 기대된다.

이 논문은 LG 유플러스의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

### 참 고 문 헌

[1] T. Esmam and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 22, No. 2, pp. 439 - 449, Jun. 2007.

[2] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, and M. Vitelli, "Reliability issues in photovoltaic power processing systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2569 - 2580, Jul. 2008.

[3] O. Wasynczuk, "Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. 102, No. 9, pp. 3031 - 3037, Sep. 1983.

[4] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 4, pp. 963 - 973, Jul. 2005.

[5] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 4, pp. 1010 - 1021, Apr. 2011.

[6] K. H. Hussein and I. Muta, "Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," in *Proc. Inst. Elect. Eng. - Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 142, No. 1 pp. 59 - 64, Jan. 1995.

[7] Y.-C. Kuo, T.-J. Liang, and J.-F. Chen, "Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 48, No. 3, pp. 594 - 600, Jun. 2001.

[8] K. Harada and G. Zhao, "Controlled power interface

- between solar cells and AC source," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 8, No. 4, pp. 654 - 662, Oct. 1993.
- [9] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, "A variable step size INC MPPT method for PV systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2622 - 2628, Jul. 2008.
- [10] R.-Y. Kim, J.-S. Lai, B. York, and A. Koran, "Analysis and design of maximum power point tracking scheme for thermoelectric battery energy storage system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 9, pp. 3709 - 3716, Sep. 2009.
- [11] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 5, pp. 1198 - 1208, May 2009.
- [12] E. M. Ahmed and M. Shoyama, "Scaling factor design based variable step size incremental resistance maximum power point tracking for PV systems," *J. Power Electron.*, Vol. 12, No. 1, pp. 164 - 171, Jan. 2012.



### **이귀준(李貴俊)**

1979년 7월 19일생. 2005년 한양대 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2012년 동 대학원 전기공학과 졸업(석박사통합).



### **김래영(金來瑛)**

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대 (Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2004년 효성 중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원.



### **현동석(玄東石)**

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전기생체공학부 교수. 2000년 당 학회 회장 역임.



### **임춘호(林春鎬)**

1968년 1월 12일생. 1993년 인천대 전자공학과 졸업. 현재 LG유플러스 P개발팀 부장.



### **김우철(金祐徹)**

1976년 9월 12일생. 2003년 수원대 정보통신공학과 졸업. 현재 LG유플러스 P개발팀 과장.