

태양광패널 모사장치의 제어방식에 따른 소신호 특성 비교 분석

웰라와타 투시타¹, 서영태², 최성진[†]

Performance Comparison of Different Solar Array Simulator Control by Ellipse Approximation

Thusitha Wellawatta¹, Young-Tae Seo², and Sung-Jin Choi[†]

Abstract

Solar array simulator (SAS) is essential equipment in testing and evaluating the power processing performance of a power conditioning system. However, the nonlinearity in the current(I)-voltage(V) characteristic makes the control loop design of SAS a challenging task. Conventionally, only the inner loop is usually considered in the control design approach. However, this study proves that the reference generation loop also interacts with the inner loop and plays a key role in the overall performance of the SAS. In this paper, the performance of voltage-mode control and impedance control, which are two of the most popular architectures for the SAS system, are reviewed and compared by multi-loop analysis.

Key words: PV model, Solar array simulator, Small signal analysis, Multi-loop control

1. 서 론

태양광발전은 친환경 발전원 중 가장 많이 사용되고 있다. 하지만 실질적으로 가용한 일사량의 한계로 인하여, 최대 전력 지점 추적(Maximum Power Point Tracking, MPPT)을 이용하여 최대의 전력을 얻기 위해 많은 연구가 진행되고 있다. 그러나 일사량과 온도의 조건은 인위적으로 통제하기에는 어렵고 동일한 조건을 반복할 수 없다는 단점이 있다. 따라서 문제점 해결을 위해 태양광패널 모사장치(Solar Array Simulator, SAS)가 개발되었다.

태양광패널 모사장치 시스템은 그림 1과 같이 크게 DC/DC 컨버터, 컨버터 제어장치 및 지령치 생성기(Reference Generator)로 구성된다. 특히 지령치 생성기

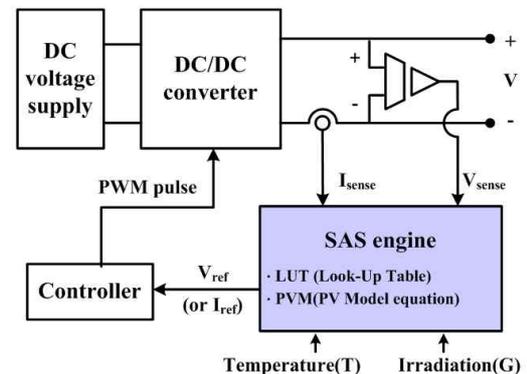


Fig. 1. Typical SAS system.

는 태양광발전(Photovoltaic, PV) 패널의 특성곡선에 따라 현재의 동작점 위치를 감지하여 태양광 패널의 특성곡선을 그대로 재현하도록 제어 지령치를 생성한다. 그런데, 전류-전압곡선은 비선형성과 음함수 형태를 가지고 있기에 조건표(Lookup Table, LUT) 또는 비선형 방정식을 통해 모사되어야 하며, 이에 따라 여러 가지 제어방식이 있다^[1].

이러한 제어방법을 기존 문헌에 따라 정리하면 표 1과 같이 분류할 수 있다. 먼저, 컨버터 측 제어방식은 크게 전류 제어방식과 전압 제어방식으로 구분될 수 있다. 전류제어방식은 지령치 생성기에서 생성된 전류 지

Paper number: TKPE-2021-26-1-3

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: sjchoi@ulsan.ac.kr, School of Electrical Engineering, University of Ulsan

Tel: +82-52-259-2716 Fax: +82-52-259-1686

¹ School of Electrical Engineering, University of Ulsan

² Automotive System Verification Dept., HEV System Analysis Team. SureSoftTech

Manuscript received Jun. 23, 2020; revised Aug. 25, 2020; accepted Sep. 29, 2020

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 태양광논문상 수상논문임

TABLE I
CONTROL ARCHITECTURE FOR SAS

Reference Generator	Literature	Converter control	Literature
Voltage	[1]-[5], [11]	Current Control	[1]-[7], [11]
Current	[8]		
Impedance	[6], [9], [10]	Voltage Control	[8]-[10]
Hybrid	[7], [12], [13]		

령치를 따라 컨버터의 출력전류를 제어하는 방식으로서^{[1]-[7]}, 상용화된 대부분의 태양광패널 모사장치 시스템 중 일부는 (예: TerraSAS社, Chroma社 제품 등) 이러한 방식을 사용하는 것으로 추정된다. 반면, 전압 제어 방식은 지령치 생성기에서 생성된 전압을 지령치로 하여 컨버터의 출력전압을 제어하는 방식이다^{[8]-[10]}.

한편, 이러한 컨버터 제어방식에 지령치를 생성하는 방식으로는 전압정보를 이용하는 방식^{[1]-[7]}과 전류정보를 이용하는 방식^[8] 및 전압 및 전류정보를 함께 이용하는 임피던스 방식^{[6],[9],[10]}이 제안된 바 있다. 대개의 전압정보를 이용하는 방식은 현재의 동작 전압을 센싱하여 조건표나 PV 방정식에 따라 원하는 동작지점의 전류 지령치를 출력하기 때문에 컨버터는 전류 제어방식을 따르게 되는 경우가 대부분이고, 전류정보를 이용하는 방식은 현재의 동작전류를 센싱하기 때문에 조건표나 PV 방정식에 따라 원하는 전압 지령치를 출력하기 때문에 컨버터 전압 제어방식과 연계되는 경우가 대부분이다. 하지만, 임피던스 정보를 이용하는 방식은 [6]과 같이 최종적으로 임피던스에 대응하는 전류 지령치를 이용하거나, [9]나 [10]과 같이 전압 지령치를 이용하는 방식 중의 하나를 택하게 되는 것이 일반적이다. 경우에 따라 이러한 여러 가지 제어방식을 동작 구간별로 모두 사용하는 혼합제어(Hybrid control)방식이 있으나, 이 경우는 각 제어방식의 구간별 동작범이기 때문에 본 논문의 해석에서 논외로 두기로 한다.

앞서 언급한 바와 같이 태양광패널 모사장치는 지령치 생성에 있어서 조건표에 기반한 기술^{[4],[5],[7],[8],[10],[11]}은 빠른 응답성을 가지고 있어 상용화된 태양광패널 모사장치에 주로 사용되며, 지령치는 주어진 조사 및 온도에 따라 수정 및 채택된다. 최근에는 PV 모델 기반 지령치 생성 방법^{[1],[5],[6],[9],[12]}을 통해 다양한 일사 및 온도에 대응하여 모델의 정확도를 높이고 있는 추세이며, 이 경우는 모델 방정식과 모델 파라미터들이 3차원 조건표를 대체하게 된다. 하지만 PV 방정식은 음함수로 표현되기 때문에, 해의 수렴문제가 발생할 수 있고 계산 부담이 크기 때문에 Lambert-W 함수를 이용한 양함수로의 근사 계산 기법을 사용하기도 한다.

기존 대부분의 태양광패널 모사장치에 관련된 문헌들은 I-V 곡선의 재현정확도에 치중하여 동적인 특성에

대한 체계적인 안정도 해석이 이루어지지 않았고, 대부분 지령치 생성기의 동적 특성을 별도로 고려하지 않았다. 그 중 [13]와 [14]에서는 지령치 생성기를 포함한 태양광패널 모사장치의 시스템 안정성에 대한 해석 시도를 하였으나, 그 방법이 체계적인 다중루프 해석법에 근거하지 않았으며, 원리적인 설명에 국한되어 태양광패널 모사장치의 성능을 평가하고 비교하기에 충분하지 않았다.

따라서 본 논문에서는 태양광패널 모사장치 시스템의 안정성을 분석하고, 소신호 모델링 관점에서 비교한다. 먼저 제2장에서 음함수로 주어지는 태양광패널 특성곡선을 최대한 단순화하여 타원 방정식으로 이를 근사하여 지령치 생성기를 모델링한다. 제3장에서는 유도된 지령치 생성기를 포함하여 태양광패널 모사장치 시스템 전체를 표현하는 소신호 모델링을 진행하여 태양광패널 모사장치가 근본적으로 다중루프 시스템임을 규명한다. 제4장에서는 소신호 모델링에서 다중루프해석을 적용하여 루프이득 해석을 진행하고 제어방식 간의 성능 차이를 예측한다. 제5장에서는 다중루프해석을 토대로 실제 시스템을 시뮬레이션하여 성능을 분석한다. 이때 근사모델뿐만 아니라 실제 비선형 특성방정식 모델을 복원하여 시스템을 시뮬레이션하여 예측된 성능을 검증하고, 제어 시스템 간 성능 비교를 진행하고 결론을 도출하였다.

2. 지령치 생성기의 모델링

2.1 태양광 패널의 I-V특성의 타원방정식 근사방법

앞서 말한 바와 같이 태양광패널 전류-전압 간의 관계식은 식 (1)과 같은 음함수에 의해서 모사될 수 있다. 여기서 I_{PV} 는 패널 전류(A), I_S 는 다이오드의 포화전류(A), V_{PV} 는 패널 전압(V), V_t 는 열 전압(V), A는 이상 계수, R_s 는 패널 내부의 직렬저항(Ω), R_p 는 내부 병렬 저항(Ω)으로 구성된다^[1].

$$I_{PV} = I_{ph} - I_S \left[\exp \left(\frac{V_{PV} - I_{PV} R_s}{A V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} - I_{PV} R_s}{R_p} \quad (1)$$

태양광패널 모사장치의 지령으로 사용하기 위해서는 측정 전압값에 의해 전류지령치를 얻거나, 측정 전류값에 의해 전압지령치를 계산하게 되는데, 식 (1)의 I-V 특성은 식의 양변에 전류와 전압이 존재하게 되는 지수함수의 음함수(Implicit function)형태로 주어지므로 지수함수의 음함수 해법인 Lambert-W함수를 이용하더라도 이의 해석 또한 복잡하므로 이를 통해 시스템의 안정도 해석을 하기에는 직접적인 어려움이 많다고 본다.

따라서 본 논문에서는 특성곡선을 그림 2와 같은 타원형 곡선의 1사분면으로 근사하는 방법을 사용하여 제어 지령치 블록을 모델링하도록 한다. 타원형 곡선 역시 음함수이기는 하지만, 비교적 역함수 계산도 용이하고 그 해도 간단하기 때문에 해석이 간단하고, 실제로도 양

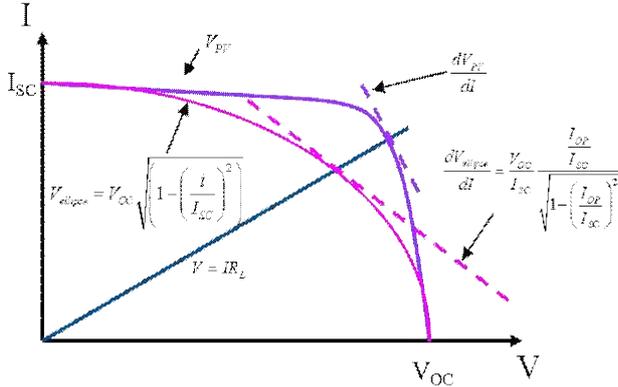


Fig. 2. I-V characteristic and ellipse approximation.

끝점, 즉 개방전압 지점(V_{oc} , 0)이나 단락전류 지점(0, I_{sc}) 부분의 접선 기울기는 타원형의 경우가 더욱 극단적인 경사도를 가지므로 PV패널이 가지는 모든 접선 경사도를 모사할 수 있는 표현 자유도도 함께 가지는 근사법으로 사료된다.

먼저 타원형 방정식의 1사분면 해를 구해보면 아래와 같이 두 가지 형태로 쉽게 주어질 수 있다. 만일 출력전압의 측정치를 토대로 전류지령치를 내는 전압추정기반 전류제어구조를 채택한 경우는 아래와 같이 전달함수가 모사될 수 있다.

$$i_{ref} = I_{sc} \sqrt{1 - (v/V_{oc})^2} \quad (2)$$

반면, 출력전류를 측정하여 전압지령치를 내는 전류추정기반 전압제어구조의 경우는 아래와 같이 전달함수가 모사될 수 있고,

$$v_{ref} = V_{oc} \sqrt{1 - (i/I_{sc})^2} \quad (3)$$

이때, 제안된 타원 방정식의 최대 전력점은 전력의 미분을 통해 구할 수 있고 각각 최대 전력점의 전압과 전류는 아래와 같이 주어짐을 쉽게 알 수 있다.

$$V_{mpp} = \frac{V_{oc}}{\sqrt{2}}, I_{mpp} = \frac{I_{sc}}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

따라서 두 곡선 사이의 관계를 확인하기 위해 곡선인자 (Fill factor) 식 (5)를 고려할 때,

$$FF = \frac{V_{mpp} I_{mpp}}{V_{oc} I_{sc}} \quad (5)$$

타원 근사식은 0.5의 FF를 가진다. 실제 패널인 BP MSX120의 곡선인자를 계산하면 식 (6)과 같으므로, 타원 근사는 낮은 곡선인자를 가지는 PV 곡선으로 볼 수 있다.

$$FF_{MSX120} = \frac{33.7 \times 3.56}{42.1 \times 3.87} = 0.74 \quad (6)$$

2.2 전압(또는 전류)추정기반 지령치 생성기의 모델링

이제, 전류지령치의 소신호 모델에 의한 전달함수를 구한다. 전압추정기반 전류제어구조의 경우에는 동작점 (V_{op} , I_{op})에서 측정전압 신호부터 전류지령치까지의 소신호 전달함수의 DC이득 $k_{ref,v}$ 는 변환컨덕턴스 (Trans-conductance) 형태로 나타나게 된다.

$$k_{ref,v} = \frac{\widehat{i}_{ref}}{\widehat{v}} = -\frac{I_{sc}}{V_{oc}} \frac{V_{op}/V_{oc}}{\sqrt{1 - (V_{op}/V_{oc})^2}} \quad (7)$$

반면 전류추정기반 전압제어구조 경우에는 동작점 (V_{op} , I_{op})에서의 측정전류 신호부터 전압 지령치까지의 소신호 전달함수 $k_{ref,i}$ 는 변환레지스턴스(Trans-resistance) 형태로 나타나게 된다.

$$k_{ref,i} = \frac{\widehat{v}_{ref}}{\widehat{i}} = \frac{V_{oc}}{I_{sc}} \frac{I_{op}/I_{sc}}{\sqrt{1 - (I_{op}/I_{sc})^2}} \quad (8)$$

2.3 임피던스기반 지령치 생성기의 모델링

한편, 임피던스추정기반 지령치 생성기의 경우는 그 모델링이 조금 더 복잡해진다. 이 경우는 출력전압과 전류정보를 모두 측정하여 임피던스 정보를 얻기 때문에, 출력전압과 전류를 통해 임피던스를 측정하는 단과 임피던스로부터 해당하는 전압 또는 전류의 지령치를 생성하는 단의 두 가지로 나누어 생각해야 한다.

먼저, 임피던스를 계산하는 단의 전달함수는

$$r = \frac{v}{i} \quad (9)$$

이므로, 전류값과 전압값으로부터의 두가지 전달함수는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$k_{rv} = \frac{\widehat{r}}{\widehat{v}} = \frac{1}{I_{op}} \quad (10)$$

$$k_{ri} = \frac{\widehat{r}}{\widehat{i}} = -\frac{V_{op}}{I_{op}^2}$$

한편, 측정 저항으로부터 새로운 지령치(가령 전압)을 생성하는 단의 전달함수는 PV 곡선과 저항 r 의 특성곡선의 접선 경사 기울기로 정해지므로 만일 식 (3)과 같은 타원 곡선 방정식을 이용한다면, 그 미분계수는 아래와 같고,

$$dv = \frac{\partial f}{\partial v} dv + \frac{\partial f}{\partial r} dr$$

$$\frac{dv}{dr} = \frac{\frac{\partial f}{\partial r}}{1 - \frac{\partial f}{\partial v}} \quad (11)$$

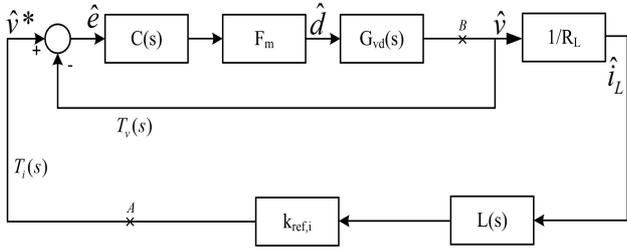


Fig. 3. Small signal block diagram of current-sensing voltage-control architecture (A, B: Loop-breaking points).

따라서 동작점 (V_{op} , I_{op})에서의 소신호 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$k_{ref,r} = \frac{\widehat{v_{ref}}}{\widehat{r}} = \frac{I_{op}}{1 + \frac{V_{op}}{I_{op}} \frac{I_{SC}}{V_{OC}} \sqrt{(I_{SC}/I_{op})^2 - 1}} \quad (12)$$

이때, 통상적으로 전류지령치나 전압지령치의 경우에는 연산시간에 의한 지연도 더해지므로, 최종적으로 지령치를 구하기 위해서는 다음과 같은 시간 지연 전달함수를 직렬로 추가해야 하며 1차 Padé 근사를 사용하면 이는 다음과 같이 근사적으로 주어진다. 여기서 T_d 는 지령치 계산에 소요되는 평균 계산시간으로서 지연시간을 나타낸다.

$$L(s) = e^{-sT_d} \approx \frac{1 - sT_d/2}{1 + sT_d/2} \quad (13)$$

3. 소신호 모델링과 해석

3.1 파워단 소신호 모델링

본 절에서는 태양광패널 모사장치 시스템의 소신호 특성을 분석해보자. 먼저 컨버터 쪽은 소신호 평균화 모델을 사용할 경우 본 논문에서는 Buck 컨버터를 사용하여 전류추정기반 전압제어구조와 임피던스추정기반 전압제어구조의 소신호 해석을 수행하였다. 전압추정기반 전류제어구조는 사실상 전류추정기반 전압제어구조와 서로 쌍대적인 관계이기 때문에 해석이 크게 다르지 않으므로 본 논문에서 생략하였다.

먼저, 듀티에서 출력전압까지의 전달함수 $G_{vd}(s)$ 는 부하저항 R_L 값이 정해졌다고 가정하면 식 (14)와 같고 제어기를 간략히 하기 위해, 출력 캐패시터의 등가 직렬저항(Equivalent series resistance, ESR)의 감쇄를 충분히 활용한다고 전제하고 제어기로는 식 (16)의 Type III 보상기 $C(s)$ 를 사용하며, F_m 은 펄스폭 변조기의 이득을 나타낸다.

$$G_{vd}(s) = \frac{\widehat{v_o}(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{V_s(R_L + r_c)}{R_L} \frac{(sCr_c + 1)}{s^2LC(1 + \frac{r_c}{R_L}) + s(Cr_c + \frac{L}{R_L}) + 1} \quad (14)$$

$$C(s) = \frac{k_u}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (15)$$

3.2 전류추정기반 전압제어구조의 소신호 해석

먼저, 전류추정기반 전압제어 구조의 전체적인 소신호 블록도는 그림 3과 같이 주어진다. 여기서 주 제어 루프는 전압 제어기로 구성되므로 단일 루프 시스템으로 보이지만, 이에 더하여 지령치가 동작점의 추정값에 의해 조건표 또는 PV 모델 식에 의해 다시 변하기 때문에 외부루프를 하나 더 고려해야 하므로, 이 경우는 전류루프가 외곽루프를, 전압 루프가 내각 루프를 형성하는 이중제어시스템이 된다. 이러한 다중루프 시스템을 해석할 때는 루프이득 $T(s)$ 가 하나로 정의되지 않는 문제점이 문헌^[15]을 통해 언급된 바 있었으며, 이런 경우는 신호주입점(Injection point) 또는 루프 해석점(Loop breaking point)의 위치선정에 따라 두 가지 루프이득이 정의되게 된다. 이때 A 지점에서 루프를 끊어서 해석하면 다음의 외곽(Outer) 루프이득을 얻으며,

$$T_{outer}(s) = \frac{T_i(s)}{1 + T_v(s)} \quad (16)$$

B 지점에서 루프를 끊어 해석하면 식(17)과 같은 통합(Overall) 루프이득을 얻는다.

$$T_{ov}(s) = T_i(s) + T_v(s) \quad (17)$$

본 논문에서는 전체 시스템의 안정도 및 응답특성을 보기 위하여 통합 루프이득을 해석하였다. 먼저, 전류추정기반 전압제어구조에서의 전류 루프이득과 지령치 루프이득은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} T_v(s) &= F_m C(s) G_{vd}(s) \\ T_i(s) &= F_m C(s) G_{vd}(s) \frac{k_{ref,i}}{R_L} \end{aligned} \quad (18)$$

따라서 외곽 루프이득과 통합 루프이득은 다음과 같이 주어진다. 여기서 $k_{ref,i}$ 는 태양광패널의 곡선 기울기에 따른 지령치의 전달함수이며, $L(s)$ 는 시간 지연함수를 나타낸다.

$$T_{outer}(s) = \frac{F_m C(s) G_{vd}(s)}{1 + F_m C(s) G_{vd}(s)} \frac{k_{ref,i}}{R_L} \quad (19)$$

$$T_{ov}(s) = G_{vd}(s) F_m C(s) \left(1 - \frac{k_{ref,i}}{R_L} L(s)\right) \quad (20)$$

여기서, 설계된 본 제어 루프인 내부루프의 제어기 설계를 외부에 있는 지령치 제어기가 간섭하는 정도를 나타내는 요소를 k_1 이라고 아래와 같이 정의할 수 있다.

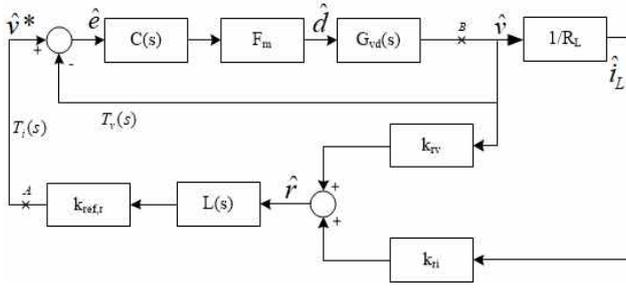


Fig. 4. Small signal block diagram of impedance-sensing voltage-control architecture. (A, B: loop-breaking points)

즉, k_1 이 작을수록 본 제어 루프의 성능을 그대로 유지하며, k_1 이 커질수록 본 제어 루프에 지령치 루프가 과도하게 간섭하여 특성을 변형시킴을 알 수 있다.

$$k_1 = \frac{k_{ref,i}}{R_L} L(s) \quad (21)$$

여기서, 지연함수를 고려하지 않는다면, k_1 은 전체적으로 음의 값을 가지게 되는데, 가령 동작 전압이 개방전압 쪽으로 수렴할 때는 k_1 값이 0이 되고, 동작점이 단락 전류 쪽으로 수렴할 때는 k_1 값이 음의 무한대 값을 나타냄을 알 수 있다. 즉, 다음과 같은 경향성을 나타낸다.

$$\begin{aligned} (V_{op}, I_{op}) \rightarrow (V_{OC}, 0) : k_1 \rightarrow 0 (< 0) \\ (V_{op}, I_{op}) \rightarrow (0, I_{SC}) : k_1 \rightarrow -\infty \end{aligned}$$

이와 같이 k_1 이 단락 전류의 동작점에서 그 크기가 최대가 된다는 의미는 전압 제어기 구조에서 단락 전류영역으로 갈 때 루프이득을 가장 크게 변형시키기 때문에, 불안정성을 야기할 수 있다는 것을 의미한다. 특히, 지연함수를 고려한다면, 안정도 면에서 더욱 나쁜 영향을 미칠 수 있음을 예상할 수 있는데, 가령 지령치 연산에 스위칭주기에 해당하는 지연이 발생한다는 통상의 가정을 하는 경우 스위칭 주파수의 절반에 해당하는 주파수에서 위상지연 90도를 추가하게 되어 시스템의 위상 마진을 상당히 떨어뜨리게 될 것이다.

3.3 임피던스 기반 전압제어구조의 소신호 해석

한편, 임피던스 기반 전압제어 구조는 그림 4와 같이 모델링할 수 있으며, 전류 루프이득과 지령치 루프이득은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} T_v(s) &= F_m C(s) G_{vd}(s) \\ T_i(s) &= F_m C(s) G_{vd}(s) k_{ref,r} \left(k_{rv} + \frac{k_{ri}}{R_L} \right) L(s) \end{aligned} \quad (22)$$

따라서 외곽 루프이득과 통합 루프이득은 다음과 같이 주어진다. 여기서 $k_{ref,i}$ 는 태양광패널의 곡선 기울기에 따른 지령치의 전달함수이며, $L(s)$ 는 시간 지연함수를 나타낸다.

TABLE II
SYSTEM PARAMETERS

Type III Controller	Value
k_U	4235
ω_{Z1}	8.33 krads
ω_{Z2}	4.54 krads
ω_{P1}	322.58 krads
ω_{P2}	250 krads
Component	Value
L	210 uH
C	47 uF
r_c	0.8293 Ω

$$T_{outer}(s) = \frac{F_m C(s) G_{vd}(s)}{1 + F_m C(s) G_{vd}(s)} k_{ref,r} \left(k_{rv} + \frac{k_{ri}}{R_L} \right) L(s) \quad (23)$$

$$T_{ov,r}(s) = F_m C(s) G_{vd}(s) \left[1 - k_{ref,r} \left(k_{rv} + \frac{k_{ri}}{R_L} \right) L(s) \right] \quad (24)$$

마찬가지로, k_2 는 식 (25)으로 정의되어 지령치 생성 루프가 본 제어기에 간섭을 일으키는 정도를 설명할 수 있다.

$$k_2 = k_{ref,v} \left(k_{rv} + \frac{k_{ri}}{R_L} \right) L(s) \quad (25)$$

그런데, 항상 다음과 같은 특성이 성립하므로,

$$k_{rv} + \frac{k_{ri}}{R_L} = \frac{1}{I_{op}} - \frac{V_{op}/I_{op}^2}{I_{op}/V_{op}} = 0 \quad (26)$$

이것은 임피던스형 지령치 생성구조는 지령치 생성 루프의 지연과 상관없이 루프 간 상호작용의 영향을 상쇄시킬 수 있다는 것을 증명한다.

4. 시뮬레이션

앞서 분석한 두 가지 제어구조의 소신호 해석결과를 검증하기 위하여 다양한 검증을 진행하도록 하자.

4.1 PV 근사모델을 사용한 소신호 해석 검증

두 가지 제어방식에 대한 루프이득을 비교해보자. 이 때 사용한 지령치 생성 블록은 실제 PV 패널 대신에 해석적으로 편리하여 제안된 타원 방정식 근사모델을 사용할 것이며, 더욱 계산을 편리하게 하기 위해 여기서는 특히 $V_{oc}=I_{sc}=1$ 로 정규화한 원의 근사모델을 사용하지만, 이는 시뮬레이션의 경향성 결과를 바꾸지 않는다고 판단된다. 해석에 사용된 벡 컨버터 및 Type III 제어기^[16]의 파라미터는 표 2와 같다.

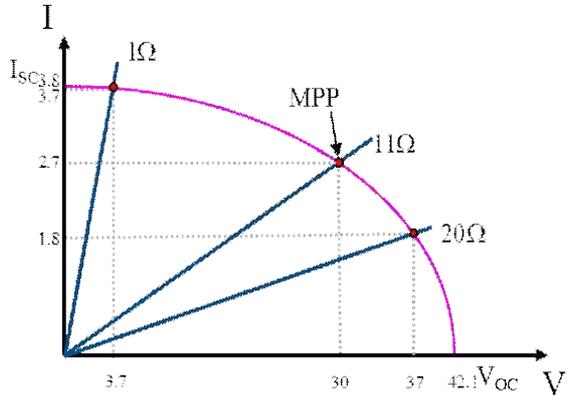


Fig. 5. Operating point and load resistance set-up for verification on the approximate PV model curve.

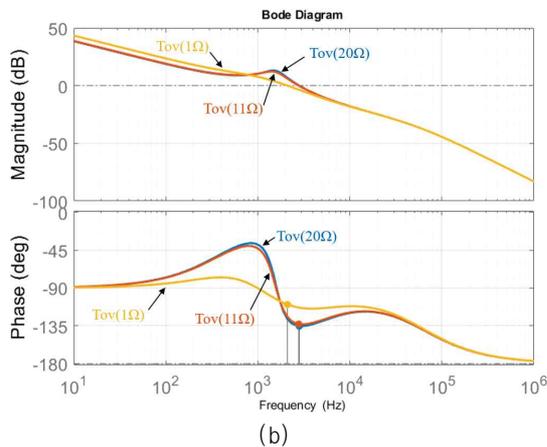
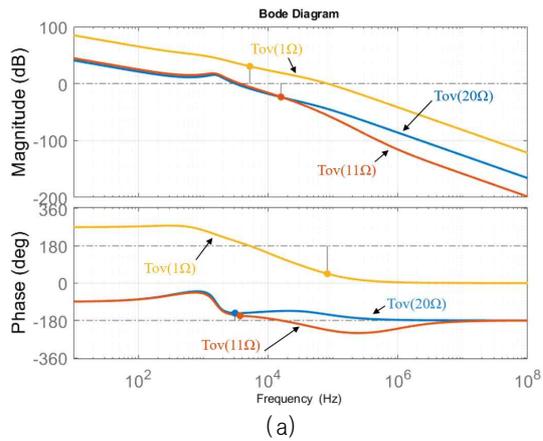


Fig. 6. Overall loop gain $T_{ov}(s)$. (a) Current-based voltage control, (b) Impedance-based voltage control.

먼저 I-V곡선상의 특성이 서로 다른 세가지의 저항 부하(R_L)를 선정한다. 원의 방정식에서 그림 5와 같이 각각 전압원 영역(개방전압 근방), 최대 전력점(MPP) 근방, 전류원 영역(단락전류 근방)에 동작점을 위치시키는 부하저항으로 각각 20Ω, 11Ω, 1Ω을 선정하였다. 이에 따른 동작점인 (V_{op} , I_{op})값은 각각 (36.7, 1.83), (30, 2.7), (3.7, 3.7)에 해당함을 그림 5에서 확인할 수 있다.

이러한 조건에서 앞 절에서 해석을 완료한 전류추정기 기반 전압제어구조와 임피던스추정기 기반 전압제어구조에

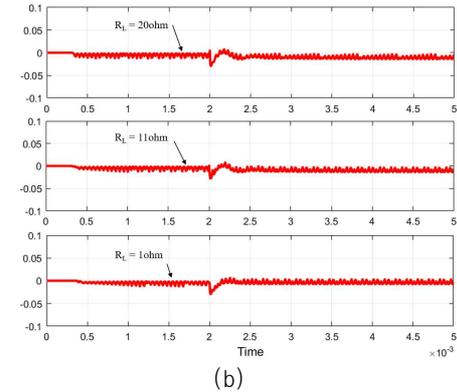
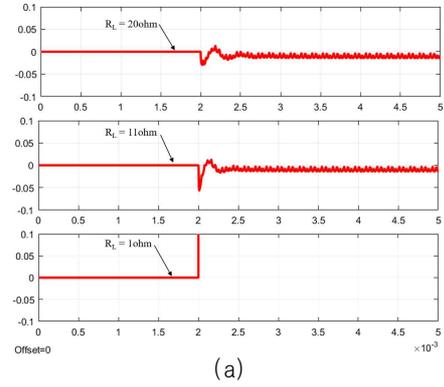


Fig. 7. Time-domain disturbance rejection performance. (a) Current-based voltage control, (b) Impedance-based voltage control.

TABLE III
SMALL-SIGNAL RESPONSE COMPARISON

Control Architecture	Operating point (RL)	Loop gain crossover freq. (kHz)	Phase Margin (degree)	Undershoot (V)
Current-based Voltage control	20	3.1	35.3	-0.030
	11	3.7	23.2	-0.055
	1	81.9	-134	NA
Impedance-based Voltage Control	20	2.82	44.7	-0.030
	11	2.78	47.1	-0.030
	1	2.1	70.4	-0.030

대한 통합 루프이득 $T_{ov}(s)$ 보테선도를 그림 6(a)와 (b)에 나타내었다. 먼저 그림 6(a)의 전류추정기 기반 전압제어구조를 살펴보면 부하저항이 낮아질 때, 즉 동작점이 단락 전류 쪽으로 이동하면 루프이득이 높아져서 단위이득 주파수가 상당히 증가하므로 안정도가 깨지지 않으나 설계된 위상 여유가 매우 감소하는것을 알 수 있다. 반면, 그림 6(b)의 임피던스추정기 기반 전압제어구조에서는 세 가지 부하에 대해서 루프이득 변화가 크지 않음을 확인할 수 있다.

그림 7은 시스템 출력전압에 해당하는 소신호 블록의 B 지점에 단위 계단입력의 외란을 더해주었을 때의 출

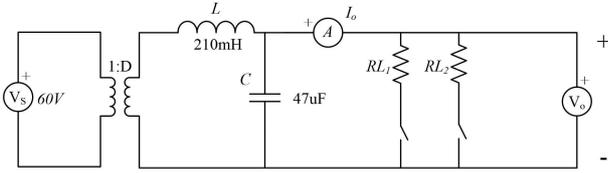
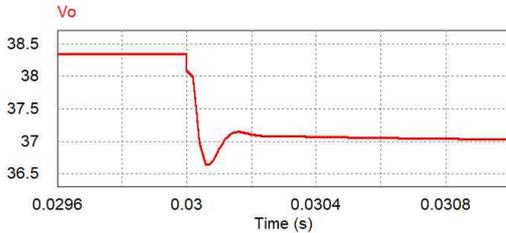
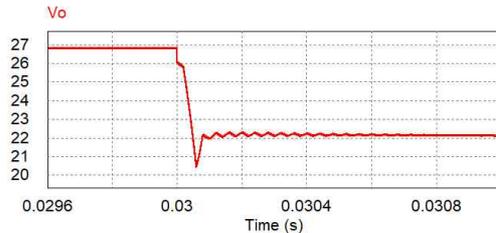


Fig. 8. PSIM schematic for large signal simulations.

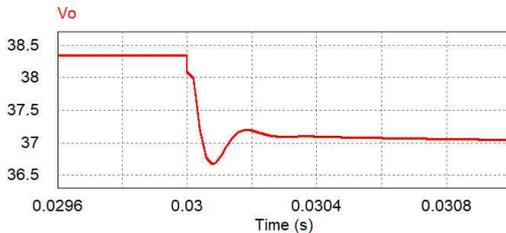


(a)

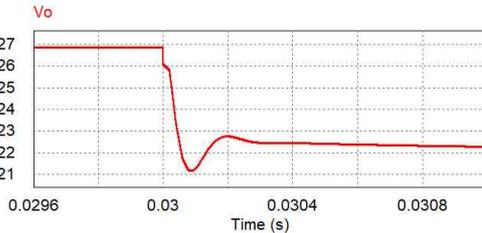


(b)

Fig. 9. Step load response of SAS employing current-based voltage control for the approximate PV curve. (a) 24 → 20 Ω, (b) 9 → 6.7 Ω.



(a)



(b)

Fig. 10. Step load response of SAS employing impedance-based voltage control for the approximate PV curve. (a) 24 → 20 Ω, (b) 9 → 6.7 Ω.

력전압 회복 과정을 시간 축으로 도시하였다. 예상대로 그림 7(a)는 동작점에 따라 성능이 크게 바뀔 수 있다. 이는 부하가 줄어들수록, 즉 동작점이 단락 전류 쪽으로 가까워지면서 루프이득이 매우 증가하여 실질적인 제어대역폭에 해당하는 루프이득의 단위크로스

오버(Cross-over) 주파수가 강제적으로 상승하게 된다. 이때의 외란 대비 출력의 전달함수의 페루프 특성을 1차 고역 필터 형태로 근사한다면, 페루프 차단주파수가 상승하면서 동시에 위상 여유가 줄어 회복시간이 길어지게 된다. 반면 그림 7(b)의 임피던스측정기반 전압제어구조는 동작점 변화에 따른 성능 변화폭이 매우 작음을 알 수 있다. 이때, 회복시간(Recovery time) 내지는 정착시간(Settling time)은 아래의 식에 의해서 근사적으로 주어지게 된다^[16]. 세가지 동작점에 대한 소신호 블럭에 대한 시간 축 시뮬레이션 결과를 표 3에 비교 정리하였다.

$$t_s = 3\tau = \frac{3}{\omega_c} = \frac{0.48}{f_c} \text{ (sec)} \quad (27)$$

4.2 PV 근사모델을 사용한 대신호 성능 비교

이제 두 가지 제어방식에 대한 실제 태양광패널 모사장치의 동작을 통해 앞에서 수행한 해석들을 검증해보자. 전력단인 벡 컨버터는 그림 8의 평균화모델을 사용하였으며, 부하 외란은 두 개의 부하저항을 시간 차를 두고 병렬 접속하는 방식으로 주었다. 부하저항을 각 동작지점에서 10%씩 증가시켜서 출력전압에 소신호에 해당하는 계단과 외란을 주었을 때의 출력전압 회복 과정을 시간 축으로 도시하였다. 예상대로 전류기반 제어방식을 채택한 그림 9는 동작점에 따라 성능이 크게 바뀔 수 있다. 소신호 모델의 예상대로 부하가 줄어들수록, 즉 동작점이 개방 부하 쪽으로 가까워지면서 정착시간은 7ms에서 1ms로 짧아지지만, 위상 여유가 줄어들어 부족 감쇄에 의한 출력 진동이 나타남을 확인할 수 있다. 반면 그림 10의 임피던스 기반 제어에서는 예상한 대로 동작점이 바뀌더라도 정착시간의 변화는 9ms에서 8ms로 변화하는 정도이며, 부족 감쇄에 의한 발진 현상도 나타나지 않음을 알 수 있다. 이를 통해 본 논문에서 제안한 소신호 해석에 기반한 비교는 타당함을 검증하였다.

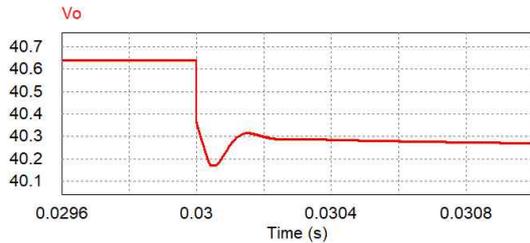
4.3 실제 PV 모델을 사용한 대신호 성능 비교

마지막으로 PV 모델의 근사모델을 사용하지 않고, 실제 PV 모델값을 사용하여 대신호 성능 비교를 다시 한번 더 검증함으로써 근사모델에 대한 검증도 해보도록 한다. 사용한 PV 패널 모델은 BP Solar社의 MSX120을 사용하였는데, PV 패널의 주요 데이터는 표 4와 같다.

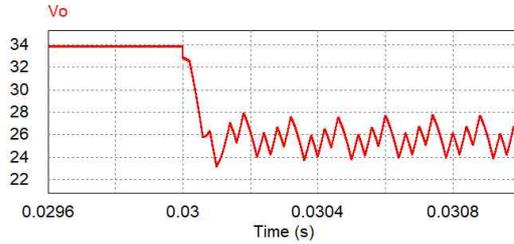
두 가지 제어방식에 대한 실제 태양광패널 모사장치의 동작을 통해 앞에서 수행한 해석들을 검증해보았다. 전력단은 마찬가지로 벡 컨버터의 평균화모델을 사용하였으며 컨버터의 파라미터는 그대로 두고 제어기만 $k_u = 1910$, $\omega_{z1} = 8.33\text{krad/s}$, $\omega_{z2} = 8.33\text{krad/s}$, 4.16krad/s , $\omega_{p1} = 322.58\text{krad/s}$, $\omega_{p2} = 4\text{Mrad/s}$ 로 변경하여 최적화 하였다. 두 가지 제어방식에 대한 실제 벡 컨버터 상에서의 동

TABLE IV
BP MSX120 CHARACTERISTICS

Category	Parameter	Value
PV Module BP MSX120	Pmax	120 W
	Vmpp	33.7 V
	Impp	3.56 A
	Voc	42.1 V
	Isc	3.87 A
	Rp	1000 Ω
	Rs	1.5 mΩ

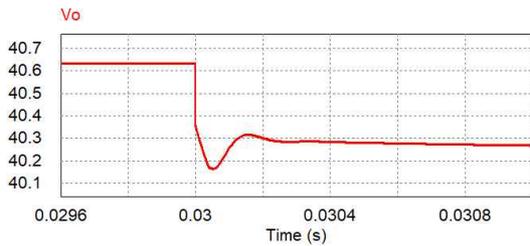


(a)

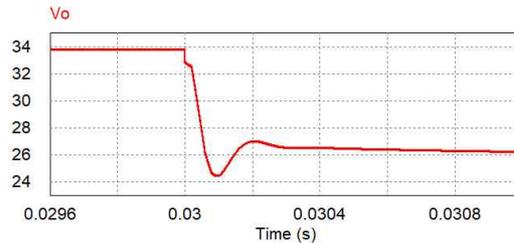


(b)

Fig. 11. Step load response of SAS employing current-based voltage control for MSX120 panel. (a) 24 → 20 Ω, (b) 9 → 6.7 Ω.



(a)



(b)

Fig. 12. Step load response of SAS employing impedance-based voltage control for MSX120 panel. (a) 24 → 20 Ω, (b) 9 → 6.7 Ω.

작을 통해 앞에서 수행한 해석들을 검증해보자. PV 패널의 특성곡선에서 동작점을 새로 설정해야 하는데, 각각 전압원 영역(개방전압 근방), 최대 전력점(MPP) 근방, 전류원 영역(단락전류 근방)에 동작점을 위치시키는 부하저항으로 각각 20Ω, 9Ω, 6.7Ω을 선정하였다. 이에 따른 동작점인 (V_{op} , I_{op})값은 각각 (36.7, 1.83), (26.8, 2.97), (22, 3.29)에 해당한다. 마찬가지로 부하 외란을 각 동작점에서 부하저항을 시간 차를 두고 병렬 접속하는 방식으로 주어 부하저항을 각 동작지점에서 10%씩 증가시켜서 출력전압에 소신호에 해당하는 계단과 외란을 주었을 때의 출력전압 회복 과정을 각각 그림 11과 그림 12에 도시하였다.

예상대로 그림 11은 동작점에 따라 성능이 크게 바뀔 수 있으며, 그림 12는 동작점에 따라 성능이 크게 바뀌지 않음을 알 수 있다. 이로써 근사모델의 효용성도 함께 검증 완료하였다.

5. 결 론

본 논문을 통해 태양광패널 모사장치의 대표적인 제어방식인 전류추정기반 전압제어 구조와 임피던스추정기반 전압제어기법의 성능 차이를 체계적인 다중루프 해석법에 근거하여 비교분석 하였다. 먼저, 지수함수를 포함한 음함수특성을 가지는 PV 곡선의 복잡성을 최대한 단순화하기 위하여 타원 방정식으로 근사하여 지령치 생성기를 모델링하였으며, 태양광패널 모사장치 시스템 전체를 표현하는 소신호 모델링을 진행하였다. 이를 통해 태양광패널 모사장치 시스템은 주 제어루프 외에 지령치 생성기를 통해 외곽루프를 더하게 되어 근본적으로 다중루프 시스템임을 규명하였다.

결론적으로 기존 전류추정기반 전압제어방식 대비 임피던스추정기반 제어방식이 동작점 변화에 강인한 특성을 가진 기제를 소신호 해석법으로 증명하였으며 실제 PV 곡선을 사용한 태양광패널 모사장치의 동특성 시뮬레이션을 통해 교차검증 하였다. 본 논문의 접근방법 및 결과물은 다양한 태양광패널 모사장치의 제어구조에 대한 해석에도 유용할 것이며, 이를 바탕으로 한 최적의 제어구조 도출에 활용될 수 있을 것으로 기대한다.

이 논문은 2020년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구사업임. (No. 2020R1A2C2009303)

References

- [1] S. E. I. Remache, A. Y. Cherif, and K. Barra, "Optimal cascaded predictive control for photovoltaic systems:

- Application based on predictive emulator,” *IET Renewable Power Generation*, Vol. 13, No. 15, pp. 2740-2751, 2019.
- [2] L. P. Sampaio and S. e. r. A. O. da Silva, “Graphic computational platform integrated with an electronic emulator dedicated to photovoltaic systems teaching,” *IET Power Electronics*, Vol. 10, No. 14, pp. 1982-1992, 2017.
- [3] A. Koran, T. LaBella, and J. S. Lai, “High efficiency photovoltaic source simulator with fast response time for solar power conditioning systems evaluation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 3, pp. 1285-1297, 2013.
- [4] S. Jin, D. Zhang, Z. Bao, and X. Liu, “High dynamic performance solar array simulator based on a sic mosfet linear power stage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 2, pp. 1682-1695, 2017.
- [5] S. Jin, D. Zhang, C. Wang, and Y. Gu, “Optimized design of space solar array simulator with novel three-port linear power composite transistor based on multiple cascaded sic-jfets,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 6, pp. 4691-4701, 2017.
- [6] R. Job and C. W. Tan, “Rapid prototyping of photovoltaic emulator using buck converter based on fast convergence resistance feedback method,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 9, pp. 8715-8723, 2018.
- [7] S. Jin, D. Zhang, and C. Wang, “Ui-ri hybrid lookup table method with high linearity and high-speed convergence performance for fpga-based space solar array simulator,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 8, pp. 7178-7192, 2017.
- [8] S. Gadelovits, M. Sitbon, and A. Kuperman, “Rapid prototyping of a low-cost solar array simulator using an off-the-shelf dc power supply,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 10, pp. 5278-5284, 2014.
- [9] M. Alaoui, H. Maker, and A. Mouhsen, “An accurate photovoltaic source emulator with high-bandwidth using a backstepping controller,” in *2019 4th World Conference on Complex Systems (WCCS)*. IEEE, pp. 1-6, 2019.
- [10] M. Farahani, M. A. Shamsi-nejad, and H. R. Najafi, “Design and construction of a digital solar array simulator with fast dynamics and high performance,” *Solar Energy*, Vol. 196, pp. 319-326, 2020.
- [11] W. Zhang and J. W. Kimball, “DC-DC converter based photovoltaic simulator with a double current mode controller,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 7, pp. 5860-5868, 2017.
- [12] U. K. Shinde, S. G. Kadwane, R. K. Keshri, and S. Gawande, “Dual mode controller-based solar photovoltaic simulator for true pv characteristics,” *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 40, No. 3, pp. 237-245, 2017.
- [13] Y. Li, T. Lee, F. Z. Peng, and D. Liu, “A hybrid control strategy for photovoltaic simulator,” in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE*, pp. 899-903, 2009.
- [14] B. H. Cho, J. R. Lee, and F. C. Lee, “Large-signal stability analysis of spacecraft power processing systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 5, No. 1, pp. 110-116, 1990.
- [15] B. H. Cho and F. C. Lee, “Measurement of loop gain with the digital modulator,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PE-1, No. 1, pp. 55-62, Jan. 1986.
- [16] B. Choi, *Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion: circuits, dynamics, and control designs*, John Wiley & Sons, 2013.



웰라와타 투시타(Wellawatta Thusitha)

1985년 4월 21일생. 2012년 Engineering Council, U.K. 전기공학부 졸업. 2014년~현재 울산대 전기공학부 석·박통합과정. 2020년~현재 한국생산기술연구원(KITECH) 첨단정형공정연구그룹 연구원.



서영태(徐榮兌)

1991년 11월 24일생. 2016년 울산대 전기공학부 졸업. 2018년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2018년~2020년 미림씨스콘 기업부설연구소 주임연구원. 2020년~현재 슈어소프트테크 Automotive시스템검증실 HEV 시스템분석팀 선임연구원.



최성진(崔城振)

1973년 2월 4일생. 1996년 서울대 전기공학부 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학부(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부(공박). 2008년~2011년 삼성전자 영상디스플레이 사업부 책임 및 수석연구원. 2017년 ~2018년 San Diego State University 방문연구원. 2011년~현재 울산대 전기공학부 부교수. 당 학회 편집이사 및 JPE 편집위원.