

단상 계통연계형 태양광 발전 시스템의 직류링크 맥동전압 보상

이재근¹, 최종우[†]

DC link Ripple Voltage Compensation of a Single-phase Grid-Connected PV System

Jae-Geun Lee¹, and Jong-Woo Choi[†]

Abstract - A single-phase grid-connected PV system is known as suitable for housing of less than 3 kW. The DC link voltage in a single-phase PV system has necessarily twice component of fundamental wave. It makes high THD in the grid current. According to the problem, power quality is lower. Many engineers have studied about this problem. The most simple method is to use low pass filter on DC link voltage control. However it is affected by DC link voltage control bandwidth. If cutoff frequency is reduced to increase the performance of low pass filter, it also lowers DC link voltage control bandwidth. Second method is using band stop filter, it works good on steady state but not good on transient state. This paper proposes the new method for removing ripple voltage to get an exact current reference. It improves the responses on steady state and transient state. The performance was verified through computer simulation using MATLAB and actual experiments.

Keywords: DC link, ripple voltage, single-phase grid-connected, PV system

1. 서 론

태양광 발전 시스템은 상의 수에 따라 단상, 3상으로 나눌 수 있으며 축전지 유무에 따라 독립형, 계통연계형으로 분류할 수 있다.

단상 계통연계형 태양광 발전 시스템의 연구는 크게 최대전력점 추종제어와 DC/DC 컨버터 전류제어, 직류링크 전압 제어, DC/AC 전류제어, 전원측 위상각 검출, 고립전방지기술, 보호기술로 나눈다.^[1]

단상 계통연계형 태양광 시스템의 특성상 직류링크 전압에는 필연적으로 전원주파수의 2배성분을 포함한 맥동전압이 생긴다. 따라서 직류링크 전압 제어를 통한 전류 지령 계산은 정확히 이루어져야 한다. 전류 지령 크기가 제대로 나오지 않을 경우, 출력 전류에는 고조파가 발생한다. 이 맥동성분은 전원측 전류에 THD를 증가시키며, 그에 따라 전력품질 저하를 초래하게 된다.

따라서 맥동전압을 반드시 제거해야 한다.^{[2][3]}

기존의 전류 지령 계산시 맥동성분을 제거하는 방법으로 저역 통과 필터를 사용하는 것이다. 간단한 방법이지만 맥동성분 제거가 잘 이루어지지 않으며, 성능을 뛰어나게 하기 위해 저역 통과 필터의 차단주파수를 낮추면 전압제어기 대역폭 또한 낮추어야 하는 단점이 있다. 또 다른 방법으로는 대역 저지 필터를 사용할 수 있다. 단점으로는 정상 상태에서는 맥동 제거 능력이 우수하지만, 과도 응답 특성은 떨어진다.

본 논문에서는 기존의 전류 지령 계산시 직류링크 전압의 맥동성분을 제거하는 방법의 문제점을 알아보고 기존의 방법보다 과도 상태와 정상 상태 모두 성능이 우수한 새로운 방법을 제시하여 컴퓨터 시뮬레이션(MATLAB)과 실제 실험을 통해 그 성능을 입증한다.

2. 계통연계형 태양광 시스템

2.1 시스템 구성

태양광 에너지를 받은 PV 어레이(array)에서 생성된 전력이 DC/DC 컨버터와 DC/AC 컨버터를 거치게 된다. 태양광 시스템은 일사량과 온도 등의 운전 상태에 따라

Paper number: TKPE-2012-17-5-1 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: jwchoi@ee.knu.ac.kr, College of IT Engineering, Kyungpook National University
Tel: +82-53-950-5515 Fax: +82-53-940-8615

¹ LG Innotek

Manuscript received Feb. 29, 2012; accepted May 12, 2012

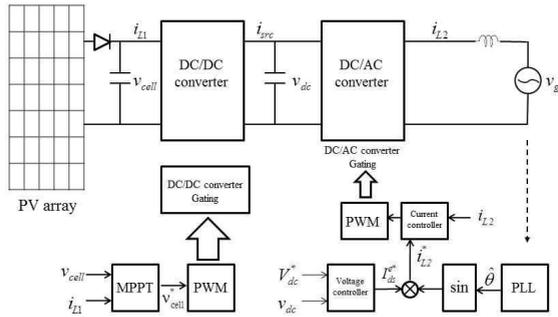


Fig. 1 A single-phase grid-connected PV system

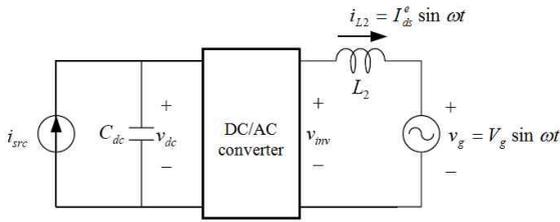


Fig. 2 Unity power factor control of PV system

변하는 태양전지로부터 최대 전력을 얻도록 제어되는 DC/DC 컨버터와 직류 전압을 계통에 연계시키는 DC/AC 컨버터로 위의 그림 1과 같이 구성된다.^[4]

그림 2는 MPPT(Maximum Power Point Tracking)가 잘 이루어지고 있다는 가정하에 DC/DC컨버터 출력 전류(i_{src})를 가변전류원으로 모델링 하고 전원측은 단위 역률로 제어하여 유효전력을 공급하는 경우를 나타낸다. 전원측 전압과 전류는, 다음과 같이 정의한다.

$$v_g(t) = V_g \sin \omega t \quad (1)$$

$$i_{L2}(t) = I_{ds}^c \sin \omega t \quad (2)$$

여기서 I_{ds}^* 는 단위역률제어인 경우에서 전원 전류 지령의 크기이고, V_g 는 전원 전압의 크기이다. 전원측 전류는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} p_g(t) &= v_g(t) i_{L2}(t) \\ &= \frac{V_g I_{ds}^c}{2} - \frac{V_g I_{ds}^c}{2} \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (3)$$

수식에서 보듯이, 전원측 전력에는 유효전력과 전원주파수의 2배 성분을 포함한 맥동전력의 합으로 이루어져 있음을 알 수 있다. 정상상태에서 일정한 직류전력이 직류링크 커패시터측으로 유입되는 경우, 전원측 순시 입력전력의 맥동성분으로 인해 직류링크 전압도 맥동성분을 가지게 된다.

2.2 직류링크 전압제어

직류링크 전압은 태양전지에서 공급되는 전력이

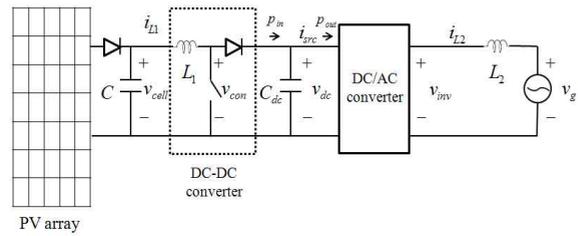


Fig. 3 Power current between DC/DC converter and DC/AC converter

DC/AC 컨버터로 출력되는 전력보다 클 경우에는 직류링크 전압이 증가하고, 반대의 경우에는 감소하며, 같은 경우에는 평균적으로 일정하게 유지된다. 따라서 직류링크 전압을 평균적으로 일정하게 제어하기 위해서는 DC/AC 컨버터로부터 출력되는 전력을 제어하면 된다. DC/AC 컨버터에서 출력되는 전력의 평균은 전원 전류의 크기와 관련이 있다. 그러므로 직류링크 전압을 평균적으로 일정하게 제어하는 것은 전원전류의 크기를 제어함으로써 가능하다.^[5]

그림 3은 DC/DC 컨버터와 DC/AC 컨버터 사이의 전력의 흐름을 나타낸다. 직류링크단에서 순시전력 평형방정식은 식 (4)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) = p_{in} - p_{out} \quad (4)$$

전류제어가 완벽한 경우, 정상상태에서 출력전력(p_{out})의 한주기 평균값은 식 (5)로 표현 된다.

$$\bar{p}_{out} = \frac{I_{ds}^* V_g}{2} \quad (5)$$

전원 전류 지령의 크기는 식 (6)과 같이 전향보상항과 궤환항으로 구성할 수 있고, 전향보상항을 식 (7)로 설정하면 태양전지로부터의 입력전력에 대한 보상 성분이 완벽해진다.

$$I_{ds}^* = I_{ds_fb}^* + I_{ds_ff}^* \quad (6)$$

$$I_{ds_ff}^* = \frac{2p_{in}}{V_g} \quad (7)$$

식 (4)을 동작점에서 근사화하고, 평균치 개념에서 바라보면 식 (8)과 같다.

$$C_{dc} V_{dc}^* \frac{dv_{dc}}{dt} = p_{in} - \frac{I_{ds}^* V_g}{2} \quad (8)$$

식 (7)을 식 (6)에 대입하고 식 (6)을 식 (8)에 대입하면 식 (9)과 같다.

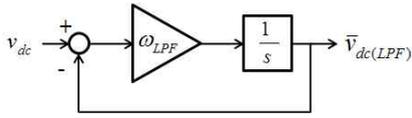


Fig. 4 Block diagram of low pass filter

$$C_{dc} V_{dc}^* \frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{I_{ds_fb}^* V_g}{2} \quad (9)$$

궤환항 $I_{ds_fb}^*$ 는 PI제어기를 사용하면 식 (10)으로 표현되고, 식 (9)와 식 (10)으로부터 전달함수를 구하면 식 (11)과 같다.

$$I_{ds_fb}^* = K_{pv} (V_{dc}^* - v_{dc}) + K_{iv} \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (10)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = -\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{\frac{2C_{dc}V_{dc}^*}{V_g}s^2 - K_{pv}s - K_{iv}} \quad (11)$$

전압제어기의 PI이득은 식 (12)와 식 (13)과 같이 설정한다.

$$K_{pv} = -\frac{2C_{dc}V_{dc}^*}{V_g} \omega_{cv} \quad (12)$$

$$K_{iv} = K_{pv} \omega_{pi_cv} \quad (13)$$

여기서 ω_{cv} 는 전압제어기 대역폭이고, ω_{pi_cv} 는 PI 절전주파수이다.

3. 기존의 전류 지령 계산 방법의 문제점

3.1 저역 통과 필터를 사용한 방법^{[6][7]}

저역 통과 필터를 사용하는 방법에서는 직류링크 전압의 맥동 성분을 제거하기 위하여 저역 통과 필터를 사용한다. 이 방법은 저역 통과 필터의 차단주파수 (ω_{LPF})가 낮을수록 맥동 성분이 많이 줄어들지만 저역 통과 필터에서 발생하는 시지연 때문에 저역 통과 필터의 차단주파수는 시스템의 안정도를 고려하여 설계하여야 한다.

저역 통과 필터가 추가된 직류링크 전압제어기의 전달함수는 식 (15)와 같다.

$$\frac{\bar{v}_{dc(LPF)}(s)}{v_{dc}(s)} = \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} \quad (14)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = -\frac{\frac{K_{pv} V_g}{2C_{dc} V_{dc}^*} s^2 + \frac{(K_{iv} + K_{pv} \omega_{LPF}) V_g}{2C_{dc} V_{dc}^*} s + \frac{K_{iv} \omega_{LPF} V_g}{2C_{dc} V_{dc}^*}}{s^3 + \omega_{LPF} s^2 - \frac{K_{pv} V_g}{2C_{dc} V_{dc}^*} s - \frac{K_{iv} \omega_{LPF} V_g}{2C_{dc} V_{dc}^*}} \quad (15)$$

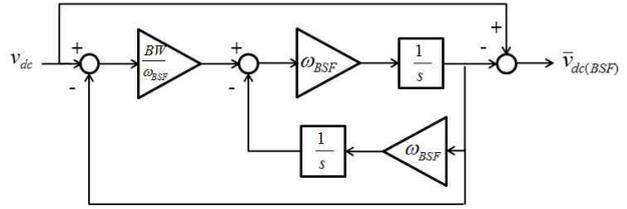


Fig. 5 Block diagram of band stop filter

여기서 Routh-Herwitz criterion을 적용하여 직류링크 전압제어기가 안정할 조건을 구하면 식 (16)과 같다.

$$\omega_{LPF} > \frac{K_{iv}}{K_{pv}} \quad (16)$$

그리고 식 (16)에 식 (12)와 식 (13)을 대입하면, 식 (17)과 같이 저역 통과 필터의 차단주파수와 직류링크 전압제어기의 대역폭에 대한 관계식을 구한다.

$$\omega_{LPF} > \frac{\omega_{cv}}{5} > \omega_{pi_cv} > \frac{\omega_{cv}}{10} \quad (17)$$

식 (17)는 맥동 성분을 걸러내는 능력을 높이기 위해 차단주파수를 낮게 설정하면 시스템의 안정성을 위하여 직류링크 전압제어기의 대역폭도 함께 낮아져야 함을 보여준다.

3.2 대역 저지 필터를 사용한 방법^[8]

대역 저지 필터를 사용한 방법에서는 직류링크 전압의 맥동 성분을 제거하기 위하여 대역 저지 필터를 사용한다. 이 방법은 전원주파수의 2배의 맥동 성분이 제거된다. 하지만 응답속도를 높이기 위하여 직류링크 전압제어기의 대역폭을 높이면 전원 전류지령의 과도응답 특성이 나빠진다. 식 (18)은 대역 저지 필터의 전달함수를 나타낸다.

$$\frac{\bar{v}_{dc(BSF)}(s)}{v_{dc}(s)} = \frac{s^2 + \omega_{BSF}^2}{s^2 + BWs + \omega_{BSF}^2} \quad (18)$$

4. 제안한 방법

앞에서 기존의 방법들에 대해 연구하고 그 문제점을 파악하였다. 그 문제점을 극복하고 더 향상된 필터를 제안한다. 저역 통과 필터는 정상상태에서 응답이 좋으나 응답속도를 높이기 위해서 직류링크 전압제어기의 대역폭을 높이면 성능이 저하되고 안정성도 떨어진다. 대역 저지 필터의 경우는 정상상태에서 응답특성은 우수하나 과도상태에서 응답특성이 좋지 못하는 단점이 있다.

4.1 맥동 성분 계산

DC/DC 컨버터에서 일정한 직류전력이 직류링크 커패시터 측으로 유입되는 경우, 전원측 순시 전력은 맥동 성분을 포함하고 있으므로 직류링크 전압은 맥동 성분을 가지게 된다. 따라서 직류링크 전압의 맥동성분을 계산하고, 계산한 맥동성분을 직류링크 전압에 보상하면 직류링크 전압의 평균값이 추출된다. DC/AC 컨버터에서 전력의 손실이 없다고 가정하면 직류링크단에서 전력의 흐름은 식 (19)와 같이 나타난다.

$$p_{in} - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_2 i_{L2}^2 \right) + \frac{V_g I_{ds}^e}{2} - \frac{V_g I_{ds}^e}{2} \cos 2\omega t \quad (19)$$

식 (19)에서 DC/DC 컨버터에서 직류링크단으로 유입되는 전력(p_{in})은 전원측 순시 전력의 평균과 같으므로 $i_{L2} = I_{ds}^e \sin \omega t$ 를 대입하고 정리하면 식 (20)로 나타난다.

$$-C_{dc} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{\omega L_2 I_{ds}^{e2}}{2} \sin 2\omega t - \frac{V_g I_{ds}^e}{2} \cos 2\omega t \quad (20)$$

식 (20)에서 직류링크 전압의 맥동성분의 진폭은 직류링크 전압 지령에 비해 작은 값이므로 식 (21)로 근사화할 수 있다.

$$-C_{dc} V_{dc}^* \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} \approx \frac{\omega L_2 I_{ds}^{e2}}{2} \sin 2\omega t - \frac{V_g I_{ds}^e}{2} \cos 2\omega t \quad (21)$$

여기서 v_{dc}^* 은 직류링크 전압 지령이고, \tilde{v}_{dc} 는 직류링크 전압의 맥동성분이다. 식 (21)로부터 직류링크 전압의 맥동성분을 구하면 식 (22)과 같다.

$$\tilde{v}_{dc} \approx \frac{1}{C_{dc} V_{dc}^*} \left(\frac{L_2 I_{ds}^{e2}}{4} \cos 2\omega t + \frac{V_g I_{ds}^e}{4\omega} \sin 2\omega t \right) \quad (22)$$

4.2 맥동성분 계산과 대역 저지 필터의 적용

맥동성분을 계산하는 방법은 파라미터값을 정확히 알고 있을 경우에는 우수한 성능을 나타낸다. 그러나 파라미터값이 부정확한 경우에는 직류링크 전압 맥동 제거 능력이 떨어진다. 따라서 과도상태 개선과 정상상태의 성능을 향상시키기 위해 각 필터의 장점을 이용하여 새로운 방법으로 직류링크 전압 맥동 제거 능력을 향상시켰다.

맥동 성분 계산 방법을 먼저 이용해서 먼저 1차적으로 맥동 성분을 제거하고 제거 되지 않은 나머지 남은 맥동은 대역 저지 필터를 통과시켜서 전원측 d축 전류 지령의 과도상태와 정상상태 모두 향상되었다.

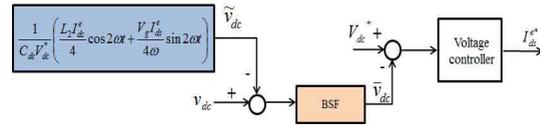


Fig. 6 Block diagram of proposed ripple elimination method

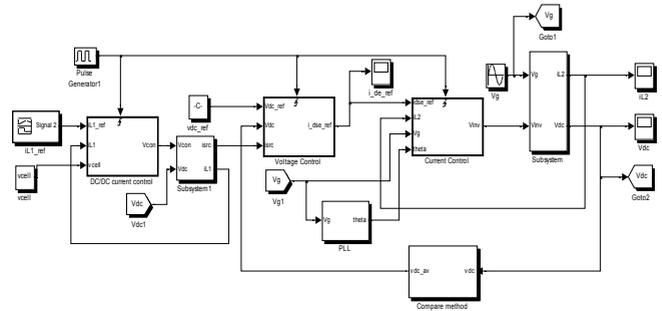


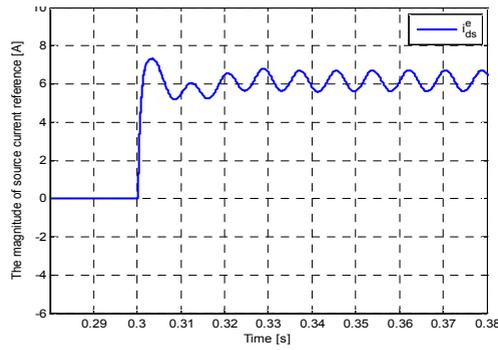
Fig. 7 MATLAB simulink model of single phase PV system

Table 1 Simulation condition

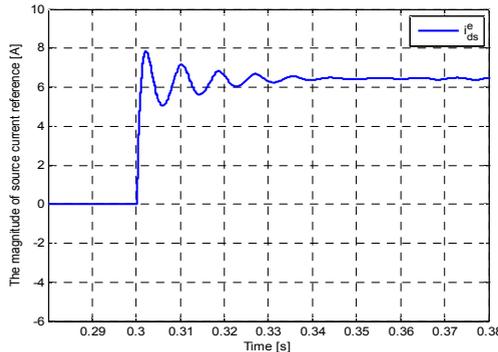
List	Value
source voltage	60 Hz, single phase 110 V
DC/DC converter inductor (L_1)	6.6 mH
grid-connected inductor (L_2)	6 mH
dc-link voltage reference	210 V
dc-link capacitor (C_{dc})	1410 uF (exact value), 1269 uF (inexact value)
DC/DC converter current reference	i_{L1}^* : 0 A (0 s) → 5 A (0.3 s) Power: 0 W (0 s) → 500 W (0.3 s)
cell voltage	100 V
DC/DC current PI controller	2000 rad/s
DC/AC current PR controller	2000 rad/s
dc-link voltage PI controller	200 rad/s
LPF	40 Hz
BSF	center frequency : 120 Hz, bandwidth : 20 Hz

5. 모의 실험

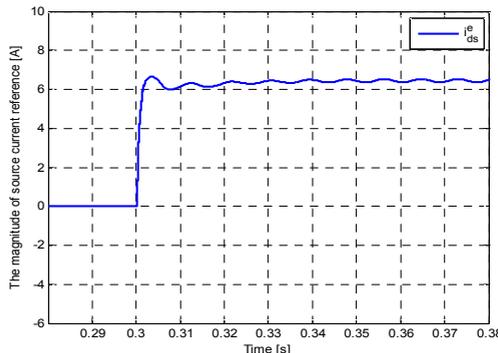
기존의 저역 통과 필터를 사용한 방법과 대역 저지 필터를 사용한 방법, 직류링크 전압의 맥동을 보상하는 방법, 그리고 제안한 방법의 성능을 비교하기 위하여 모의실험을 하였다. 그림 7은 MATLAB Simulink를 이용하여 설계한 단상 태양광 발전 시스템이다.



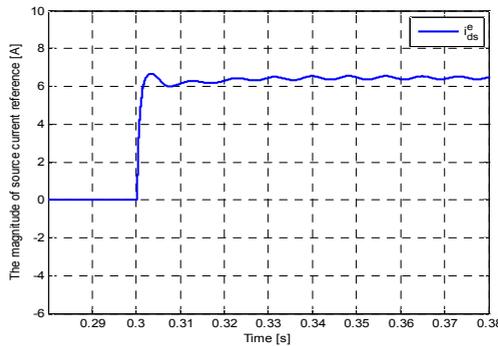
(a) using LPF



(b) using BSF



(c) using calculation of oscillation component

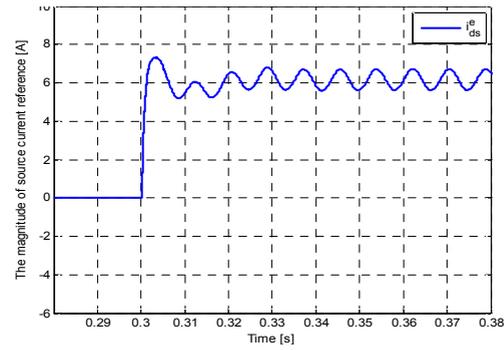


(d) using proposed method

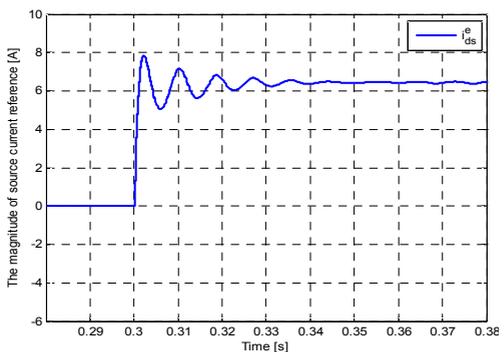
Fig. 8 The magnitude of d-axis current reference on source side (with exact parameters)

5.1 스텝 함수로 전류지령 인가

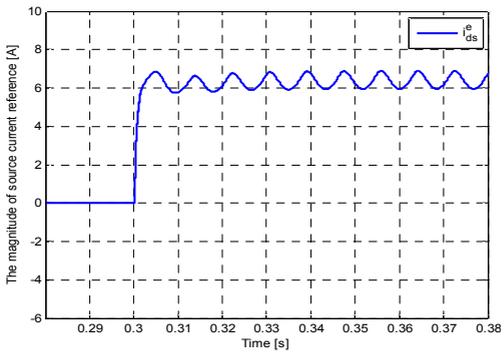
모의실험의 시작부분에서 직류링크 전압은 210 V로 승압후 일정하게 제어하고 있고 셀 전압을 일정한 것으로 가정하였다. 그리고 DC/DC 컨버터 전류지령을 0.3s에서 0 A에서 5 A로 스텝으로 변화시켜 입력전력을



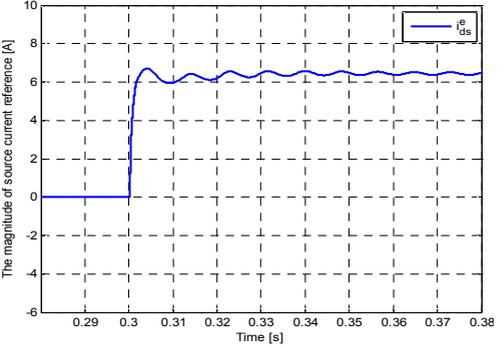
(a) using LPF



(b) using BSF



(c) using calculation of oscillation component

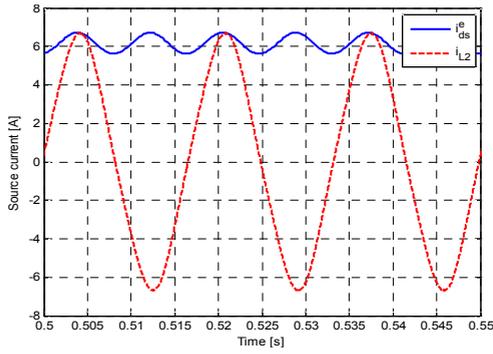


(d) using proposed method

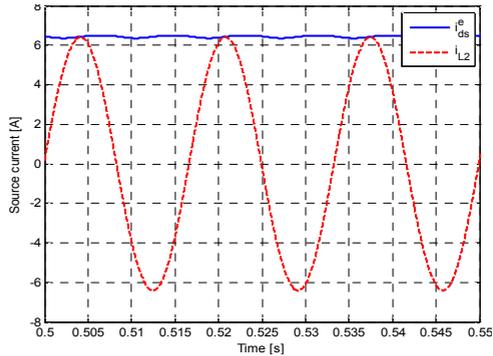
Fig. 9 The magnitude of d-axis current reference on source side (with inexact parameters)

500 W 로 하였다.

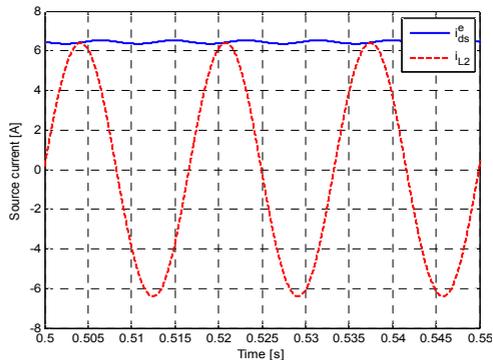
그림 8과 그림 9는 DC/DC 컨버터 전류지령 변화시점에서 전원측 d축전류 지령크기를 나타내고, 그림 10과 그림 11은 정상상태에서 전원측 전류를 나타낸다.



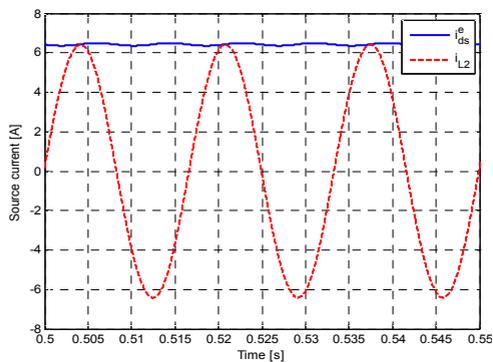
(a) using LPF



(b) using BSF



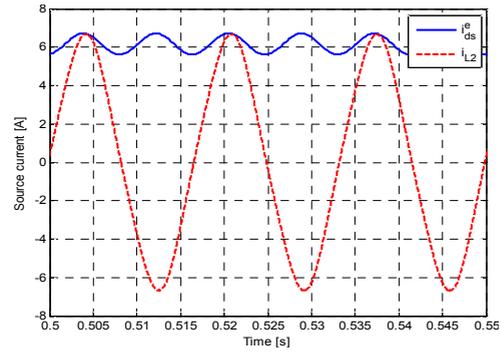
(c) using calculation of oscillation component



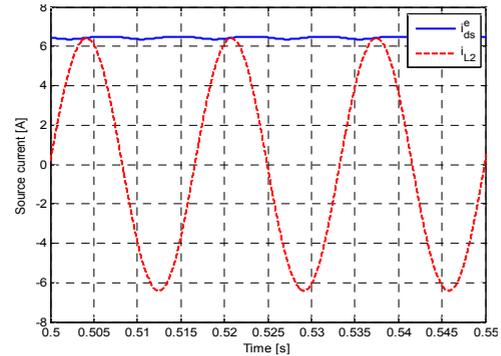
(d) using proposed method

Fig. 10 Source current (with exact parameters)

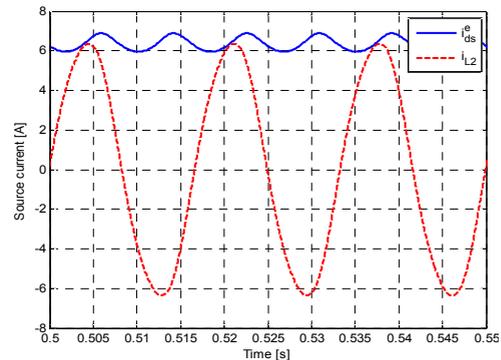
그림 8과 그림 9를 비교해 보면, 맥동계산을 이용한 방법은 파라미터값 일치에 따라 그 성능이 좌우됨을 알 수 있으며, 제안한 방법은 파라미터값에 둔감하고 과도 상태에서 우수하다.



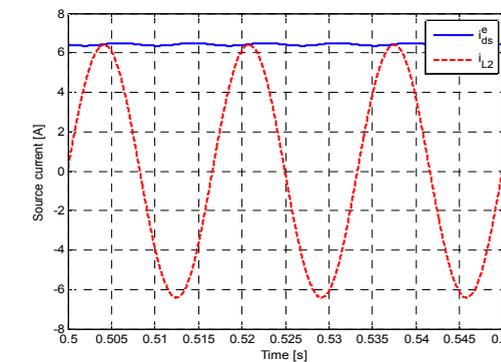
(a) using LPF



(b) using BSF



(c) using calculation of oscillation component



(d) using proposed method

Fig. 11 Source current (with inexact parameters)

그림 10과 그림 11을 보면 저역 통과 필터는 맥동성분이 남아있고 대역저지필터는 과도상태에서는 성능이 떨어지지만 정상상태에서는 우수함을 알 수 있다. 제안한 방법은 정상상태 또한 그 성능이 우수하다.

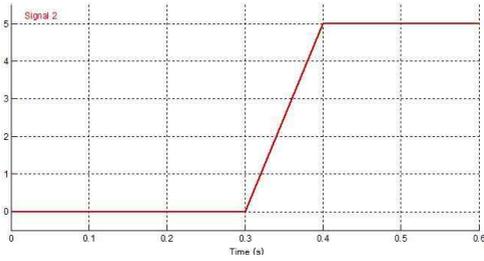


Fig. 12 The magnitude of current reference at DC/DC converter

5.2 램프 함수로 전류지령 인가

앞서 실행한 모의 실험결과가 급격한 변화에도 불구하고 제안한 방법이 과도상태에서 성능이 우수함을 알 수 있었다. 두번째 모의 실험과 실제 실험은 전류지령 크기를 계단함수모양이 아닌 경사가 있는 램프 함수모양으로 지령을 입력하였다. 실제로 태양광 셀에서 나오는 전력은 서서히 증가하고 서서히 감소하는 모양이기 때문에 현실성에 근거한 모의실험을 하였다. 앞서 실험에서 맥동계산의 경우 파라미터 값의 일치와 불일치에 따라 성능이 차이가 남을 이미 알아 보았다. 램프 함수로 전류지령을 인가한 경우에도 앞서 알아본 계단 함수로 전류 지령을 인가한 경우와 비슷한 결과가 나타나기에 파라미터 값의 불일치 경우에 한해서 비교 분석했다.

그림 13을 보면 램프함수로 전류 지령을 인가시 제안한 방법은 다른 방식보다 과도 상태와 정상상태 모두 맥동성분이 작다.

5.3 THD 분석

정상 상태에서 THD를 분석해 보았다.

Table 2 Frequency analysis comparison

	THD [%]
LPF	4.49
BSF	0.52
calculation method (exact)	0.67
calculation method (inexact)	2.24
proposed	0.54

분석 결과, 저역통과필터 경우가 가장 나빴으며 제안한 방법은 대역저지필터와 마찬가지로 우수함을 알 수 있다. 맥동계산 방법은 파라미터 값이 일치할 경우는 우수하지만, 불일치할 경우는 그 성능이 떨어짐을 알 수 있다.

6. 실험

앞서 모의실험을 토대로 실제 실험으로 구현하였다.

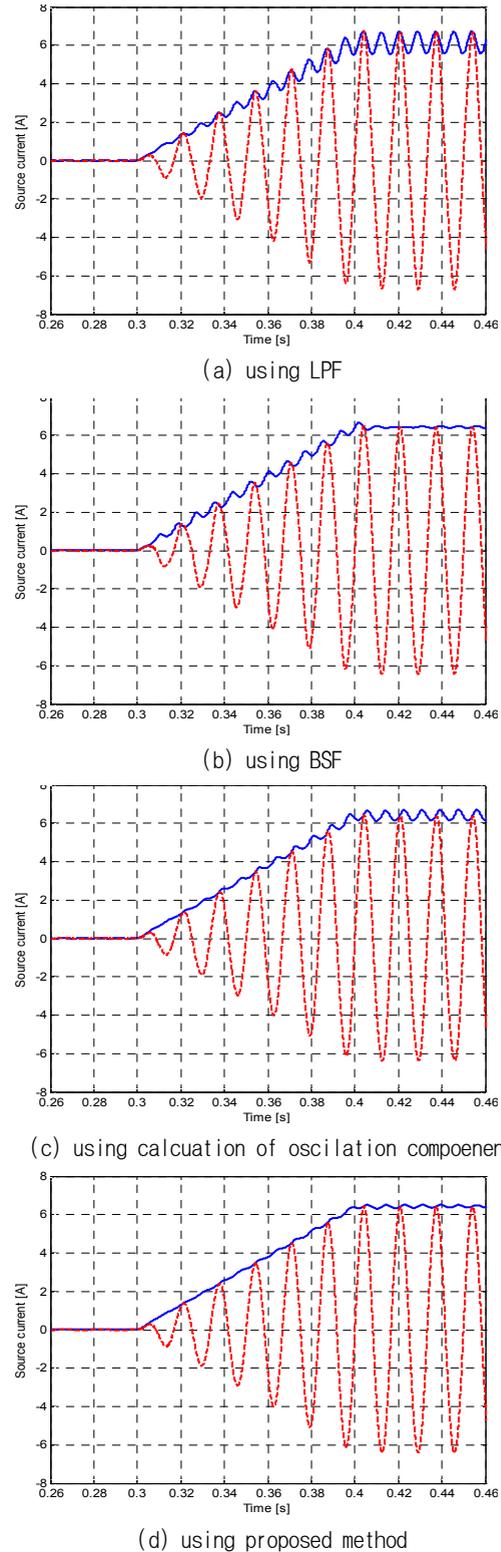
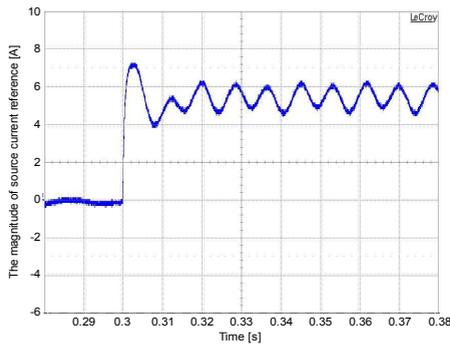
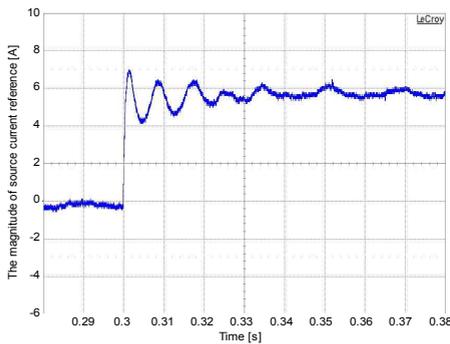


Fig. 13 the magnitude of source current reference on d-axis in ramp function current reference input case (with inexact parameters)

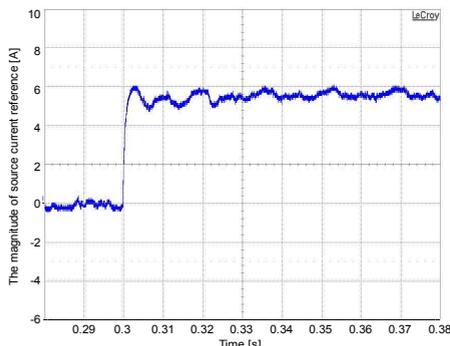
DSP는 TI사의 TMS320F2812를사용하였고 파워보드에 들어가는 IPM은 MITSUBISHI사의 PM30RSF060을 사용하였다.



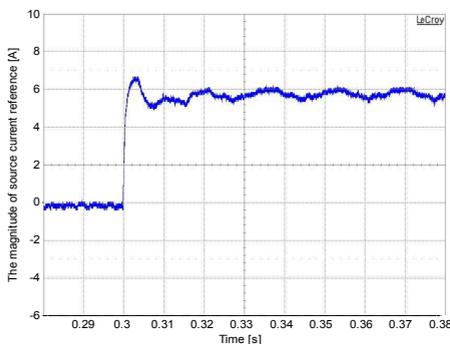
(a) using LPF



(b) using BSF



(c) using calculation of oscillation component

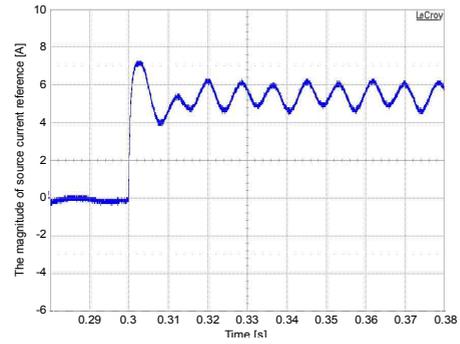


(d) using proposed method (exact parameter)

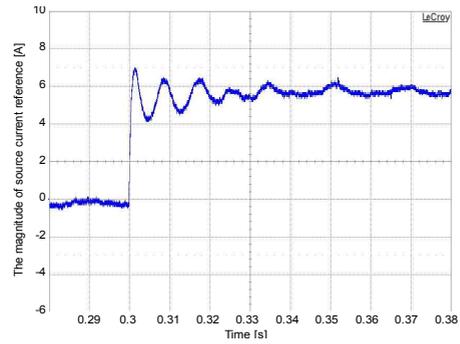
Fig. 14 The magnitude of d-axis current reference on source side (with exact parameters)

6.1 스텝 함수로 전류지령 인가

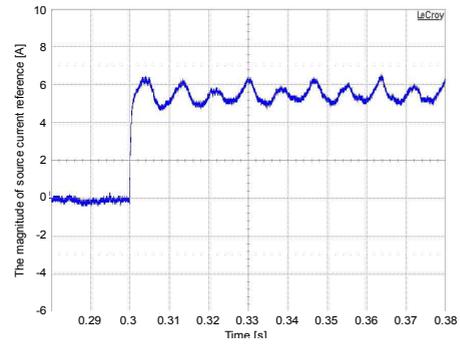
그림 14와 15를 통해 알 수 있듯이 모의 실험과 동일한 결과가 나왔으며 저역통과필터를 사용한 경우 과도상태와 정상상태가 좋지 않으며 대역 저지 필터를 사용



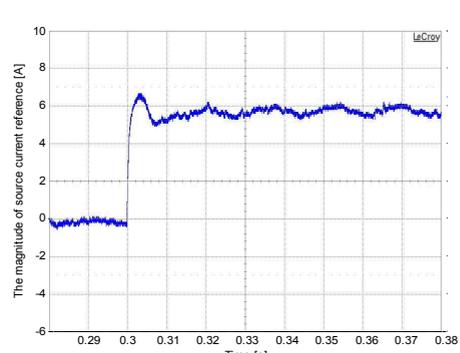
(a) using LPF



(b) using BSF



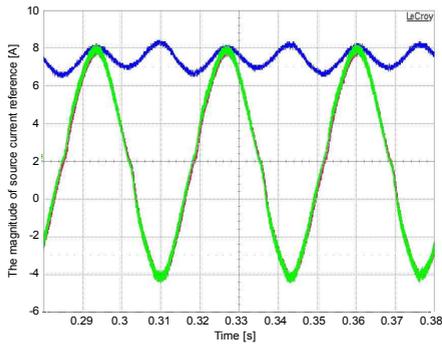
(c) using calculation of oscillation component



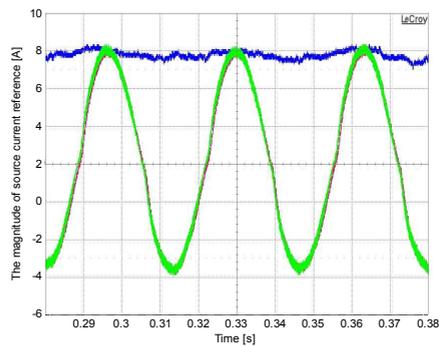
(d) using proposed method (inexact parameter)

Fig. 15 The magnitude of d-axis current reference on source side (with inexact parameters)

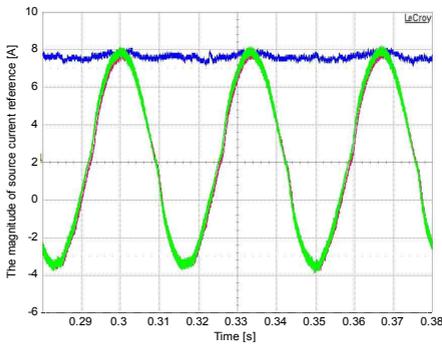
한 경우 정상상태는 좋으나 과도상태는 좋지 않다. 맥동 계산을 이용한 방법은 파라미터 값의 일치와 불일치에 따라 성능이 좌우되었다. 제안한 방법은 파라미터 값의 관계없이 성능이 우수함을 알 수 있다.



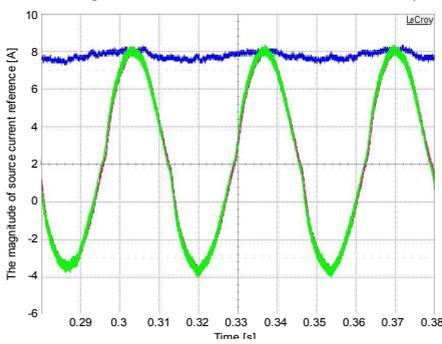
(a) using LPF



(b) using BSF



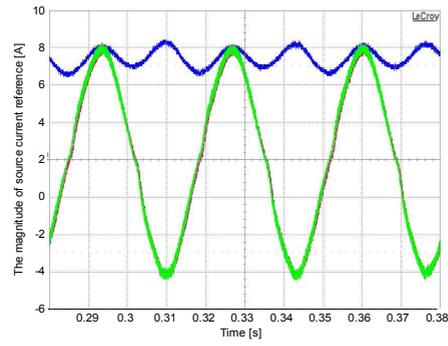
(c) using calculation of oscillation component



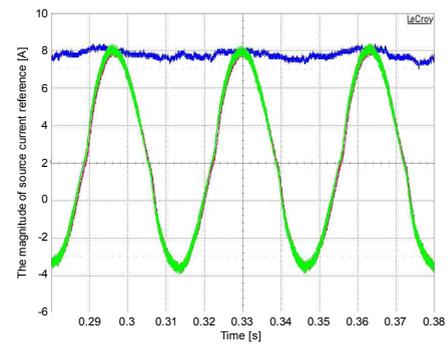
(d) using proposed method

Fig. 16 Source current (with exact parameters)

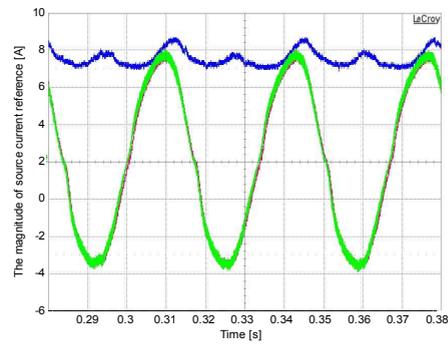
정상상태는 그림 16과 그림 17을 보면 대역 저지 필터를 사용한 경우와 제안한 방법은 우수하다. 반면, 저역 통과 필터를 사용한 경우는 그 전류 리플이 포함되어 그 성능이 떨어지며 맥동계산을 이용한 방법은 파라미터 값의 일치와 불일치에 따라 결과가 다르게 나왔다.



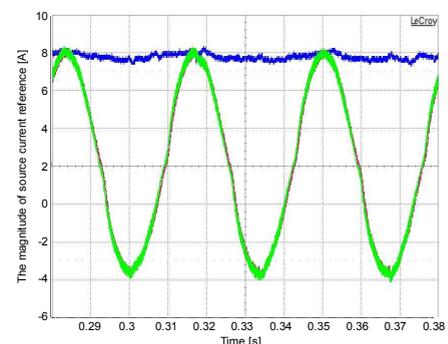
(a) using LPF



(b) using BSF



(c) using calculation of oscillation component



(d) using proposed method

Fig. 17 Source current (with inexact parameters)

6.2 램프 함수로 전류지령 인가

램프 함수로 전류 지령을 인가시키면 스텝으로 전류 지령을 인가한 경우와 마찬가지로 결과로 제안한 방법이 가장 우수하였다.

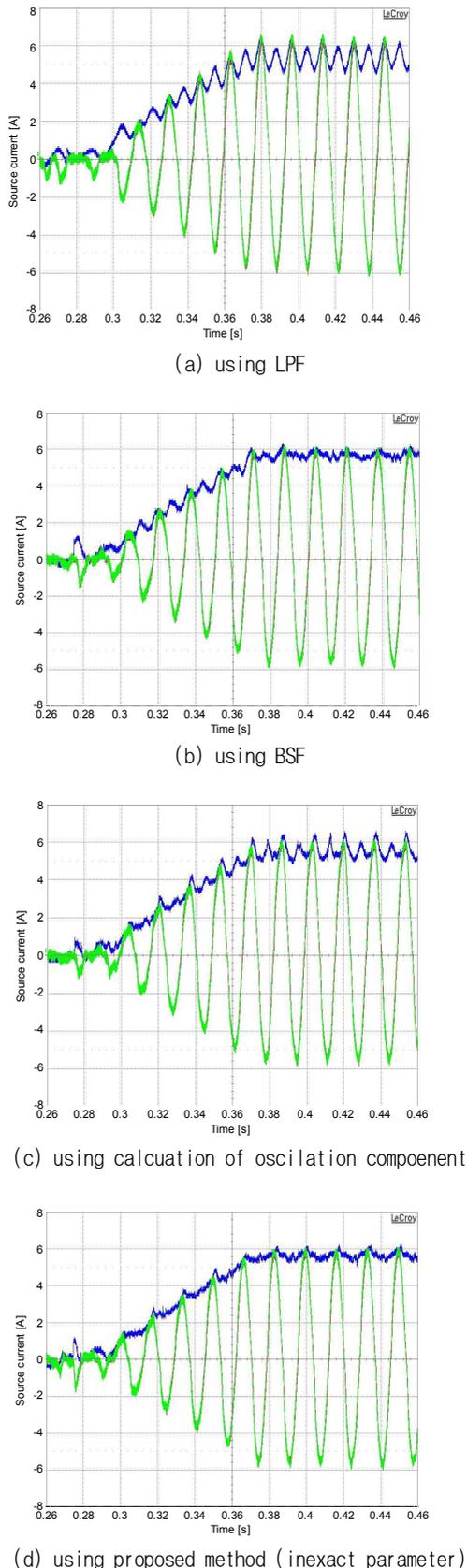


Fig. 18 the magnitude of source current reference on d-axis in ramp function current reference input case (with inexact parameters)

6. 결 론

본 논문에서 다룬 단상 계통연계형 태양광 발전 시스템은 3 kW이하의 주택용 태양광 발전 시스템으로 적합하여 경제성이 높은 것으로 평가한다.

기존연구에는 맥동 성분이 포함된 직류링크 전압에서 저역 통과 필터나 대역 저지 필터로부터 맥동 성분을 걸러낸 후 전원 전류 지령의 크기를 계산한 방법을 사용하였다. 저역 통과 필터를 사용한 방법은 직류링크 전압의 맥동성분을 완벽히 걸러내지 못하고, 저역 통과 필터의 차단주파수에 따라 맥동을 걸러내는 능력이 달라지는 단점이 있다. 또한 저역 통과 필터의 차단주파수에 따른 직류링크 전압 제어기의 대역폭의 제한이 있어 시스템의 안정성에도 영향을 끼친다. 대역 저지 필터를 사용한 방법은 대역 저지 필터의 중심주파수를 전원 주파수의 2배인 주파수로 설계하여, 전원 주파수의 2배 주파수로 맥동하는 직류링크 전압으로부터 맥동성분을 제거하고 평균성분 추출하는 방법으로 정상상태에서 응답특성은 좋다. 하지만 필터의 특성상 과도상태에서의 응답특성이 좋지 못한 단점이 있다. 맥동 계산 방법은 파라미터 값이 일치할 경우에는 성능이 우수하나, 그렇지 못한 경우에는 성능이 떨어지기에 정확한 파라미터값이 필요하다.

본 논문에서는 과도상태에서 성능이 좋지 않으나 맥동 성분 제거 능력이 뛰어난 대역 저지필터와 과도상태에서 성능이 뛰어난 맥동 성분 계산 방법을 이용하여 두 개의 장점을 이용한 새로운 방법을 제안하였다. 향후 신재생 에너지의 보급이 정부의 적극적 추진으로 더욱 높아질 것으로 예상하기에 본 논문을 적용하면 향상된 단상 계통연계형 태양광 시스템이 가능하다.

이 논문은 2012학년도 경북대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] Jung-Hyeok Yun "Design of Grid-connected PV System," MS thesis of Graduate School of Kyungpook National University, pp. 3-38, 2005.
- [2] Miguel Castilla, Jaime Miret, Jose Matas, Luis Garcia de Vicuna, Josep M. Guerrero, "Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 4492-4501, 2009.
- [3] Jae-Geun Lee and Jong-Woo Choi, "The Elimination Method of Ripple Voltage for a Single Grid-Connected PV System", Power Electronics Annual Conference, pp.

406-407, 2011.

- [4] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. on Industry Applications*, pp. 1292-1306, Sep/Oct. 2005.
- [5] Seung-Ki Sul, Control Theory for Electric Motors, Hongrunc publishing, pp. 261-265, 2005
- [6] Omar Stih, Ooi Boon-Teck, "A Single-phase Controlled-Current PWM Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 453-459, 1988.
- [7] Michael John Newman, Daniel Nahum Zmood, Donald Grahame Holmes, "Stationary Frame Harmonic Reference Generation for Active Filter Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1591-1599, 2002.
- [8] H.S Bae, S.J. Lee, K.S. Choi B.H Cho, S.S Jang "Current Control Design for a Grid Connected Photovoltaic/Fuel Cell DC-AC Inverter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 1945-1950, 2009.



이재근(李在根)

1983년 8월 30일생. 2009년 경북대 공대 전자전기컴퓨터학부 졸업. 2012년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년~현재 LG 이노텍 연구원.



최종우(崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2001년~현재 경북대 IT대학 전기공학과 교수.