https://doi.org/10.6113/TKPE.2018.23.6.440

LCL 필터를 사용하는 계통 연계형 인버터의 넓은 안정 영역을 갖는 새로운 제어 및 설계 기법

박권식[1], 서병준[1], 김학수[1], 노의철†

Novel Control and Design Method for Wide Stability Range of Grid Connected Inverter with LCL Filter

Kwon-Sik Park[1], Byung-Jun Seo[1], Hak-Soo Kim[1], and Eui-Cheol Nho†

Abstract

This study proposes a novel control and design method for a grid-connected inverter with an LCL filter without damping. The current resonance phenomenon must be considered when designing the grid-connected inverter system with an LCL filter. Passive or active damping is used in the inverter system to reduce the resonant current. However, passive damping reduces the efficiency of the system, and active damping methods are complex. If the resonant frequency is in a specific region, then the system will be unstable. This study examines the process of stabilizing the entire region without resonant damping. The validity of the proposed method is verified through simulation and experimentation.

Key words: Grid-connected inverter, LCL filter, Active damping, Passive damping

1. 서 론

신재생 에너지의 관심이 높아짐에 따라 분산전원을 계통에 연결하는 계통 연계형 인버터에 대한 많은 연구가 이루어졌다. 인버터는 PWM 스위칭으로 인해 계통으로 높은 주파수의 전류를 유입시켜 전력품질을 저하시키는 원인이 되기도 한다. 그에 따라 계통으로 유입되는 전력품질에 대한 규제가 강화되고 전력품질에 가장 큰 영향을 미치는 높은 고조파 전류를 줄이기 위한 필터의 연구가 활발히 진행되고 있다. 필터의 구성으로는 크게 L 필터와 LCL 필터가 있다. 그림 1은 LCL 필터를 가지는 계통 연계형 단상 인버터 시스템을 나타낸다. LCL 필터는 L 필터와 비교하여 작은 임피던스로 큰 고조파 저감효과를 기대할 수 있다. 그러나 LC 필터가 추가됨으로써 발생하는 공진으로 인해 시스템의 안정성을 저하하는 문제점을 가지고 있다.

Paper number: TKPE-2018-23-6-10
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: nhoec@pknu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University
Tel: +82-51-629-6317 Fax: +82-51-629-6305
[1] Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University
Manuscript received Oct. 23, 2018; revised Oct. 29, 2018; accepted Nov. 13, 2018

공진을 억제하는 방법으로 수동 댐핑(Passive Damping)과 능동 댐핑(Active Damping)이 있다. 수동 댐핑은 저항을 이용하여 공진점에서의 이득을 낮추는 기법으로 커패시터, 인덕터와 직렬 혹은 병렬로 연결하는 방법이다[1]. 이는 공진주파수에서의 임피던스를 키우는 효과적인 댐핑 기법이나 저항에서의 큰 손실로 전체 시스템의 효율에 치명적인 영향을 미친다. 반면 능동 댐핑은 제어기를 이용하여 공진점에서의 이득을 낮추는 방법으로 노치(Notch) 필터를 이용한 기법, 가상 저항을 이용한 기법, HPF(High Pass Filter)를 이용한 기법 등이 있다[2]-[4]. 그림 2(a)는 공진점에서의 이득을 줄이기 위해 노치 필터를 적용한 블록선도이다[2]. 이것은 이득을 줄이는 확실한 기법이긴 하나 변화하는 계통의 임피던스를 고려한 복잡한 설계와 임피던스의 변화 추정 기법이 필요하다. 그림 2(b)는 커패시터 전류를 측정하여 저항이 있는 것과 같은 효과를 얻는 가상 저항법을 나타내었다[3]. 이 때 커패시터의 전류를 측정해야 하므로 추가적인 센서가 필요하다는 단점이 있다. 그림 2(c)는 HPF를 통해 Dual-loop 구조로 내부의 피드백 루프를 HPF를 통해 안정화하는 기법이다[4]. 이는 고조파를 보상하기 때문에 불필요한 노이즈 성분을 제거할 수 없다.

이러한 댐핑의 유무는 전류의 센싱 위치, 샘플링 주파수에 따라 결정된다[5]. LCL 필터 설계 시 전류, 전압 센서

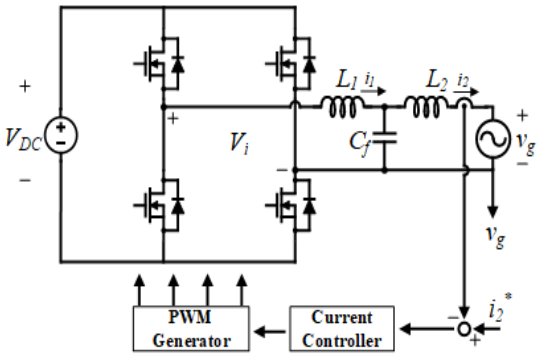
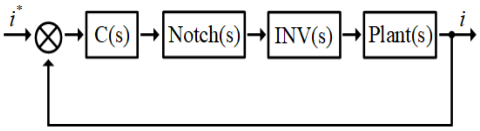
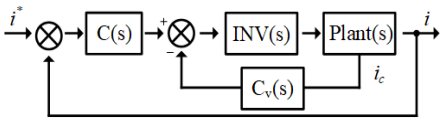


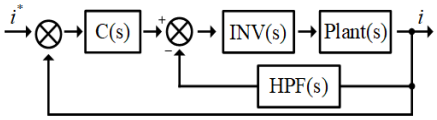
Fig. 1. Grid connected inverter system with LCL filter.



(a) Active damping using the notch filter



(b) Active damping using the capacitor current



(c) Active damping using the high pass filter

Fig. 2. Block Diagrams of each Active Damping Method.

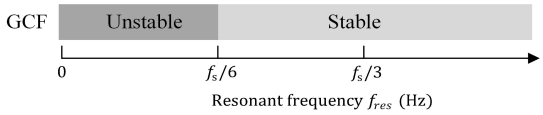


Fig. 3. Stability Region of the GCF(Grid Current Feedback) method.

의 위치에 따라 해석이 달라지므로 설계 전 각 센서의 위치를 먼저 정해야 한다[6]. 계통 연계형 인버터는 전류와 전압을 동상으로 만드는 것이 제어의 목표이므로 그림 1과 같이 계통 측 전류를 제어하는 것에 대해서 해석하기로 한다. 계통 측 전류를 제어할 경우, 공진주파수가 샘플링 주파수의 1/6배보다 클 때 시스템은 안정 영역에 위치한다.

그런데, SIC MOSFET(Silicon Carbide MOS Field Effect Transistor), GaN MOSFET과 같은 고주파 스위칭 소자를 사용하면 샘플링 주파수가 높아짐에 따라 불안정 영역은 넓어진다. 그림 3에 공진주파수와 샘플링 주파수에 따른 안정, 불안정 영역에 대해 나타내었다.

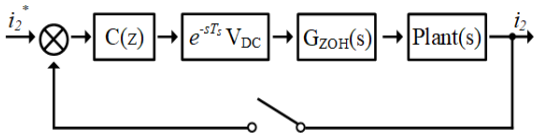


Fig. 4. Block diagram of the grid connected inverter system.

본 논문에서는 기존의 수동 또는 능동 댐핑을 없애고 계통 전류 피드백 루프에 LPF(Low Pass Filter)를 추가하여 시스템의 안정성을 확보한 기법을 제안하였다. 기존의 복잡한 댐핑 기법을 제거함과 동시에 시스템에 악영향을 미치는 고조파 잡음을 제거할 수 있는 LPF를 이용하고 이에 따른 시스템 특성을 주파수 영역에서 해석하였다. 불안정 영역에 있는 시스템이 복잡한 댐핑 없이 안정해지는 것을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

2. 전체 시스템 모델링

그림 1에 나타낸 인버터 시스템의 파라미터는 표 1과 같다. 그림 1에서 인버터 출력 전압에 대한 계통 측 전류의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{igvi}(s) = \frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{L_1 L_2 C_f}}{s(s^2+\omega_{res}^2)} \tag{1}$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1 L_2 C_f}} \tag{2}$$

계통 전압은 외란입력과 같다. 인버터의 전류제어기 설계 시 외란에 대한 영향을 없애고 전류의 레퍼런스 입력이 정현파일 때의 정상상태 오차를 없애기 위해 PR(Proportional-Resonant)제어기를 사용한다[7]. PR제어기에 대한 수식은 아래와 같다.

$$C(s) = K_p + \frac{2K_i\omega_c s}{s^2+\omega_r^2} \tag{3}$$

PR 제어기를 사용함으로써 블록선도에서 계통 전압에 대한 영향은 무시한다.

그림 4는 LCL 필터를 가지는 인버터 시스템의 블록선도이다. Plant는 ZOH(zero-order-hold)로 종속된다. 또한 인버터는 PWM 주기와 같은 시간으로 지연이 발생한다[8]. ZOH에 관한 수식은 식 (4)와 같다.

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1-e^{-T_s s}}{s} \tag{4}$$

여기서 T_s는 샘플링 주기이다.

TABLE I
INVERTER SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value
P	3000 [W]
V_g	220 [V]
V_{DC}	380 [V]
L_1	700 [uH]
L_2	250 [uH]
C_f	3-15 [uF]
f_s	50 [kHz]
f_{res}	6.8-3 [kHz]
f_{res}/f_s	0.136-0.06(<1/6)

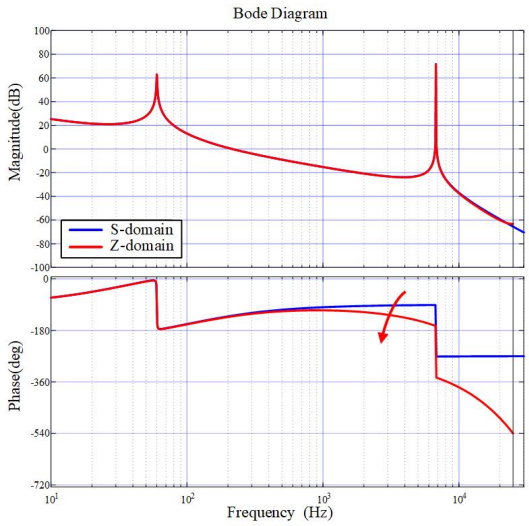


Fig. 5. Comparison of frequency response characteristics in S-domain and Z-domain.

시스템의 정확한 해석을 위해 Z-domain에서 안정도를 판별한다. 전달함수의 Z변환은 다음과 같다.

$$Z[G_{ZOH}(s)G_{igvi}(s)] = \frac{T_s}{L_1+L_2}\times\frac{1}{z-1} - \frac{\sin(\omega T_s)}{\omega_{res}(L_1+L_2)}\times\frac{z-1}{z^2-2\cos(\omega_{res}T_s)z+1} \quad (5)$$

제어기의 정확한 설계를 위해서 Tustin's method를 이용한다. 보상하는 주파수에서의 정확성을 위해 pre-warping기법을 이용하면 식 (6)과 같다.

$$C(z) = K_p + \frac{\omega_c K_i \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r}\times\frac{z^2-1}{z^2-2\cos(\omega_r T_s)z+1} \quad (6)$$

그림 5는 ZOH와 인버터의 시간 지연을 고려하지 않았을 경우 시스템의 루프게인의 보드선도를 S-domain영역에서 표시한 것과 ZOH, 시간 지연을 고려한 시스템을 Z변환 후 시스템의 루프게인의 보드선도를 Z-domain에서 나타낸 것이다.

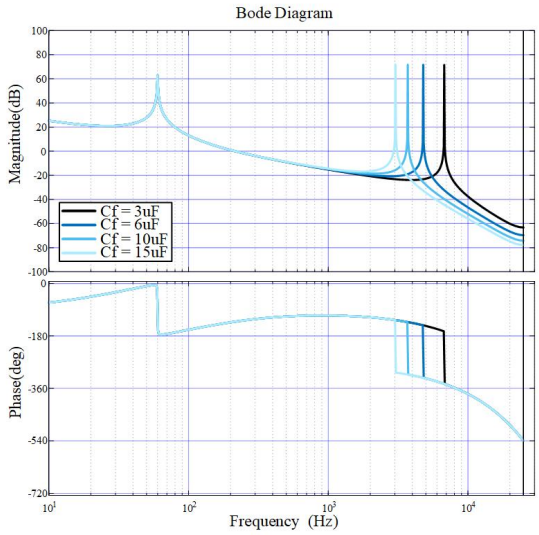


Fig. 6. Changing the resonant frequency with the variation of capacitor value.

ZOH와 인버터의 시간 지연으로 인해 전체 시스템의 이득과 위상은 주파수가 커짐에 따라 감소한다. 공진주파수가 샘플링 주파수의 1/6배보다 작을 경우, 공진주파수 이전 주파수에서 위상이 -180° 지점을 교차하지 않으므로 시스템은 불안정하다. 그림 6은 실제 계통의 임피던스 변화를 고려, 공진주파수의 변화를 쉽게 주기 위해 C_f를 변화시켜 얻은 보드플롯이다. 공진주파수가 커질수록 PM(Phase Margin)은 일정하나 GM(Gain Margin)이 존재하지 않고 공진주파수 부근에서의 위상은 더욱 증가하여 시스템을 안정 영역으로 옮기기 위한 보상 범위가 넓어진다.

3. LPF를 적용한 시스템

그림 4의 피드백 경로에 LPF를 적용했을 경우의 블록선도는 그림 7과 같다. 이 때 $H(s)$는 2차 LPF이며 식 (7)과 같다. 시스템을 Z변환 후 얻은 루프게인은 식 (8)과 같다.

$$H(s) = \frac{\omega_L^2}{s^2+2\zeta\omega_L s+\omega_L^2} \quad (7)$$

$$loopgain(z) = z^{-1}V_{DC}C(z)Z[H(s)G_{ZOH}(s)G_{igvi}(s)] \quad (8)$$

식 (8)의 보드플롯은 그림 8에 나타내었다. LPF를 적용하지 않은 경우 공진주파수 이전에 GM이 존재하지 않음으로 시스템이 불안정하다. LPF를 적용했을 때, 차단주파수에서 위상이 감소하므로 그에 따라 위상이 -180°에 도달하고 GM을 얻을 수 있다.

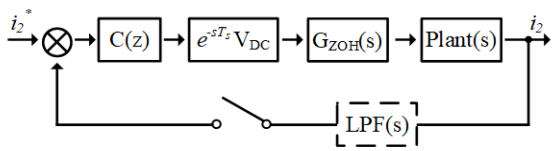


Fig. 7. Block diagram of a proposed method.

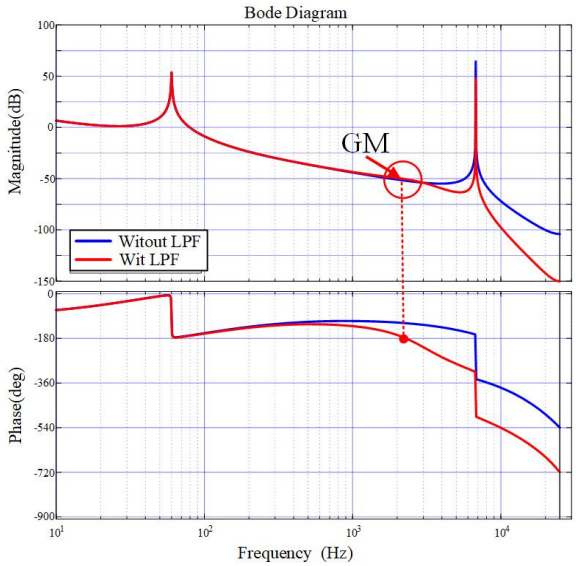


Fig. 8. Comparison of frequency response characteristics with and without LPF($f_L = 3000\,[Hz], \zeta = 1$).

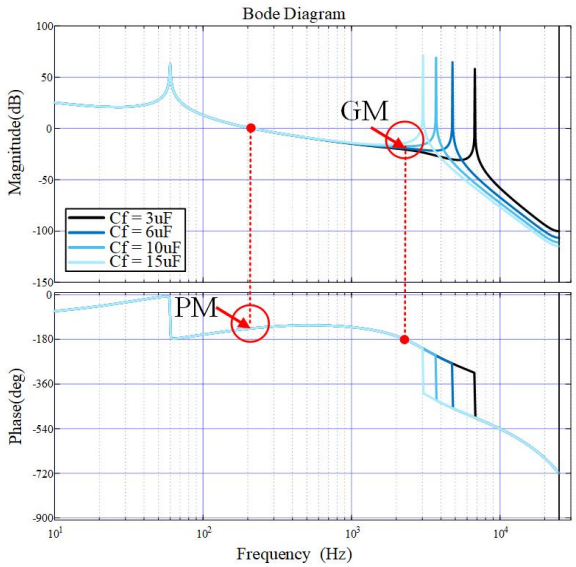


Fig. 9. Changing the resonant frequency with the variation of capacitor value with LPF($f_L = 3000\,[Hz], \zeta = 1$).

LPF의 차단주파수가 존재해야 할 구간은 이득 교차주파수 ω_{gc}부터 공진주파수 ω_{res}이다.

$$\omega_{gc} < \omega_L < \omega_{res} \tag{9}$$

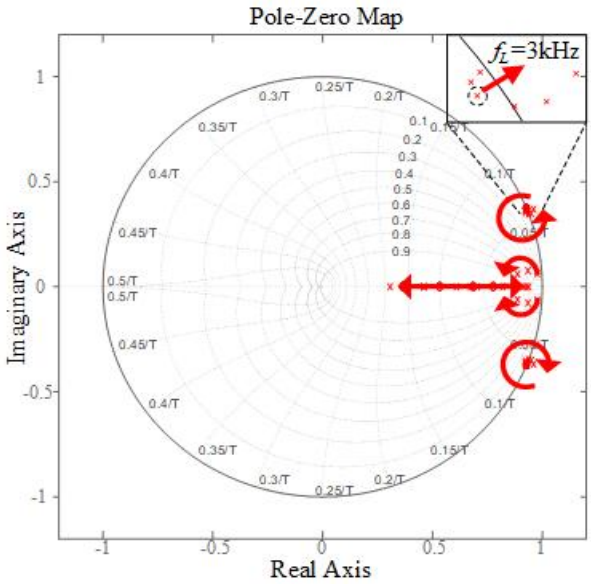
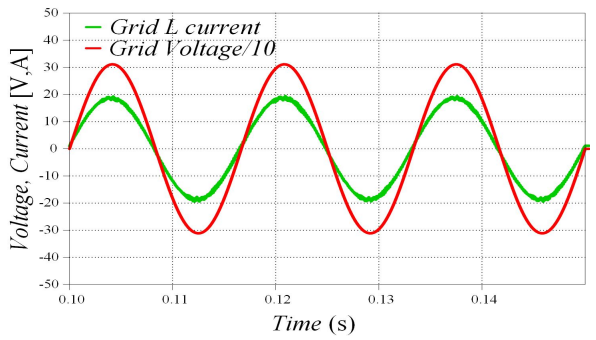


Fig. 10. Pole-zero map of feedback system according to the cut off frequency of LPF.

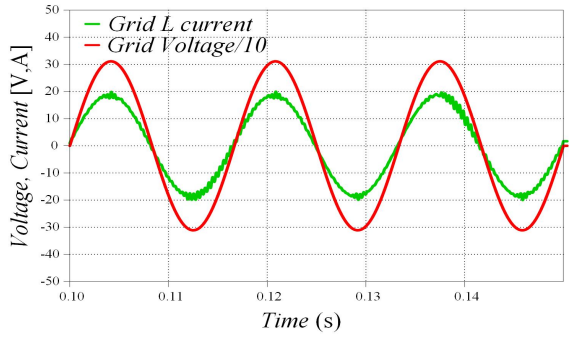
LPF의 차단주파수가 이득 교차주파수에 가까울수록 GM은 커진다. 하지만 그에 따른 시스템의 BW (Bandwidth)를 조절하는 데 한계가 있다. 제어기의 이득은 시스템의 BW를 결정하기 때문에 전류 제어기 설계 후 PM와 GM를 결정하기 위한 차단주파수, 감쇠비를 정한다. 그림 9에서 나타낸 것과 같이, 커패시터 값이 클수록 공진주파수가 작아져 GM이 작아진다. 그림 9의 경우 $C_f = 15\,[uF]$ 일 때 GM이 가장 작은 것을 알 수 있다. 따라서 $C_f = 15\,[uF]$ 에서 시스템을 안정 영역으로 옮기는 LPF의 차단주파수와 제동비를 구하면 된다. $\zeta = 1$인 경우 LPF의 차단주파수(1000 − 8000)에 따른 안정도는 그림 10과 같다. 시스템이 안정 영역에 존재하고 가장 넓은 범위에서 안정할 수 있기 위해 LPF의 차단주파수 $f_L = 3000\,[Hz]$ 로 정하고 시뮬레이션과 실험을 진행하였다.

4. 시뮬레이션 및 실험

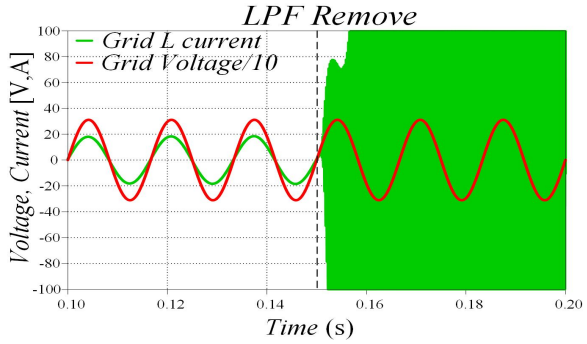
앞서 설계한 제어기 및 LPF 파라미터를 갖는 단상 계통 연계형 인버터 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같다. $C_f = 3, 15\,[uF]$ 일 때의 시뮬레이션 결과, LPF가 없는 경우 시스템은 불안정 영역에 있고 전류는 발산한다. 그림 11(a)에서 나타 낸 것과 같이 LPF를 적용한 시스템은 다른 댐핑 기법 없이 안정하다. 그림 11(b)에서 $C_f = 15\,[uF]$ 일 경우 또한 마찬가지로 시스템은 안정 영역에 위치하는 것을 알 수 있다. 그림 11(c)에선 0.15초에서 LPF를 제거한 결과 시스템은 불안정 영역으로 이동하여 전류가 발산하는 것을 확인할 수 있다.



(a) In case of $C_f = 3\,[uF]$

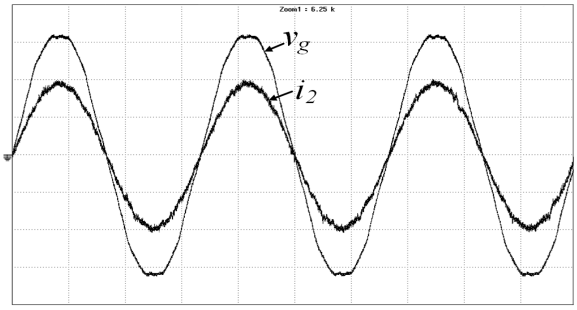


(b) In case of $C_f = 15\,[uF]$

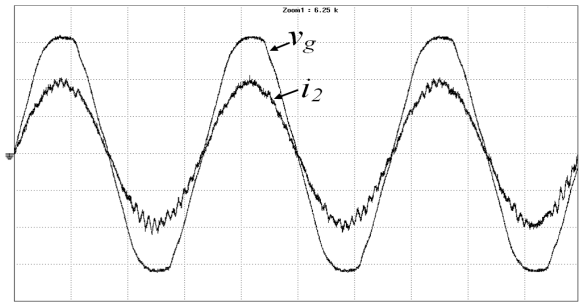


(c) In case of LPF remove

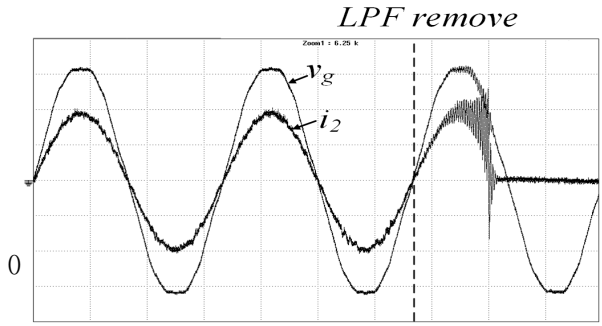
Fig. 11. Grid voltage and current waveforms in simulation results.



(a) In case of $C_f = 3\,[uF]$



(b) In case of $C_f = 15\,[uF]$



(c) In case of LPF remove

Fig. 12. Experimental waveforms of v_g, i_2 (v_g : 100 [V/div], i_2 : 10 [A/div], 5[ms/div]).

실험은 시뮬레이션과 같은 환경을 구축하여 진행하였다. 그림 12(a)와 그림 12(b)는 $C_f = 3\,[uF]$ 일 경우와 $C_f = 15\,[uF]$ 일 때 계통 전압과 전류 파형이다. 공진주파수가 크게 변하였음에도 불구하고 시스템은 안정 영역에 존재하는 것을 확인하였다. 그림 12(c)는 $C_f = 3\,[uF]$ 에서 LPF를 제거하였을 때 실험 파형이다. 피드백 경로에 LPF가 존재하지 않음으로서 시스템은 다시 불안정 영역으로 옮겨가게 되고, 전류는 발산하게 된다.

5. 결 론

본 논문에서는 LCL 필터를 사용하는 계통 연계형 인버터 시스템의 불안정 영역을 줄이는 새로운 방법을 제안하였다. 계통 측 전류를 제어하는 경우의 계통 연계형 인버터에서 실제 시스템의 피드백 루프 상에 LPF를 사용할 경우 고조파 잡음을 제거할 수 있을 뿐만 아니라 LPF의 특성을 이용해 불안정 영역에 있는 시스템을 안정화 할 수 있었다. 시뮬레이션과 실험을 통해 LCL 필터의 공진주파수가 기존의 공진주파수보다 약 2배 정도 크게 변함에도 불구하고 시스템이 안정 영역에 있는 것을 증명하였다. 기존의 댐핑을 사용한 시스템에서는 시스템의 안정 영역과 불안정 영역의 경계 주파수 비가 1/6에 지나지 않았지만 제안한 방식으로는 3/50 이상으로 줄어들어 불안정 영역을 약 0.36배 이상으로 크게 줄이는 양호한 결과를 얻었다.

제안하는 새로운 제어 및 설계 기법은 넓은 범위에서 안정성을 확보하여 임피던스가 크게 변하는 계통 연계형 인버터 응용 분야에 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2017년)에 의하여 연구되었음.

References

[1] R. P. Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastian, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 28, No. 6, pp. 2642-2646, Jun. 2013.

[2] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez, and T. Kerekes, "A self-commissioning notch filter for active damping in a three-phase LCL filter-based grid-tie converter," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 29, No. 12, pp. 6754-6761, Dec. 2014.

[3] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Virtual RC damping of LCL filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation," *IEEE Trans. on Power Electron*, Vol. 30, No. 9, pp. 4726-4737, Sep. 2014.

[4] J. Xu, S. Xie, and T. Tang, "Active damping-based control for grid connected LCL-filtered inverter with injected grid current only," *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 61, No. 9, pp. 4746-4758, Sep. 2014.

[5] S. Parker, B. McGrath, and D. G. Holmes, "Regions of active damping control for LCL filters," *IEEE Trans. Ind. App*, Vol. 50, No. 1, pp. 424-432, Jun. 2014.

[6] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. DellAquila, "Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter," *Int. J. Electron*, Vol. 91, No. 8, pp. 445-460, Aug. 2004.

[7] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 18, No. 3, pp. 814-822, May. 2003.

[8] P. Mattavelli, F. Polo, F. Dal Lago, and S. Saggini, "Analysis of controldelay reduction for the improvement of UPS voltage-loop bandwidth," *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 55, No. 8, pp. 2903-2911, Feb. 2008.

박권식(朴權植)
1991년 11월 19일생. 2017년 부경대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

서병준(徐秉駿)
1991년 10월 23일생. 2017년 부경대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

김학수(金學秀)
1984년 2월 11일생. 2011년 부경대 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

노의철(魯義哲)
1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문교수. 1995년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 회장.