

추가적인 센서가 필요 없는 3상 PWM 인버터의 LCL 필터 능동댐핑

안병웅¹, 신희근², 김학원[†], 조관열¹, 한병문³

Active Damping of LCL Filter for Three-phase PWM Inverter without Additional Hardware Sensors

Byoung-Woong An¹, Hee-Keun Shin², Hag-Wone Kim[†], Kwan-Yuhl Cho¹, and Byoung-Moon Han³

Abstract - In this paper, a new active damping method of LCL filter without capacitor voltage sensors is proposed for 3 phase PWM Inverter. Normally, L filter or LCL filter is used as an output filter of grid connected PWM inverter. An LCL filter has more excellent performance than L filter to reduce harmonic current, so the small inductance value can be used. However, the resonance problem in LCL filter is happen due to the zero impedance by the addition of LC branch. To solve the resonance problem, the various active damping method has been proposed so far. Generally, the virtual resistor active damping methods is required to additional hardware sensors for measurement of capacitor voltage and current. In this paper, the new active damping method is proposed without any capacitor voltage or current sensors. In the proposed method, the resonance component of the capacitor voltage of LCL filter can be observed by a simple MRAS(Model Reference Adaptive System) observer without additional hardware sensors, and this component is suppressed by feedforward compensation. The validity of the proposed method is proven by simulation and experiment on the 3-phase PWM inverter system.

Keywords: PWM inverter, active damping, MRAS(Model Reference Adaptive System) observer

1. 서 론

3상 펄스 폭 변조 (Pulse width modulation 이하 PWM) 인버터의 출력 전류에 포함되는 전류의 고조파 성분은 계통에 연계된 타 장비에 장애를 일으키는 원인이 된다.^[1] 일반적으로, 전류 고조파를 저감하기 위하여 큰 인덕턴스를 갖는 1차 인덕터 필터(Inductor Filter)를 사용하나, PWM 스위칭 주파수 성분에 해당되는 주파수 성분 및 스위칭 고조파를 저감하기 위해서는 매우 큰 인덕턴스(Inductance) 값이 요구된다. 이는 인버터 시스

템의 부피와 재료비의 상승을 유발하고, 전류 제어 동특성을 떨어뜨리는 요인이 된다. 최근, 이와 같은 문제를 해결하기 위해 상대적으로 작은 인덕턴스 값으로도 우수한 고조파 전류 저감 효과를 갖는 LCL 필터가 계통 연계 인버터에 적용 되는 추세에 있다.^[2] 또한 LCL 필터는 작은 인덕턴스 값으로 인하여 빠른 전류 제어 동특성을 얻을 수 있는 장점이 있다. 하지만, LCL 필터를 갖는 인버터 시스템은 기존의 1차 인덕터 필터를 갖는 인버터 시스템과 다르게 LC가 추가됨으로 인하여 임피던스가 0이 되는 주파수가 존재하고, 이로 인한 LCL 필터의 공진문제가 발생한다. LCL 필터는 특정 주파수에서 공진 특성을 가지고 있어 시스템 불안정의 원인이 되므로 이에 맞는 댐핑(Damping)을 필요로 한다. 댐핑의 방법은 크게 수동 댐핑 (Passive Damping) 방법과 능동 댐핑(Active Damping) 방법으로 나뉜다. 일반적으로 수동 댐핑 방법은 필터 커패시터에 직렬 또는 계통 인덕터와 병렬로 저항을 연결하는 방법을 사용하지만^[2,3], 댐핑 저항에 상당한 열과 손실이 발생하여 시스템

Paper number: TKPE-2013-18-1-2 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ. of Transportation
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

¹Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ of Transportation.

²VC Tech, Engineer, R&D Center.

³Dept. of Electrical Eng., Myongji University

Manuscript received Aug. 20, 2012; accepted Nov. 1, 2012

— 본 논문은 2011년 전력전자학술대회 우수추진논문임

의 효율을 저하시키는 단점이 존재한다. 이러한 단점을 보완하기 위해 최근에 능동 댐핑에 관한 연구가 진행되고 있다. 능동 댐핑 방법은, 필터 커패시터와 병렬로 등가의 가상저항 있는 것처럼 동작하게 하는 가상 저항 방식(Virtual Resistor Active Damping), 진상 지상(Lead-Lag) 보상기를 사용하는 방식, 유전자 알고리즘을 이용한 방식(Genetic Algorithm Active Damping) 등이 있다.^[3-5] 가상 저항 방식은 필터 커패시터와 병렬로 연결된 댐핑 저항의 효과를 얻기 위하여, 커패시터의 전류를 측정하여 가상의 저항이 있을 때와 동일한 커패시터의 전류가 흐르도록 전류 명령을 추가하는 방법이다. 이 방식은 개념적으로 간단한 방식이지만, 커패시터 전류의 측정이 필요하여, 추가적인 전류 센서가 요구되는 단점이 있다.^[3,4] 또한 공진 주파수가 높은 경우, 전류의 명령이 전류 제어기의 대역폭 근처 또는 대역폭보다 높은 주파수를 가질 수 있어 전류 제어가 어려운 문제점을 가진다. 다른 방법으로 진상 지상(Lead-Lag) 보상기를 사용하는 방법은 커패시터 전압 감지 센서를 추가하여 커패시터 전압의 공진 성분을 진상 지상(Lead-Lag) 보상기를 사용하여 얻고, 인버터 전류 제어기의 출력인 인버터 전압 명령에 공진 전압을 전향 보상한다.^[5] 이 방법은 LCL 필터의 공진 주파수가 다소 높더라도 전류 제어기의 대역폭의 영향을 받지 않는 장점을 가지고 있으나, 추가적인 커패시터의 전압감지 센서가 필요한 단점을 가지고 있고, 댐핑을 위한 진상 지상 보상기의 극점과 영점을 선정하는데 어려움이 있다. 또 다른 방식으로 커패시터의 전압 및 전류센서 없이 유전자 알고리즘을 이용하여 능동 댐핑을 행하는 논문이 발표된 바 있으나, 개념적으로 이해가 어렵고 계산이 매우 복잡한 단점을 가지고 있다.^[4]

본 논문에서는 추가센서 없이 간단히 구현할 수 있는 모델 기반 적응 시스템(Model Reference Adaptive System, 이하 MRAS) 관측기를 사용하여 커패시터 전압의 공진성분을 관측하여 이를 전류제어기의 출력인 전압지령에 전향 보상함으로써 공진을 억제하는 방법을 제안한다. 또한 제안된 커패시터 전압검출 센서가 없는 3상 PWM 인버터의 LCL 필터의 능동 댐핑 방법에 대해 시뮬레이션 및 실험을 실시하여 적용 가능성 및 그 효과를 입증하였다.

2. LCL 필터 및 제안된 알고리즘

2.1 LCL 필터

그림 1은 계통 연계형 3상 PWM 인버터를 나타낸다. 계통 연계형 3상 PWM 인버터는 전류의 맥동을 저감하기 위한 출력 필터부가 존재한다. 기존의 1차 인덕터 필터는 인덕터 값이 커서 필터의 체적, 중량 등이 큰 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 보완하기 위한 필터로는 LCL 필터가 있다. LCL 필터는 3차 필터로, 계통 연계

형 인버터의 계통 측 맥동 전류의 크기를 상당히 줄일 수 있다. 1차 인덕터 필터인 L필터에 비해 적은 필터의 사이즈로도 우수한 고조파 감쇠효과를 갖는 장점을 가지고 있다.^[2] 하지만 LCL 필터는 임피던스가 특정 주파수에서 0이 되는, 공진문제가 발생한다는 단점을 가지고 있다.

그림 2은 공진에 의한 인버터 전압과 계통 측 전압이 인버터 전류와 계통 측 전류에 미치는 영향을 분석하기 위한 블록도이다. 인버터 전압과 커패시터 전압의 차는 인버터 측 인덕터의 전류 변화를 유발한다. 커패시터의 전압과 계통 전압의 차는 계통 측 인덕터에 인가되어 계통 측 전류를 변화시킨다. 한편 인버터 측 전류와 계통 측 전류의 차이는 LCL 필터 커패시터의 전압 변화를 유발하며 그 관계는 그림 2과 같다.

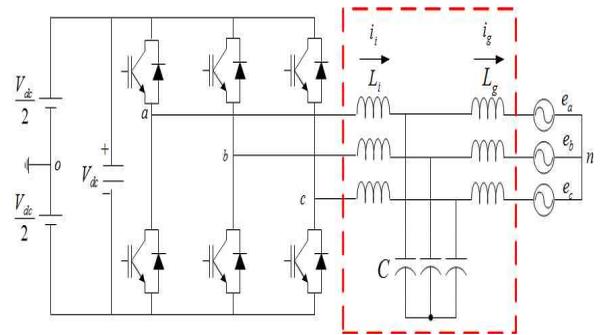


Fig. 1 LCL filter of 3-phase PWM inverter

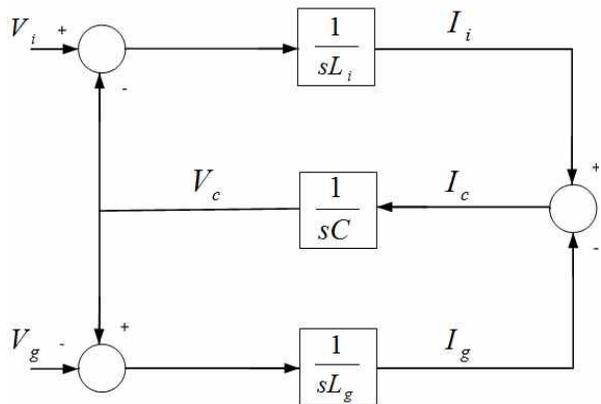


Fig. 2 Block Diagram of LCL filter

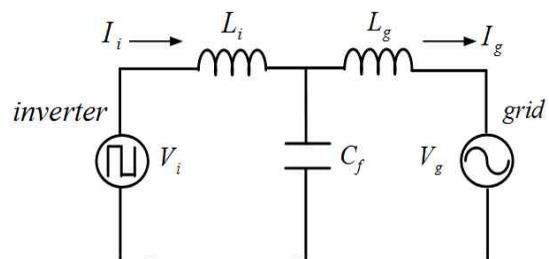


Fig. 3 Equivalent LCL filter

LCL 필터의 주파수에 따른 임피던스 특성을 알아보기 위해 그림 3에 키르히호프의 전압, 전류 법칙을 적용하여 전압, 전류 방정식을 구하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} v_i(s) &= i_i(s) * sL_i + i_g(s) * sL_g \\ i_i(s) &= i_g(s) * sL_g * sC_f + i_g(s) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $v_i(s)$ 는 인버터 출력 전압을, $i_i(s)$ 는 인버터 출력 전류를, $i_g(s)$ 는 계통 측 전류를 의미하며, 인버터 전압에 대한 계통 전류의 효과를 얻기 위하여 계통 전압은 중첩의 원리를 적용하여 0으로 하였다. 식 (1)을 바탕으로 인버터 전압에 대한 계통 측 전류 응답을 주파수에 따라 나타내기 위한 LCL 필터의 전달함수를 구하면 식 (2)와 같다.

$$G(s) = \frac{i_i(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{L_i s} \left(\frac{s^2 + z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \right) \quad (2)$$

여기서 $z_{LC}^2 = \frac{1}{L_g C_f}$, $\omega_{res}^2 = \frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f}$ 이다.

식 (2)를 이용해 LCL 필터의 주파수 특성 보드 선도를 그리면 그림 4와 같이 한 개의 극점과 한 개의 영점을 갖는다. 이중 한 개의 극점은 시스템의 공진을 유발하여 LCL 필터 시스템을 불안정하게 만드는 요소가 된다.

본 논문에서는 이와 같은 공진 문제를 해결하기 위해 캐패시터 전압 또는 전류 센서의 추가 없이 간단히 캐패시터의 전압을 관측기를 사용하여 관측하고 이를 전향 보상하여 공진을 억제하는 간단한 능동 댐핑 방법을 제안한다.

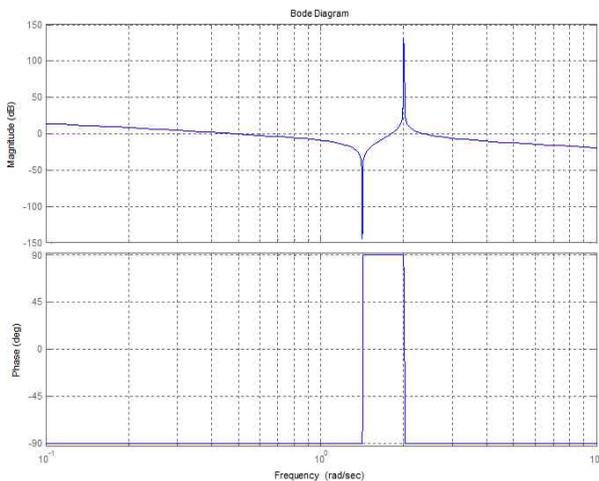


Fig. 4 Frequency characteristics of LCL filter

2.2 제안된 알고리즘

본 논문에서는 추가적인 센서 없이 캐패시터 전압을 관측하여 LCL 필터의 공진을 억제하는 방법을 제안하였는데, 캐패시터 전압을 추정하는 방법으로 모델 기반 적응 제어 시스템 (Model Reference Adaptive System 이하 MRAS) 관측기를 사용한다. 캐패시터 전압 관측기에 대하여 설명하기 위해 LCL 필터를 모델링 하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{idq}(t) &= L_i \frac{di_{idq}(t)}{dt} \mp \omega L_i i_{iqd}(t) + v_{cdq}(t) \\ v_{gdq}(t) &= -L_g \frac{di_{gdq}(t)}{dt} \pm \omega L_g i_{gqd}(t) - v_{cdq}(t) \\ i_{cdq}(t) &= C_f \frac{dv_{cdq}(t)}{dt} \mp \omega C_f v_{cdq}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, 아래 첨자 dq는 동기좌표계의 d축과 q축을 의미하며 계통전압은 q축과 동기되며 d축 성분은 0이고, ω 는 계통 주파수를 나타낸다. 또한 v_{idq} 는 dq축 상의 인버터 전압, v_{cdq} 는 dq축 상의 캐패시터 전압, v_{gdq} 는 계통 측의 인버터 전압을 나타내며, i_{idq} 는 인버터 측 dq축 전류, i_{gqd} 는 계통 측 qd축 전압, i_{cdq} 는 캐패시터의 dq축 전압을 나타낸다.

캐패시터의 전압 관측을 위해 인버터 측 인덕터 측 전류 동특성에 초점을 맞추고, 캐패시터 전압의 공진 성분이 없는 이상적인 시스템의 모델식을 나타내면 식 (4)와 같다.

$$v_{imdq}(t) = L_i \frac{di_{imdq}(t)}{dt} \mp \omega L_i i_{imqd}(t) + V_{cmdq} \quad (4)$$

여기서, 아래첨자 m은 캐패시터의 전압에 공진 성분이 없는 모델에 대한 전압 전류를 의미한다. 위의 식 (4)를 이산 식으로 나타내면 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned} i_{imdq}(k) &= i_{imdq}(k-1) \\ &+ \frac{T_s}{L_i} (v_{imdq}(k) - V_{cmdq} \pm \omega L_i i_{imqd}(k-1)) \end{aligned} \quad (5)$$

한편, 실제 시스템의 인버터 측 전류 동특성을 이산 식으로 나타내면 식 (6)과 같다.

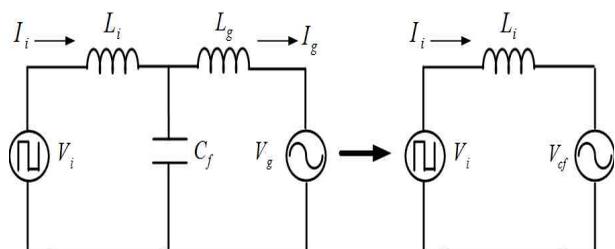


Fig. 5 Equivalent simplify LCL filter

$$i_{idq}(k) = i_{idq}(k-1) + \frac{T_s}{L_i}(v_{idq}(k) - v_{cdq}(k) \pm \omega L_i i_{iqd}(k-1)) \quad (6)$$

식 (5)에서 모델에 인가된 인버터 전압을 실제 플랜트에 인가된 인버터 전압으로 하고, 즉 $v_{imdq}(k) = v_{idq}(k)$, 모델의 k-1번째 전류는 실제 플랜트의 k-1번째 전류를 사용하면, 즉 $i_{imdq}(k-1) = i_{idq}(k-1)$ ^[6,7], 식 (5)은 식 (7)과 같다.

$$i_{imdq}(k) = i_{idq}(k-1) + \frac{T_s}{L_i}(v_{idq}(k) - V_{cmdq} \pm \omega L_i i_{iqd}(k-1)) \quad (7)$$

식(6)과 식(7)로부터 캐패시터 전압의 공진 성분을 아래의 식처럼 도출할 수 있다.

$$v_{cdq}(k) - V_{cmdq} = -L_i \frac{i_{idq}(k) - i_{imdq}(k)}{T_s} \quad (8)$$

식 (8)에서 k번째 전류와 k번째 모델의 전류를 사용하여, 캐패시터 전압의 공진 성분을 도출할 수 있다. 한편 k번째 모델 전류의 값은 캐패시터 전압의 공진 성분이 없는 이산 식 (7)로부터 계산할 수 있으며, 이 때

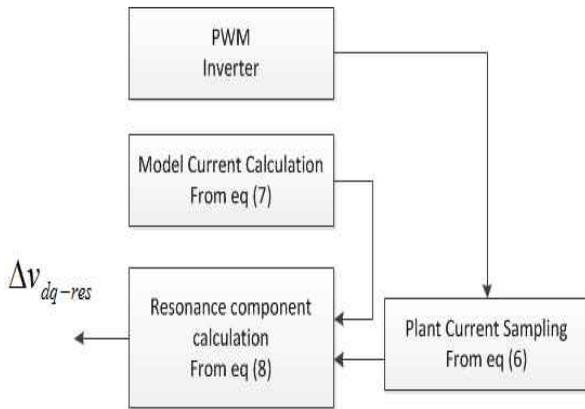


Fig. 6 Flowchart of proposed compensator

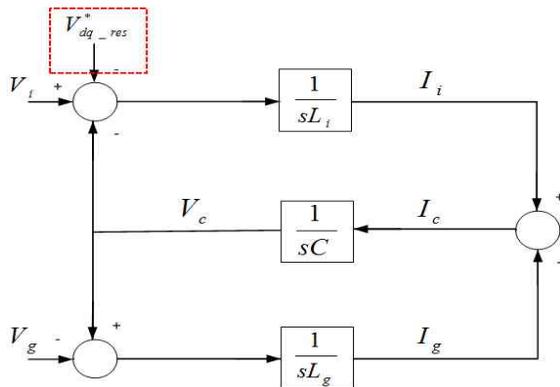


Fig. 7 Block Diagram of proposed compensator

Table 1 Simulation and Experiments Parameter

Item	Value	Unit
Power	4.1	kW
Line to line Voltage	380	V _{rms}
Switching frequency	15	kHz
Resonant frequency	2.2	kHz
L_i (Inverter side inductor)	1.2	mH
L_g (Grid side inductor)	800	μ H
C_f (Capacitor)	10	μ F

공진 성분이 없는 모델의 캐패시터의 전압은 계통 측 전압 센서로 계산된 PLL의 값으로부터 도출된 이상적인 dq축 전압을 사용한다. 그림 6은 캐패시터의 전압을 관측하기 위한 관측기를 나타낸 그림이다. PWM 인버터에서 인가된 전압에 의해 인버터 측 인덕터의 실제시스템은 식 (6)과 같은 시스템 식으로 모델링이 가능하다. 한편 식 (7)은 전압 공진 성분이 없는 인버터 측 인덕터를 나타내는 식으로, 모델 전류는 식 (7)로 계산 할 수 있으며, 식 (8)로부터 캐패시터의 전압 공진 성분을 관측기를 통하여 관측 할 수 있다. 그림 7은 본 논문에서 제안하는 능동 댐핑 방법을 기술한 것으로, 제안된 알고리즘을 이용한 공진 전압 보상기의 블록도를 나타낸다. 먼저 PWM 인버터에서 실제 시스템의 전류를 측정하고, MRAS 관측기를 이용해 캐패시터의 전압 공진 성분이 없는 모델 식에서 모델의 전류를 구한다. 실제 시스템과 공진 전압이 없는 모델의 전류차를 이용해 캐패시터 전압의 공진 성분을 도출한다. 이 추출된 공진성분을 그림 7과 같은 방법으로 전향 보상하여 LCL 필터의 공진을 억제 할 수 있다. 전향 보상을 하는 방법은 PWM 인버터의 전류 제어기 출력에 관측된 전압을 전향 보상함으로써 LCL 필터의 공진을 쉽게 억제할 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

3.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 3상 PWM 인버터의 LCL 필터의 능동 댐핑 방법의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은 MATLAB/ SIMULINK를 사용 하였다. 시뮬레이션 및 실험에서 사용된 3상 PWM 인버터의 파라미터와 필터 파라미터를 표 1에 나타내었다. 그림 8은 제안된 알고리즘의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 8의 첫 번째 파형은 계통 측 전류이고, 두 번째 파형은 인버터 측 전류이며, 세 번째 파형에 의

해 관측한 캐패시터 공진 전압 성분 이고, 네 번째 파형은 실제 커패시터 전압과 추정 캐패시터 전압을 나타낸다. 그림 8에서 MRAS 관측기에 의해 관측한 커패시터 공진전압 성분과 실제 시스템의 커패시터의 전압을 잘 추정하는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 9에서 추정 캐패시터 전압이 실제 캐패시터 전압을 잘 추정하는 것을 확인 할 수 있다. 그리고, 0.25[s]에 관측된 커패시터의 공진전압을 전압명령에 전항 보상할 경우, 보상 전에는 계통 측 전류와 인버터 측 전류에 공진 성분이 포함 되어 있으나, 보상 후에는 공진 성분이 제거됨을 확인 할 수 있다. 또한 그림 10는 제안된 알고리즘을 적용하기 전의 FFT 파형, 그림 11은 제안된 알고리즘을 적용한 후의 FFT 파형을 나타낸다. 또한 그림 12는 제안한 방법과 기존 방법의 차이를 확인하기 위하여 기존 방식인 캐패시터 전압센서를 실제로 추가하여 캐패시터 전압의 공진성분을 전항 보상하는 방식의 시뮬레이션의 FFT 분석 결과를 나타내었다. 그림 10의 제안한 댐핑 방법을 적용하기 전의 FFT 분석 결과는 공진 주파수 대역인 2.2kHz 대역에서의 많은 고조파를 포함한 것을 확인 할 수 있다. 하지만 그림 11의 제안한 댐핑 방법을 적용한 후 FFT 분석 결과에서 알 수 있는 바와 같이, 그림 10의 댐핑 적용 전 FFT 분석 결과와 다르게 공진 주파수 대역인 2.2kHz 대역에서의 고조파가 나타나지 않는 것을 확인 할 수 있다. 또한 그림 11과 그림 12의 시뮬레이션 결과에서 보면 제안한 방식의 THD는 3.41%, 기존 방식인 캐패시터 전압센서를 사용한 방식의 THD는

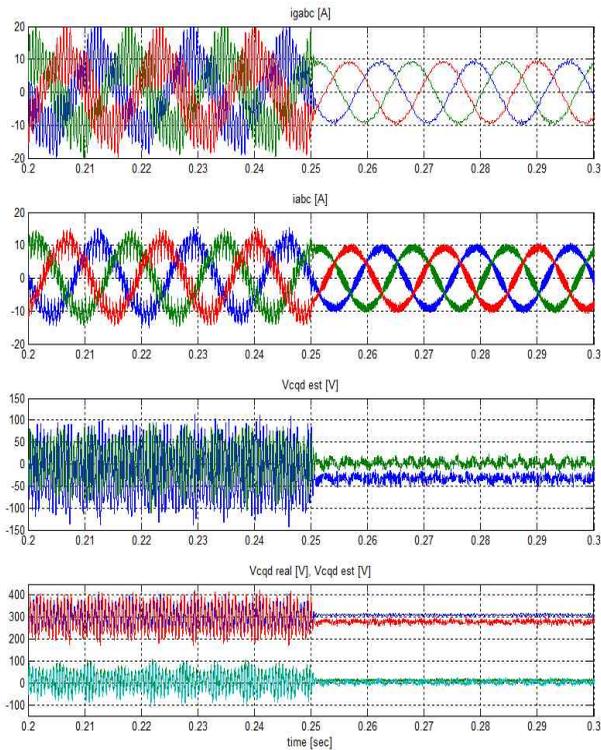
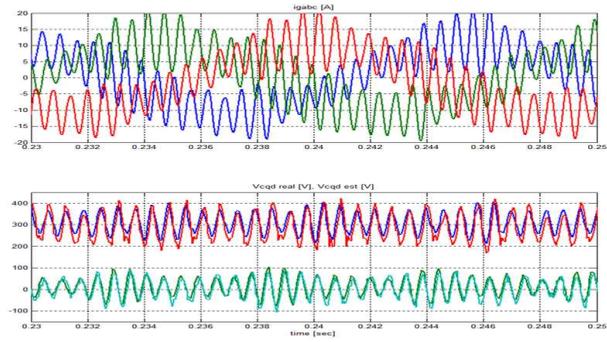
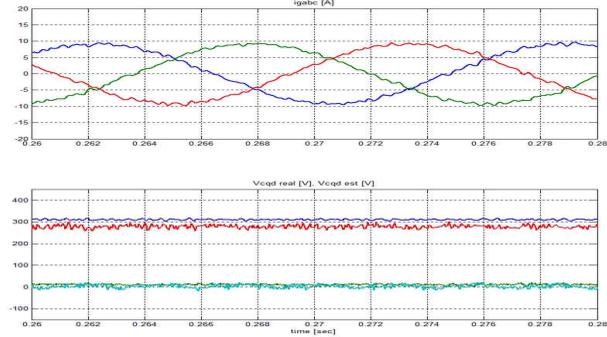


Fig. 8 Simulation result of the proposed methods



(a) without active damping



(b) with active damping

Fig. 9 Simulation result of the proposed methods

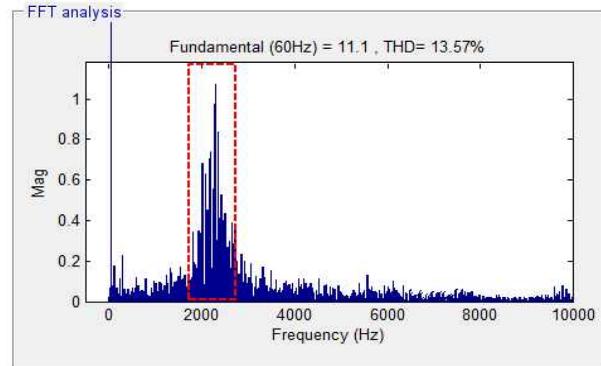


Fig. 10 Simulation Result of without active damping(FFT)

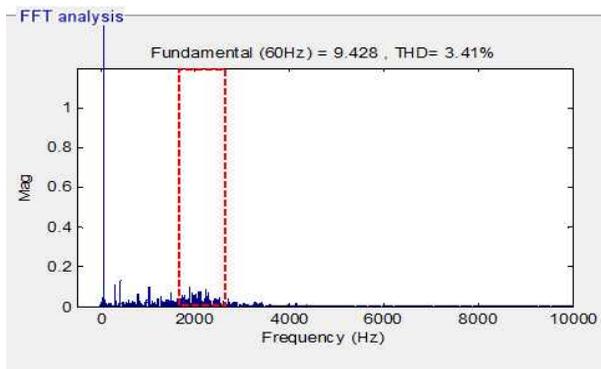


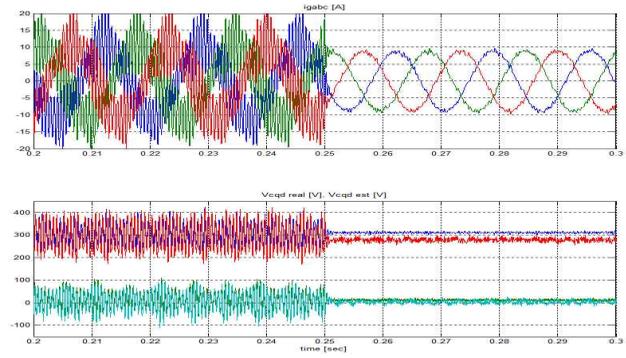
Fig. 11 Simulation Result of with active damping - Proposed Methods(FFT)

Table 2 Simulation result of THD

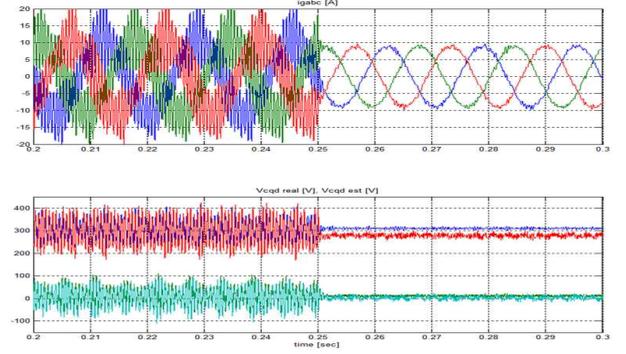
Item	THD	Damping ratio of THD
without active damping	13.57%	-
with active damping (proposed method)	3.41%	74.89%
with active damping (with Capacitor Voltage sensors)	3.13%	76.93%

3.13%로 제안한 방식이 센서를 사용한 방식과 비슷한 THD 감쇠효과를 갖는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 캐패시터 전압센서를 이용해 공진성분을 전향 보상하는 방식은 전압 감지 센서를 필요로 하는데, 이는 비용 및 사이즈를 증가시키는 요인이 된다. 댐핑 방식에 따른 THD 감쇠효과를 표 2에 나타내었다.

그림 13는 실제 플랜트와 모델의 파라미터 오차의 영향을 확인하기 위하여, 공칭 L_i 와 실제 L_i 의 차이가 있는 경우에 대하여 제안한 방법의 댐핑효과를 확인한 시뮬레이션 결과이다. 모델과 실제 플랜트의 L_i 의 오차는 식 (8)에 의해 캐패시터 전압의 공진성분을 도출하는 과정에서 캐패시터 전압의 추정오차를 유발하게 되는데, 이 L_i 오차가 전압 추정 성능에 영향을 미친다. 그림 13의 (a)는 L_i 값의 +25%오차에 대해, (b)는 -25%의 오차에 따른 그리드 측 전류와 관측기에서 관측한 캐패시터 공진 성분을 나타낸다. 시뮬레이션 결과에서 확인 할 수 있듯이, 그림 8의 오차가 없는 전류파형과 $\pm 25\%$ 오차가 있는 파형은 유사한 공진성분을 도출하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 그림 14의 FFT분석 결과에서 보면 THD는 $\pm 25\%$ 오차의 경우 모두 오차가 없을 경우의 THD와 근소한 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 이러한 추정 오차가 공진전압을 전압명령에 전향보상하는 과정에서 미치는 영향은 상대적으로 작아 댐핑 성능에는 영향을 미치지 않는 것을 확인 할 수 있다.



(a)



(b)

Fig. 13 Simulation result of resonance component by L_i value error

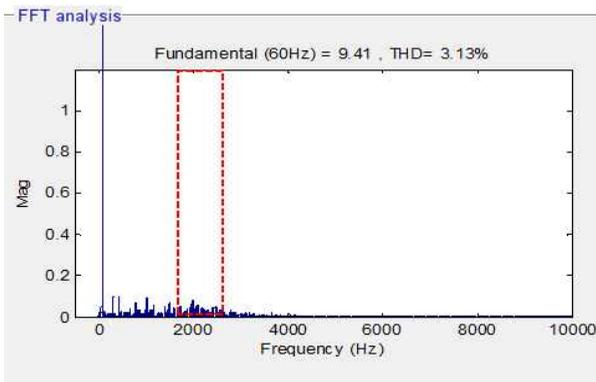
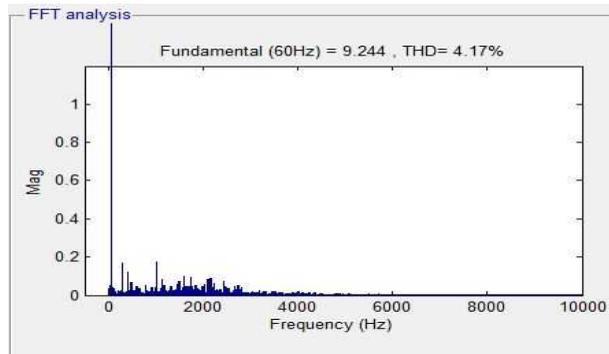
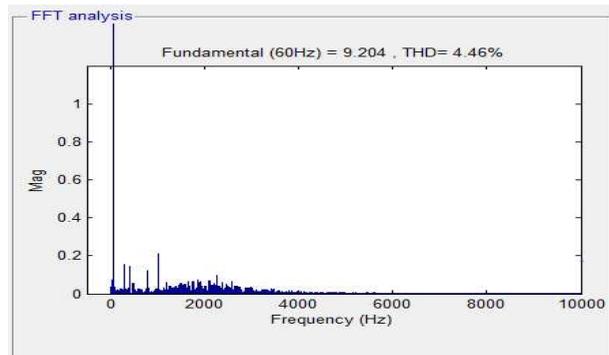


Fig. 12 Simulation Result of with active damping - with Capacitor Voltage Sensors(FFT)



(a)



(b)

Fig. 14 Simulation result of resonance component by L_i value error(FFT)

3.2 실험 결과

제안된 LCL 필터의 능동 댐핑 방법의 실제 적용가능성 여부를 확인하기 위해 시뮬레이션과 동일한 조건에서 실험을 실시하였다. 그림 15은 본 논문에서 제안된 LCL 필터의 능동 댐핑 방법에 대한 실험 결과이다. 제안된 능동 댐핑 방법 적용 전에는 공진이 발생하는 것을 알 수 있으며, 본 논문에서 제안된 능동 댐핑 방법 적용 후에는 공진이 억제되는 것을 확인할 수 있다.

그림 16는 제안한 LCL 필터의 능동 댐핑 방법을 적용하기 전의 실험 파형 및 FFT 분석결과 이다. 댐핑이 적용되지 않아 심한 공진이 발생하는 것을 확인 할 수 있고, 이에 따른 FFT 분석결과 공진주파수 대역인 2.2kHz 대역에서의 많은 고조파를 포함한 것을 확인 할 수 있다. 이는 그림 10의 시뮬레이션 결과와 동일한 경향을 보이고 있다. 그림 17은 제안한 LCL 필터의 능동 댐핑 방법을 적용한 후의 실험 파형 및 FFT 분석 결과 이다. 제안한 댐핑 방법 적용 후 능동 댐핑에 의한 영향으로 공진이 발생하지 않는 것을 확인 할 수 있고, FFT 분석결과 댐핑 방법을 적용하기 전과는 다르게 공진주파수 대역인 2.2kHz 대역에서의 고조파가 나타나지 않는 것을 확인 할 수 있다. 이 역시 그림 11의 시뮬레이션 결과와 동일 한 경향을 보이는 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 LCL 필터의 능동 댐핑 방법을 제안하였다. 본 논문에서 제안된 방법을 활용한 캐패시터 전압검출 센서가 없는 3상 PWM 인버터의 LCL 필터의 능동 댐핑 방법에 대해 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안하는 알고리즘의 성능을 입증하였다. LCL 필터의 능동 댐핑을 위해 캐패시터 전압의 공진 성분을 관측하여 전류제어기에서 전향 보상을 하는 방법을 사용

하였으며, 캐패시터 전압의 공진 성분을 관측하기 위하여 MRAS 관측기법을 적용하였다. 본 논문에서 제안된 관측기를 활용하여 추가적인 센서 없이 PWM 인버터의 LCL 필터의 공진을 쉽게 억제할 수 있었다. 본 논문에서 제안된 캐패시터 전압 관측 방법 및 전향 보상 방법을 PWM 인버터에 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안하는 알고리즘의 성능을 입증하였다.

이 논문은 2011년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (한국연구재단-2011-0003813)
 본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2011H100100110)

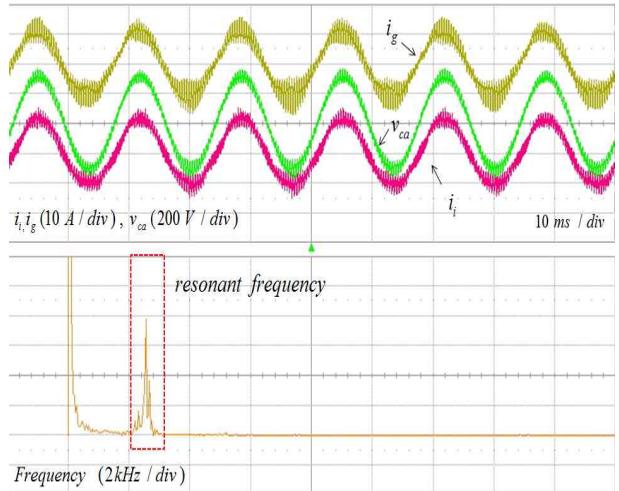


Fig. 16 Experimental result(waveform & FFT) of without active damping

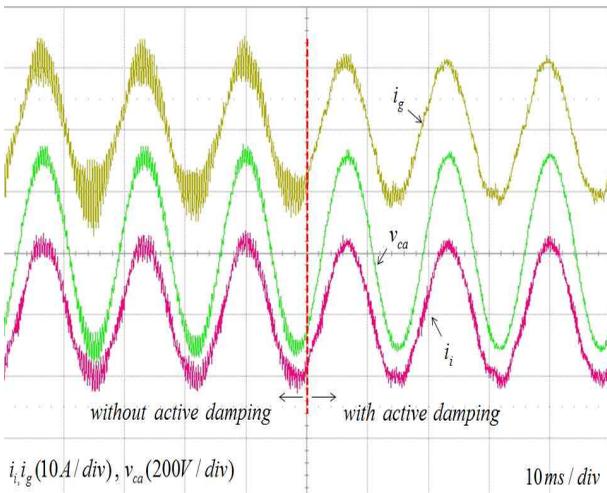


Fig. 15 Experimental waveform for proposed active damping method

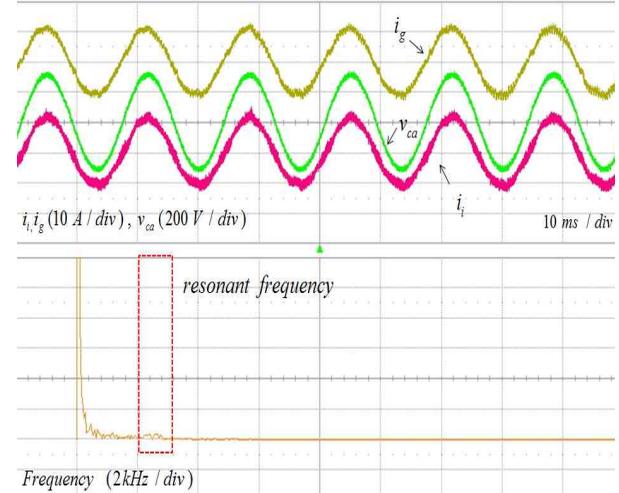


Fig. 17 Experimental result(waveform & FFT) of with active damping

참 고 문 헌

[1] IEEE std. 519-1992-IEEE Recommended Practices and Requirement for Harmonic Control in Electrical Power Systems - IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society.

[2] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and Control of an LCL-filter based Three-phase Active Rectifier," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 5, 2005.

[3] W. sun, X. Wu, P. Dai, and J. Zhou, "An Over View of Damping Methods for Three-phases PWM Rectifier," in *Proc of IEEE ICIT*, Chengdu, China, pp. 1-5, April 21-24, 2008.

[4] P. K. Dahono, "A Control Method for DC-DC Converter that has an LCL output filter based on new virtual capacitor and resistor concept," in *Proceedings of PESC'04*, pp. 36-42, 2004.

[5] V. Blasko and V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 33, Mar.-Apr. 1997, Tampa, Florida, pp. 542-550, 2006, Oct.

[6] Hee-Keun Shin, Hag-Wone Kim, Kwan-Yuhl Cho, yung-Kuk Lim, "A Current Controller with the Compensation of the Input Voltage Unbalance and Distortion for Three Phase PWM Rectifier," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, pp. 594-601, Dec. 2011.

[7] Karl J. Astrom, Bjorn Wittenmark "Adaptive Control-Second Edition, 2008.

[8] Shiyang Tang, Li Peng, Yong Kang, "Active Damping Method Using Grid-Side Current Feedback for Active Power Filters with LCL Filters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 3, pp. 311-318, May. 2011.

[9] June-Seok Lee, Hae-Gwang Jeong, Kyo-Beum Lee, "Active Damping for Wind Power Systems with LCL Filters Using a DFT," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 326-331, Mar. 2012.

[10] M. Cirrincione and M. Pucci, "An MRAS-based Sensorless High-Performance Induction Motor Drive With a Predictive Adaptive Model," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 2, pp. 532-551, 2005, April.



안병웅(安炳雄)

1987년 4월 30일생. 2012년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2012년~현재 한국교통대학교원 제어계측공학과 석사과정.



신희근(申熙根)

1985년 2월 20일생. 2010년 충주대 정보제어공학과 졸업. 2010년~2012년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사) 2012년~현재 VC Tech 기술연구소 연구원.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대(구 충주대) 제어계측공학과 부교수. 당 학회 학술위원.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대(구 충주대) 제어계측공학과 교수. 당 학회 학술이사.



한병문(韓炳文)

1976년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 미국 Arizona State University 전기 공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 미국 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원. 현재 명지대 전기공학과 교수. 2011년 당 학회 회장.