

정현파 출력 필터를 가지는 3상 PWM 인버터 제어 기법

김광섭¹, 현동석[†]

A Novel Control Algorithm of a Three-phase PWM Inverter with LC Filter

Kwang-Seob Kim¹ and Dong-Seok Hyun[†]

Abstract

A novel control method of a three-phase PWM inverter with LC filter is proposed. The transfer function of LC filter is the same as that of second-order low pass filter(LPF), which has a zero damping ratio. A simple method of implementing second-order LPF with damping ratio is to add a resistor in an LC circuit. However, in a real power system, adopting damping resistors is impractical because it results in losses proportional to the square of the current flowing through the resistors. Instead of inserting resistors, the proposed control strategy utilizes the measured capacitor voltages to control the oscillation of LC circuit. The overall transfer function of the proposed method is the same as a second-order LPF, and its damping ratio is controllable via control variables. The current controller can have overshoots caused by LC filter. Improved current controller is implemented by an equivalent second-order of LC filter. A 7.5 kVA PWM converter and a PWM inverter with a 5.5 kW induction motor are set up to verify the proposed control algorithm. Test waveforms are also presented to verify the proposed LC filter control algorithm.

Key words: Three-phase inverter, PWM(Pulse Width Modulation), LC filter, FOC(Field Oriented Control)

1. 서 론

최근 화석 에너지를 이용한 발전은 지구 온난화와 기후변화의 주요 원인으로 인식되고 있어, 지속 가능한 청정에너지원인 태양광이나 풍력과 같은 신재생에너지의 사용 증가와 발전 시스템에 대한 연구 또한 활발히 수행되고 있다. 특히, 풍력에너지는 인류가 이용할 수 있는 신재생에너지원으로 가장 대두되고 있다. 2020년까지 전 세계 전기 에너지의 12%가 풍력 발전에 의해 공급될 것으로 예측하고 있다^{[1]-[2]}.

일반적으로 풍력 발전 시스템은 발전 단가를 낮추기 위해 수 MW에 이르는 대용량 시스템이 주류를 이루고 있다. 현재 대부분 풍력 발전 시스템에서 권선형 회전자와 슬립링을 가지고 있는 DFIG(doubly fed induction generators)가 유지 보수의 문제점을 가지고 있지만 많이 사용되고 있다. 이는 풍력 발전기의 속도 제어를 위

해 4-상한 운전이 가능한 전력 변환 시스템(AC/DC/AC)의 용량이 정격의 25%이면 가능하기 때문에 낮은 가격으로 인한 경제성을 가지고 있기 때문이다. 하지만 해상 풍력과 같은 응용에서는 시스템의 효율을 높이고 유지보수가 적은 영구자석형 동기 발전기(Permanent Magnet Synchronous Motor)를 사용하는 경우도 있다. 또한 바람 에너지로부터 최대의 에너지를 얻기 위해 MPPT(Maximum power point tracking) 기능이 필수적이다. 바람의 에너지는 속도의 3제곱에 비례하고 이로부터 최대의 발전 에너지를 얻기 위해 PWM 인버터는 발전기의 속도를 제어해야 한다. 발전기의 속도 제어는 동기 좌표계에서 전류 제어를 수행하여 순시 토크 제어가 가능하고 응답 특성이 우수한 FOC(field oriented control)를 주로 사용하고 있다^[3].

PWM 인버터는 고속 스위칭으로 인해 차동분 고조파와 동상분 고조파를 발생하는 문제점을 가지고 있다. 특히 전력용 반도체 소자의 발전으로 빠른 스위칭이 가능하여 출력 전압의 상승과 하강이 수십 ~ 수백 nsec에 이루어지고 있다. 높은 전압 변화율은 케이블을 통해 전송되는 반송파로 인해 발전기나 전동기 입력단 전압에 높은 과전압을 발생시켜 권선의 절연 내력을 저하시키고 조기 고장이나 절연 파괴를 유발한다. 또한 고주파로 인한 손실이 증가하여 발전기의 온도 상승을 초래하고

Paper number: TKPE-2015-20-3-6

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

[†] Corresponding author: dshyun@hanyang.ac.kr Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University, Korea
Tel: +82-2-2220-0345 Fax: +82-2-2220-0532

¹ Dept. of Electrical Eng., Hanyang University, Korea
Manuscript received Mar. 15, 2015; revised Mar. 30, 2015;
accepted Apr. 22, 2015

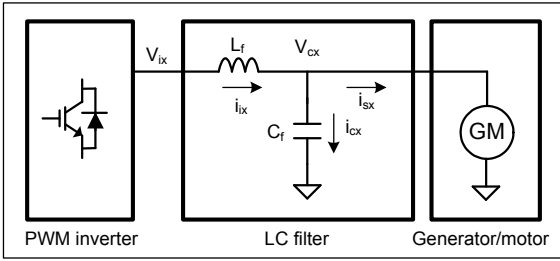


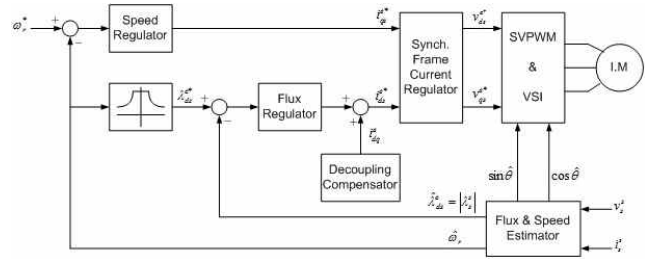
Fig. 1. Configuration of PWM inverter with LC filter.

- Vix : PWM inverter output phase voltage[V]
- Lf : Filter reactance per phase[H]
- iix : Filter reactor phase current[A]
- Cf : Filter capacitance per phase[F]
- VCx : Filter capacitor phase voltage[V]
- iCx : Filter capacitor phase current[A]
- isx : Generator/motor phase current[A]
- suffix : Three phase (x=u, v, or w)

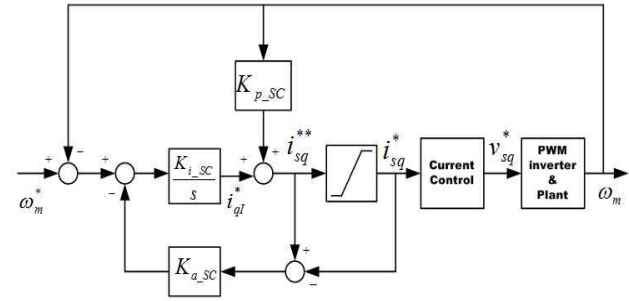
효율을 저하시키기도 한다. 동상분의 고조파는 발전기와 이에 연결된 장비의 축을 통해 베어링 전류를 발생시키게 되며 베어링 성능저하로 노이즈가 발생하거나 심할 경우 베어링이 소손되기도 한다^{[4]-[6]}.

지금까지 다양한 필터를 추가해서 전압 변화율을 낮추고 발전기 입력단의 과전압을 제한하는 연구가 진행되어 왔다. 저항과 커패시터로 구성된 RC 필터는 발전기 입력단에 연결하여 임피던스 정합을 통해 반송파를 줄여 과전압을 제한하는 방식이다. 이 방식은 구성이 간단한 장점이 있지만 손실이 발생하고 설치가 어려운 단점이 있다. 인덕터와 커패시터, 그리고 커패시터에 직렬 연결된 저항을 사용하는 LCR 필터는 인버터 출력에 연결하여 사용되며 우수한 필터 특성을 가지고 있다. 하지만 저항으로 인해 손실이 발생하고 시스템 효율이 떨어지는 단점을 가지고 있다. 손실이 거의 없는 인덕터와 커패시터로 구성된 LC 정현파 필터는 우수한 출력 특성과 효율을 가지고 있다. 하지만 공진으로 인해서 시스템 안정도를 높이기 위한 제어의 어려움이 있다^{[7]-[11]}. 지금까지 공진을 억제하기 위한 능동 필터 제어 기법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔으며, 다양한 방식이 제안되었다. Dead beat 제어 기법은 마이크로 프로세서를 사용하면서 발생하는 시지연 특성을 고려하지 않았다^[9]. 필터 커패시터와 직렬로 저항을 연결하거나 필터 리액터와 병렬로 저항을 연결하는 방식은 수동적인 방식으로 분석과 설계를 위한 다양한 방식이 제안되었다. 하지만 저항으로 인한 손실과 효율 저하는 피할 수 없다. 또한 진상-지상 제어기는 위상 보상과 잡음 증폭 사이에 상충 관계가 있다^{[10]-[11]}.

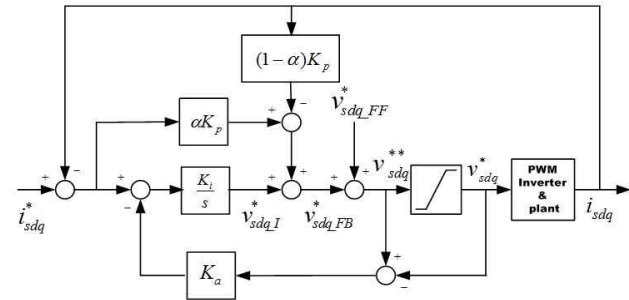
본 논문에서는 대용량의 풍력 발전 시스템이나 전동기 구동 시스템에 적용할 수 있는 간단하고 강인한 특성을 가지는 정현파 필터 제어 기법을 제안한다.



(a) overall configuration



(b) Speed control



(c) Current control in a synchronous reference frame

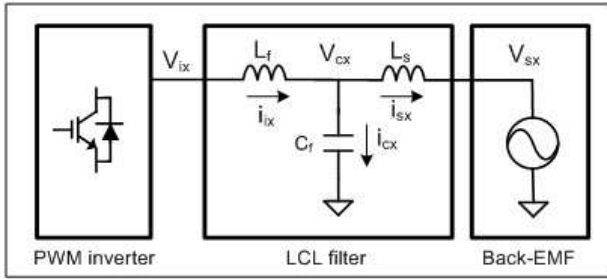
Fig. 2. Control block diagram.

2. 정현파 출력 필터를 가지는 3상 PWM 인버터

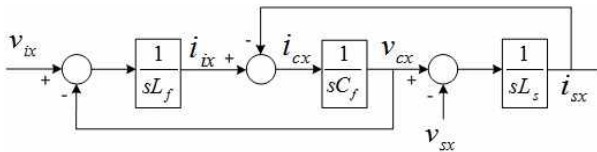
정현파 출력 필터를 가지는 3상 PWM 인버터의 구성도를 그림 1에 나타내었다. 발전기 혹은 전동기가 부하로 연결되며, 풍력 발전 시스템은 유도 발전기(DFIG)나 영구자석 동기 발전기(PMSM)가 부하로 연결된다. 주요 변수와 기호에 대한 설명은 아래와 같다.

2.1 전체 제어기 구성

앞에서 언급한 바와 같이 풍력 발전 시스템에서는 바람으로부터 최대 전기 에너지를 얻어 내기 위해 발전기의 속도를 제어한다. 이러한 발전기나 전동기의 속도 제어는 잘 알려진 FOC 방식이 널리 사용되고 있다. FOC 제어 기법은 고정자 자속, 회전자 자속, 혹은 공극 자속 방식이 있으며, 여기서는 고정자 자속 방식을 사용한다. 전류 제어기는 동기 좌표계에서 PI제어기를 사용하며 비간섭 제어를 포함하고 있다. 그림 2에 속도 제어기와 전류 제어기의 구성도를 나타내었다.



(a) Equivalent circuit



(b) Block diagram of equivalent circuit

Fig. 3. LC filter connected to a generator/motor.

2.2 3상 PWM 인버터의 등가회로

발전기 혹은 전동기와 연결된 정현파 필터는 고정자 누설 인덕턴스와 결합해 LCL 필터 등가회로를 구성하며, 필터 커패시터 전압은 발전기 혹은 전동기의 단자 전압이 된다. 그림 3(a)에서 발전기 혹은 전동기의 역기 전력은 전압원으로 등가화 하였으며, LCL 필터의 등가 회로를 그림 3(b)에 나타내었다. 본 논문에서는 분석을 간략화 하기 위해 필터 저항 성분을 제외시켰다.

식 (1)은 정지 좌표계에서 PWM 인버터 각 상의 관계식이다.

$$\begin{aligned} v_{ix} &= L_f \cdot i'_{ix} + v_{cx}, & v_{cx} &= L_s \cdot i'_{sx} + v_{sx} \\ i_{cx} &= C_f \cdot v'_{cx}, & i_{ix} &= i_{cx} + i_{sx} \end{aligned} \quad (1)$$

식 (2)는 식 (1)을 동기 좌표계로 변환한 식이다.

$$\begin{aligned} v_{idq} &= \frac{L_f}{L_{eq}} \left(\frac{v''_{cdq}}{\omega_{LCL}^2} + v_{cdq} \right) \\ &\quad - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \cdot v_{cdq} + j \frac{2\omega}{\omega_n^2} \cdot v'_{cdq} - \frac{L_f}{L_s} \cdot v_{sdq} \end{aligned} \quad (2)$$

where $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}}, \omega_{LCL} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_f}}, L_{eq} = \frac{L_f \cdot L_s}{L_f + L_s}$

LCL 필터의 전달 함수는 식 (3)과 같이 구할 수 있으며, 감쇄 특성이 없는 2차 저역 통과 필터와 같다.

$$G_{LCL}(s) = \frac{v_{cdq}(s)}{v_{idq}(s)} = \frac{v_{sdq}(s)}{v_{idq}(s)} = \frac{L_{eq}}{L_f} \cdot \frac{\omega_{LCL}^2}{s^2 + \omega_{LCL}^2} \quad (3)$$

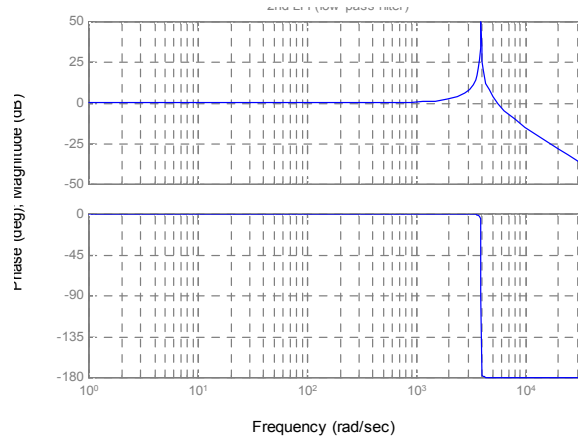


Fig. 4. Bode plot of LC filter.

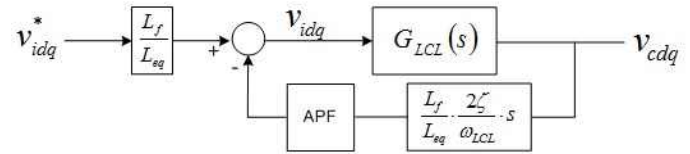


Fig. 5. Control of LCL filter damping.

그림 4는 2차 저역 통과 필터인 식(3)의 주파수 특성이다. 이러한 시스템은 공진 주파수에서 매우 큰 이득을 가지게 되어 지속적인 공진을 일으킬 수 있으므로 적절한 감쇄 대책이 필요하다.

식 (4)는 감쇄 특성을 가지는 2차 저역 통과 필터의 전달함수이다. 식(3)과 비교하면 감쇄 이득을 가지는 미분항을 추가한 결과이다.

$$G_{LPF}(s) = \frac{v_{sdq}(s)}{v_{sdq}^*(s)} = \frac{\omega_{LCL}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{LCL} \cdot s + \omega_{LCL}^2} \quad (4)$$

앞에서 언급한 바와 같이 정현파 필터의 감쇄 기능을 구현하기 위해 필요한 것은 필터 커패시터 전압의 미분값을 이용하거나 커패시터 전류값을 그림 5와 같이 피드백 제어하는 것이다.

커패시터 전류값을 이용하는 방법은 전류 센서를 추가로 사용해야 하고, PWM 인버터 스위칭으로 인한 고조파를 포함하고 있어 측정하기 어려운 단점이 있다. 커패시터 전압의 미분을 이용하는 방식은 디지털 제어기에서 차동식을 이용하여 수학적으로 매우 간단하게 구현할 수 있다. 하지만 이 방식은 노이즈에 매우 취약하여 실제 PWM 인버터 제어에 사용하기 어렵다.

본 논문에서는 전역 통과 필터(All Pass Filter)를 이용한 능동형 정현파 필터 제어 기법을 제안한다.

3. 제안하는 정현파 필터 제어 기법

3.1 전역통과필터(APF)의 설계

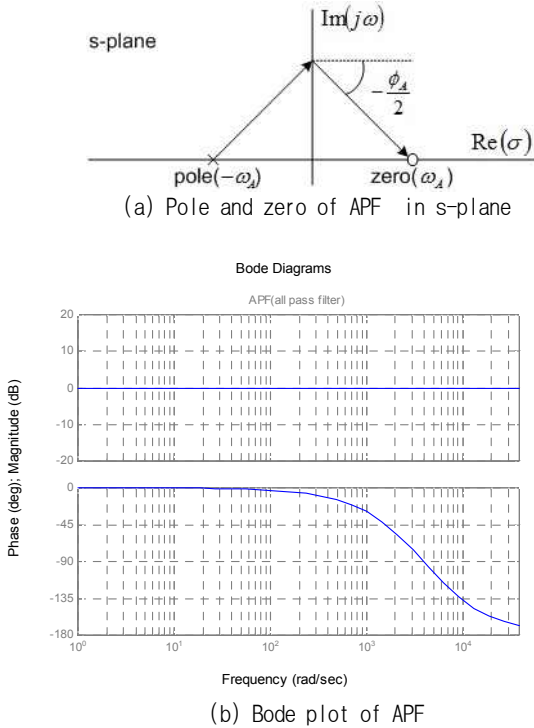


Fig. 6. Characteristics of APF.

정현파 필터의 감쇄 제어를 위해 필요한 첫 번째 일은 필터 출력 전압으로부터 공진 성분을 추출해 내는 것이다. 대역 통과 필터(band pass filter)를 사용하거나 동기 좌표계의 필터 출력 전압에서 전압 지령값이나 저역 통과 필터를 거친 출력 전압을 빼는 방법을 사용할 수 있다. 정현파 출력 전압으로부터 추출된 공진 주파수 성분은 일정한 크기와 주파수 그리고 위상각을 가지는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_h = v_{mh} \cdot \sin(\omega_{LCL} \cdot t + \phi_h) \quad (5)$$

전역 통과 필터를 이용해서 정현파 필터 감쇄 제어를 위해 필요한 출력 전압의 미분을 구한다. 먼저, 전역 통과 필터의 전달 함수는 식 (6)과 같다.

$$G_A(s) = -\frac{s - \omega_A}{s + \omega_A} \quad (6)$$

주파수 특성을 보여 주는 bode plot은 그림 6에 나타내었으며, 이득은 모든 주파수에 대해 동일하고 지연 위상각은 주파수에 따라 달라진다.

예를 들어 전역 통과 필터의 차단 주파수를 공진 주파수와 동일하게 설정하면 출력 신호는 90도 지연된 신호가 된다. 이를 이용하여 식 (5)의 미분을 전역 통과 필터와 이득을 곱하면 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} sv_h &= sv_{sdq} = \omega_{LCL} \cdot v_{mh} \cdot \cos(\omega_{LCL} \cdot t + \phi_h) \\ &= -\omega_{LCL} \cdot v_{mh} \cdot \sin\left(\omega_{LCL} \cdot t + \phi_h - \frac{\pi}{2}\right) \quad (7) \\ &= -\omega_{LCL} \cdot APF(v_h) \end{aligned}$$

실제 디지털 제어기를 구현할 경우 지연 시간을 고려해야 한다. 전체 지연 시간(Tdelay)은 제어기의 계산 지연 시간과 PWM 출력 지연 시간의 합이다. 제어기의 계산 지연 시간은 이산화 시간(Ts : sample time)과 동일하며, PWM 지연은 이산화 시간의 절반이다. 따라서 전체 지연 시간은 이산화 시간의 1.5배와 같다.

전역 통과 필터의 설계는 식 (8)과 같이 전체 디지털 제어 지연 시간을 포함하도록 전역 통과 필터의 지연 위상각(ϕ_A)을 설정해야 한다.

$$\phi_A = \angle APF(v_h) = \frac{\pi}{2} - \phi_p = \frac{\pi}{2} - T_{delay} \cdot \omega_{LCL} \quad (8)$$

전역 통과 필터로 인한 지연 시간과 디지털 제어 지연 시간의 합이 식 (5)의 공진 주파수 성분이 90도 지연된 신호가 되도록 식 (9)와 같이 차단 주파수를 설정해야 한다.

$$\omega_A = \frac{\omega_{LCL}}{\tan \phi_A} \quad (9)$$

3.2 디지털 제어기 구현

전역 통과 필터의 디지털 구현 방식은 forward, backward, bilinear 등이 있다. 식 (10)의 bilinear 근사법을 이용하여 식 (6)의 전역 통과 필터를 디지털로 구현하면 식 (11)과 같다.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (10)$$

$$G_A(z) = -\frac{\left(\frac{2}{T_s} - \omega_A\right)z - \left(\frac{2}{T_s} + \omega_A\right)}{\left(\frac{2}{T_s} + \omega_A\right)z - \left(\frac{2}{T_s} - \omega_A\right)} \quad (11)$$

정확한 필터 제어를 위해서는 디지털 근사화로 인한 위상 지연도 함께 고려되어야 한다.

3.3 정현파 필터제어를 고려한 전류 제어기

앞에서 분석한 바와 같이 출력 정현파 필터는 PWM 인버터 출력 전압의 고조파 성분을 감쇄시키는 효과가

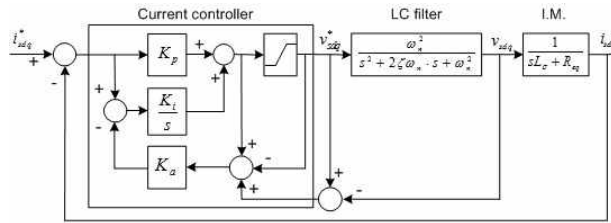
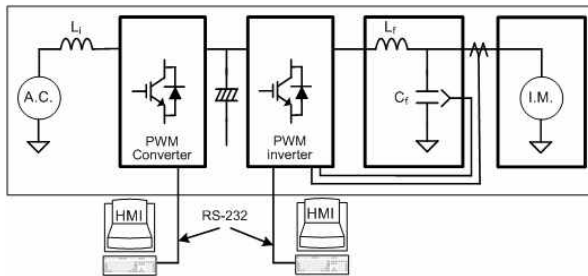


Fig. 7. Block diagram of current controller.



(a) Inverter system and induction motor



(b) AC/DC/AC system configuration

Fig. 8. The configuration of experimental system.

있다. 하지만 PWM 인버터의 출력 전압은 2차 저역 통과 필터 특성을 가지기 때문에 제어기 지령 전압과 차이가 발생하게 된다. 이러한 오차는 전류 제어기의 응답 특성을 저하시키며, 과도 응답 특성에서 오버 슈트 발생하게 된다. 본 논문에서도 그림 7과 같이 일반적으로 많이 사용하는 방식인 anti-windup을 포함한 PI 전류 제어기를 포함하고 있으며, LC 필터는 식(4)를 이용한 2차 저역 통과 필터를 S/W로 구현하여 추가적인 H/W없이 간단하게 구현하였다.

4. 시 험

4.1 시험 장치 구성

제안한 제어 기법을 검증하기 위해 시험 장치를 그림 8과 같이 구성하였으며, 표 1에 변수들을 나타내었다.

승압형 PWM 컨버터, 인버터, 그리고 HMI(Human machine interface)로 구성하였다. HMI는 제어기와 RS-232 통신을 하며, 제어기의 변수를 설정하거나 시험

TABLE I
PARAMETERS OF EXPERIMENTAL SYSTEM

	Description
PWM converter	1. Boost Type PWM converter 2. Ratings Capacity=7.5[kVA], VLL=380[V],I=11[A], Vdc_ref=650[Vdc],Li=1.5[mH] 3. Controller Ts =250[usec], fsw=2[kHz]
PWM inverter	1. Ratings 2. Capacity=7.5[kVA], VLL=440[V],I=10[A], 3. Controller Ts=250[usec],fsw=2[kHz]
LC-filter	1. Parameters Lf=1.6[mH],Cf=50[uF] 2. Connection Type Y-connected
I.G. I.M.	1. Ratings Po = 5.5[kW], VLL=460[V],I=11[A], freq=60[Hz], P=4[pole], Speed = 1780[rpm], Jm = 0.076[kgm ²] 2. Motor parameters Rs = 0.582[ohm], Rr = 0.327[ohm], Ls = Lr= 0.11383[H], Lm = 0.10628[H]

장치의 운전 상태를 감시할 수 있도록 구성하였다. 승압형 컨버터는 단위 역률로 운전하여 일정한 DC-링크 전압을 유지시킨다. 인버터는 벡터 제어를 통해 유동 전동기를 구동한다. 인버터 출력단에 LC 필터를 설치하여 스위칭으로 인한 고조파를 제거하도록 하였다. LCL 등가 회로의 공진 주파수는 619[Hz]로 기본 주파수인 60[Hz]의 10배 이상이며, 스위칭 주파수의 절반 이하가 되도록 설계하여 상호 간섭이 거의 없도록 하였다.

4.2 시험 결과

제안한 능동 필터 제어 기법을 검증하기 위해 시험을 수행하였다. 그림 9는 단위 계단 입력에 대해 필터 제어 특성을 보여 주고 있다. 그림 9(a)는 필터 제어를 적용하지 않았을 경우의 시험 파형으로 과도 상태에서 진동이 발생하며, 그림 9(b)는 필터 제어를 수행한 결과 파형으로 진동없이 지령값을 추종함을 보여주고 있다.

필터 파라미터 오차에 대한 제어기 강인성을 확인하기 위해 ±20% 오차에 대해 시험하였다. 그림 10(a)는 제어기의 필터 파라미터를 실제 값의 80%로 설정한 시험 파형으로 감쇄 특성이 줄어 든 것을 확인 할 수 있다. 필터 인덕턴스는 1.28[mH], 필터 커패시턴스는 40[uF]로 설정하였다. 그림 10(b)는 120%로 설정한 결과 파형으로 과감쇄 특성을 보여 주고 있다. 필터 인덕턴스는 1.92[mH], 필터 커패시턴스는 60[uF]로 설정하였다. 두 파형 모두 지속적인 공진 없이 감쇄되는 특성을 보여 주고 있다.

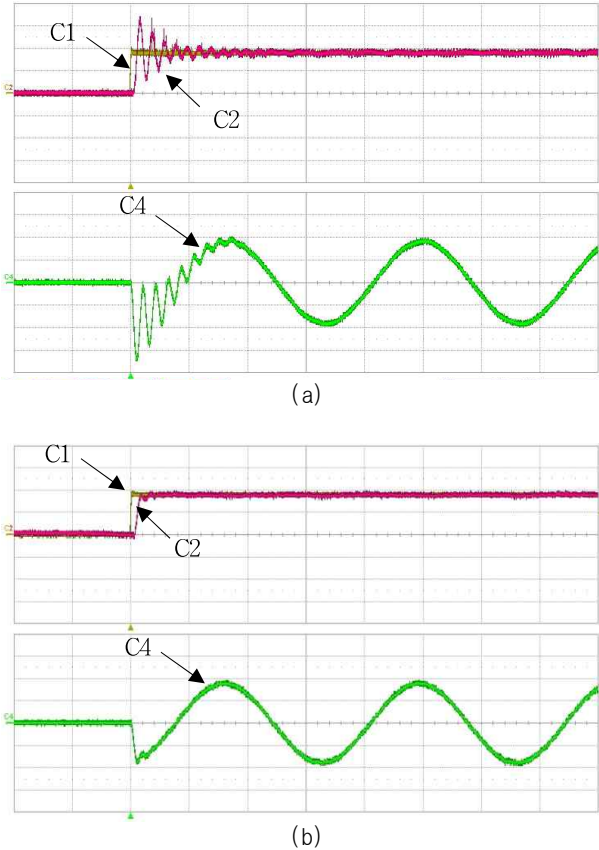


Fig. 9. Experimental waveforms of LC filter. (a) without filter control. (b) with filter control, C1 : q-axis voltage reference(100[V/div]), C2 : q-axis voltage feedback (100[V/div]), C4 : u-phase voltage(100[V/div]), time : 10[ms/div]

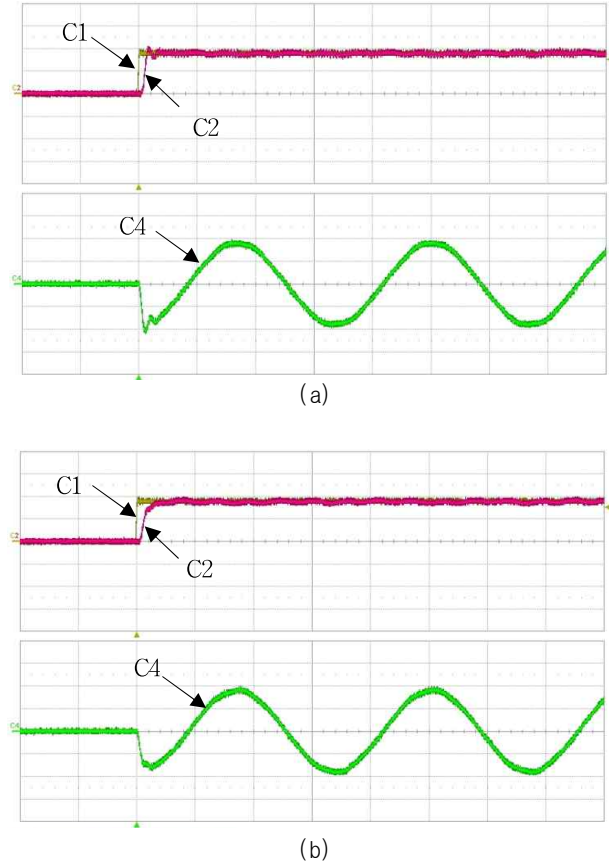


Fig. 10. Experimental waveforms of parameter errors. (a) parameter value=80%. (b) parameter value=120%, C1 : q-axis voltage reference(100[V/div]), C2 : q-axis voltage feedback(100[V/div]), C4 : u-phase voltage(100[V/div]), time : 10[ms/div]

그림 11은 동기 좌표계에서 전류 제어기의 정상 상태 응답 특성을 확인하기 위해 계단 입력에 대해 시험한 결과 파형이다. 정상 상태 응답은 기존 전류 제어기와 동일한 특성을 보여 주고 있다.

그림 12는 그림 11의 과도 응답 특성을 자세히 보여 주고 있다. 그림 12(a)는 내부 필터 모델을 적용하지 않은 경우이며 과도 상태에서 오버 슈트 발생한다. 그림 12(b)는 내부 필터 모델을 적용한 경우에 과도 상태에서 오버 슈트 없이 동작하고 있다.

그림 13은 속도 제어기 특성을 보여 주고 있다. 속도 지령값을 -1500[rpm]에서 1500[rpm]으로 가변 하였으며, 전동기 속도가 지령값을 잘 추종함을 확인할 수 있다. 또한 전동기 전류와 필터 출력 전압이 지속적인 공진이 없이 정현파에 가깝게 제어되고 있음을 알 수 있다.

그림 14(a)는 LC 필터 전단의 전압과 전류 파형이며, (b)는 LC 필터를 거치고 난 후의 전압과 전류 파형이다. LC 필터 전단의 파형은 PWM 인버터 스위칭과 이로 인한 출력 전류 리플이 나타난다. 하지만 필터를 거치고 난 후 전압과 전류 파형은 고조파 성분이 모두 제거된 파형으로 LC 필터의 성능을 잘 보여 주고 있다.

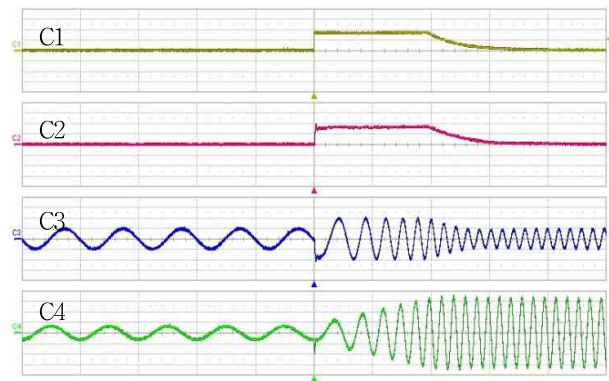
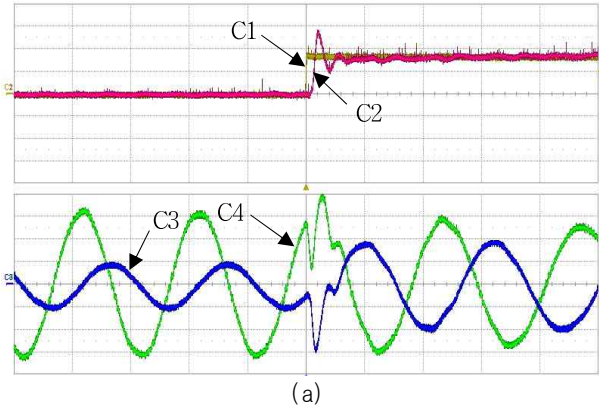


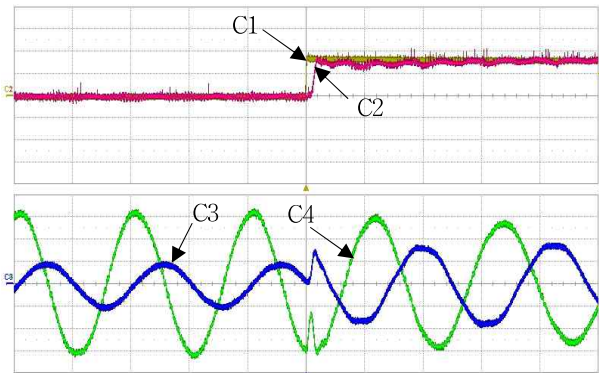
Fig. 11. Experimental waveforms of current control, C1 : q-axis current reference(10[A/div]), C2 : q-axis current feedback(10[A/div]), C3 : u-phase current(10[A/div]), C4 : u-phase voltage(100[V/div]), time : 100[ms/div]

5. 결 론

간단하고 강인한 특성을 가지는 정현파 필터 제어 기법을 제안하였다. 출력 필터 전압만을 검출하여 공진을 감쇄시키는 성분을 계산하고 기존 전류 제어기에 추가



(a)



(b)

Fig. 12. Experimental waveforms of current controller. (a) without the proposed current controller. (b) with the proposed current controller, C1 : q-axis current reference(10[A/div]), C2 : q-axis current feedback(10[A/div]), C3 : u-phase current(10[A/div]), C4 : u-phase voltage(100[V/div]), time : 10[ms/div]

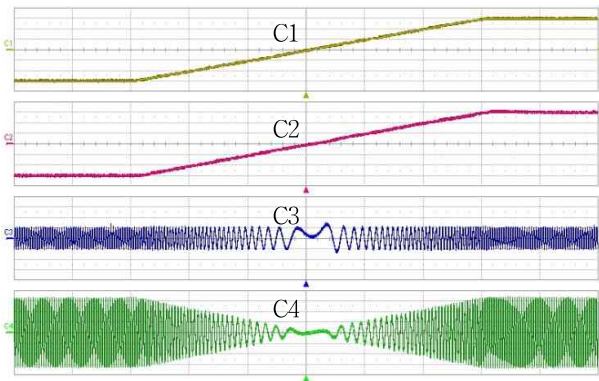
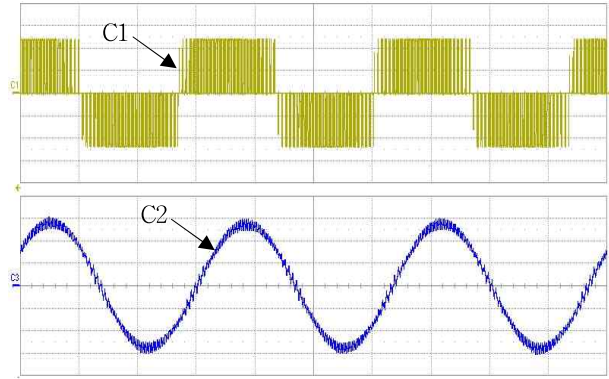
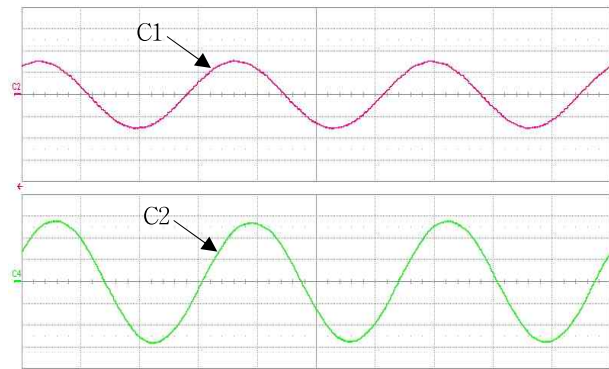


Fig. 13. Experimental waveforms of speed control, C1 : speed reference(500[rpm/div]), C2 : speed feedback(500[rpm/div]), C3 : u-phase current(10[A/div]), C4 : u-phase voltage(100[V/div]), time : 500[ms/div]

함으로써 간단하게 구현할 수 있고, 감쇄 계수를 제어 변수로 쉽게 변경할 수 있다. 실제 필터 값의 오차로 인한 안정성도 우수하여 $\pm 20\%$ 오차율에도 안정적으로 제어가 이루어지는 것을 시험을 통해 확인하였다.



(a)



(b)

Fig. 14. Experimental waveforms. (a) before LC filter. (b) after LC filter, C1 : line voltage(350[V/div]), C2 : phase current(5[A/div]), time : 5[ms/div]

제안한 제어 기법을 검증하기 위해 7.5[kVA] AC/DC/AC 시험 장치를 구성하였다. 전동기/발전기의 자속 제어와 토크 제어는 동기좌표계에서 d-축과 q-축 전류 제어를 기반으로 PI 제어기를 사용하여 DSP로 구현하였다. 제안한 기법의 유효성을 검증하기 위해 전류 제어기 특성 시험과 가감속 속도 제어 등 다양한 시험을 수행하였다. 이를 통해 정상 상태 운전 뿐만 아니라 과도 상태 운전에서도 지속적인 공진이 없고 제어 특성이 저하되지 않음을 검증하였다.

References

- [1] E. T. Raymundo, M. Molinas, and T. Undeland, "Offshore wind farm grid integration by VSC technology with LCC-based HVDC transmission," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 3, No. 4, pp. 899-907, Oct. 2012.
- [2] L. Risheng, S. Bozhko, and G. Asher, "Frequency control design for offshore wind farm grid with LCC-HVDC link connection," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 23, No. 3, pp. 1085-1092, May 2008.
- [3] D. Xiang, L. Ran, J. R. Bumby, P. J. Tavner, and S.

- Yang, "Coordinated control of an HVDC link and doubly fed induction generator in a large offshore wind farm," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 21, No. 21, pp. 463-471, Jan. 2006.
- [4] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 5, pp. 1105-1114, Sep./Oct. 1996.
- [5] A. V. Jouanne, D. A. Rendusara, P. N. Enjeti, and J. W. Gray, "Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed AC motor drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 4, pp. 919-925, Jul./Aug. 1996.
- [6] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 2, pp. 250-259, Mar./Apr. 1996.
- [7] M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, E. C. Ejiogu, and T. Kawabata, "Novel vector control system using deadbeat-controlled PWM inverter with output LC filter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 1, pp. 162-169, Jan./Feb. 2004.
- [8] J. K. Steinke, "Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp. 649-655, Sep. 1999.
- [9] O. Kukrer, "Deadbeat control of a three-phase inverter with an output LC filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 1, pp. 16-23, Jan. 1996.
- [10] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. Dell'Aquila, "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.
- [11] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, pp. 1281-1291, Sep./Oct. 2005.
- [12] C. Mastorocostas, I. Kioskeridis, and N. Margaris, "Thermal and slip effects on rotor time constant in vector controlled induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 2, pp. 495-504, Mar. 2006.
- [13] J. H. Jung and K. H. Nam, "A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 1, pp. 100-110, Feb. 1999.
- [14] J. W. Choi and S. K. Sul, "A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, pp. 1001-1008, Sep./Oct. 1995.
- [15] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 221-227, Mar. 1996.
- [16] J. K. Seok, S. I. Moon, and S. K. Sul, "Induction machine parameter identification using PWM inverter at standstill," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 2, pp. 127-132, Jun. 1997.



김광섭(金光燮)

1970년 10월 3일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 카코뉴에너지(주) 연구소장.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원형공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전기 제어생체공학부 교수. 2000년 당 학회 회장역임.