論 文 15-4-6

PMSG를 이용한 풍력 발전 시스템의 3병렬 운전과 계통 연계 기술

李相赫*, 丁海光*, 李敎範†, 崔世琄**, 崔宇鎭***

Three-Parallel System Operation and Grid-Connection Technique for High-Power Wind Turbines using a PMSG

Sang-Hyouk Lee, Hea-Gwang Jung, Kyo-Beum Lee, Se-Wan Choi, and Woo-Jin Choi

요 약

본 논문은 영구자석형 동기발전기를 이용한 풍력발전 시스템의 3병렬 운전과 계통연계 기술을 제안한다. 영구자석형 풍력발전 시스템에서 back-to-back 컨버터는 발전기와 계통에 직접 연결되므로 시스템 정격에 준하는 전력반도체 소자와 필터가 요구된다. 본 논문은 시스템의 전력변환부를 3병렬로 연결하고 병렬 운전에 의해 발생할 수 있는 순환 전류는 적절한 내부 인덕터 선정으로 해결한다. 낮은 스위칭 주파수로 운전되는 대용량 풍력발전 시스템의 THD 규정을 만족시키기 위해 최적 설계된 LCL필터를 사용하고 LCL필터에 의해 발생할 수 있는 공진 문제는 전력이론을 통한 능동 댐핑 기법을 통하여 추가적인 손실 없이 보상한다. 또한 계통 왜곡 및 불평형 시 발생할 수 있는 전력 품질의 문제는 추가적인 보상 알고리즘을 적용하여 향상시킨다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 병렬 운전 시스템과 알고리즘의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

This paper proposes a design of the three-parallel converter system and grid-connection technique for a PMSG based wind turbine systems. The back-to-back converter of the PMSG based wind turbine system is directly connected to the grid so that both the power devices and the filters are needed to have large power ratings. The three-parallel converter configuration can reduce the required power ratings of the devices and filters. However, the three-parallel converter can cause circulating currents. These circulating currents can be suppressed by sellecting proper inner inductance at each leg. An LCL filter design is used to meet the THD regulations. The latent resonance caused by the LCL filter is compensated by an active damping method without additional loss. The decline of the power quality caused by the unbalanced and distorted grid voltages is also compensated with an additional compensation algorithm. The simulation and experimental results show that the proposed system and compensation methods are effective for the wind turbine systems.

Key Words : Three-parallel operation, LCL-filter, Grid connection technique, Unbalance grid voltage

†교신저자 : 정회원, 아주대 전자공학부 부교수
E-mail : kyl@ajou.ac.kr
*학생회원, 아주대 전자공학과 석사과정
**정회원, 서울산업대 제어계측공학과 교수
***정회원, 숭실대 전기공학부 조교수
접수일자 : 2010. 5. 17 1차 심사 : 2010. 6. 9
2차 심사 : 2010. 7. 12 심사완료 : 2010. 7. 16

1. 서 론

최근 풍력발전 시스템에서 가변속도 제어를 목적으로 하는 전력변환장치의 수요가 증가하고 있다[1]. PMSG (Permanent Magnet Synchronous Generator)는 풍속 이용률이 크고 DFIG (Doubly Fed Induction

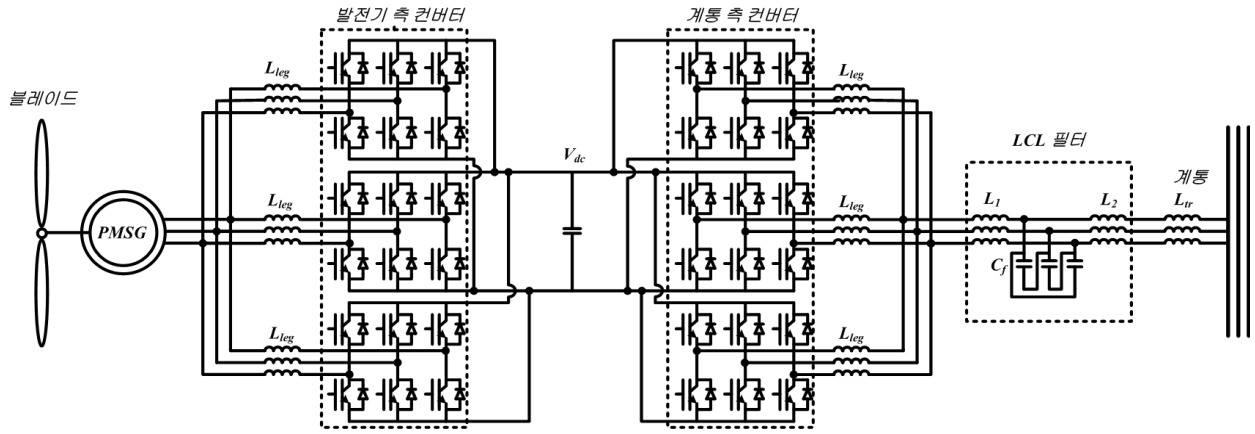


그림 1 3병렬 풍력발전 시스템 구성
Fig. 1 Configuration of the three-parallel wind turbine system

Generator)를 이용한 풍력 발전 시스템에 비해 비교적 제어가 간단하기 때문에 사용량이 급증하고 있다[2-4].

그러나 전력변환장치인 back-to-back 컨버터가 발전기와 계통 사이에 직접적으로 연결되기 때문에 전체 시스템의 정격에 상응하는 스위치와 필터의 선정이 필요하다. 이에 back-to-back 컨버터를 3병렬 운전함으로써 각각의 컨버터가 부담해야 하는 용량 및 정격 전류량을 1/3로 줄일 수 있다. 3병렬 운전 시 병렬 외부 제어 방법을 사용하고 발생하는 순환전류를 피하기 위해서는 각 컨버터의 레그에 적절한 용량의 인덕터를 설계한다.

계통 연계 시스템에서 낮은 스위칭 주파수는 출력 전류와 전력 품질에 악영향을 미치기 때문에 THD (Total Harmonics Distortion)는 설계 시 중요하게 고려해야 할 사항이다[5]. 이러한 고조파의 저감을 위해 기존에는 전력변환장치의 입력이나 출력의 인덕턴스를 사용하였으나 발전 시스템이 대용량화됨에 따라 매우 큰 인덕턴스를 요구한다. 이로 인한 필터 가격의 상승 및 동적 응답성의 저하로 인해 필터 구현의 어려움이 발생한다. 앞에서 언급한 문제는 L필터 대신 LCL필터를 사용하여 해결할 수 있다. 기존의 L필터에 LC부를 추가함으로써 수백 KVA 용량의 시스템에서 효과적으로 고조파를 저감할 수 있고 필터의 추가로 인한 전체 시스템의 가격 변동이 거의 없기 때문에 비용적인 측면에서도 효과적이다[6].

그러나 LCL필터의 파라미터가 적절히 설계되지 않으면 효과적인 고조파 저감이 불가능하고 LC부의 추가로 인한 공진 극점으로 인해 안정도에 문제가 발생한다. 수동 댐핑 기법은 공진 문제를 간단히 해결할 수 있지만 추가적인 저항으로 인한 전력 손실이 발생한다. 본 논문에서는 전력이론을 이용한 능동 댐핑 방식을 사용하여 추가 저항으로 인한 손실 없이 공진 문제를 간단히 해결한다[7-9].

계통전압의 불평형이나 왜곡은 비정상적인 계통 전류를 발생시킨다. 계통 전압이 불평형일 경우 직류단 전압에 계통 주파수의 2배 (120Hz)만큼의 리플 성분이 발생하게 된다. 이와 같은 직류단 전압의 리플을 제거하기 위해 입력 전류를 역상분과 정상분으로 분리하여 제어한다. 계통 전압에 왜곡이 발생하면 같은 차수의 고조파가 출력 전류에 발생하게 되므로 고조파 전류 제어기를 추가하여 문제를 해결한다[10-12].

본 논문에서는 PMSG를 이용한 대용량 풍력발전에서 전체 시스템의 3병렬 운전과 계통 연계기술을 설명하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제어 알고리즘의 타당성을 검증한다.

2. 시스템 설계와 계통 연계 기술

2.1 3병렬 시스템 설계

그림 1은 PMSG를 이용한 3병렬 풍력발전 시스템으로 블레이드, PMSG, 3병렬로 이루어진 back-to-back 컨버터와 필터부로 구성된다. 전력변환장치인 컨버터를 3병렬 운전함으로써 실제 각각의 인버터가 부담해야 하는 용량 및 전류를 1/3로 감소시킨다. 전력변환부를 3병렬로 운전하는 경우의 전류 제어 방법은 전류 센싱 위치와 전류 제어기의 수에 따라 병렬 내부 제어 방법과 병렬 외부 제어 방법으로 나뉜다.

병렬 내부 제어 방법은 실제 전류의 센싱을 각 레그

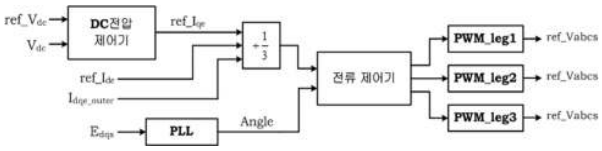


그림 2 외부 제어 블록도
Fig. 2 Block diagram of a outer control

의 전력변환부에서 하고, 그에 따라 전류 제어기의 사용도 각각 이루어진다. 전류를 병렬 내부에서 제어할 경우 각 병렬 레그 안의 전류를 동일하게 제어할 수 있는 장점이 있지만 제어기 및 센서의 개수가 증가하고, 외적인 요인에 의해 각 레그의 실제 전류가 달라지는 경우 각 전력변환부에서의 PWM 입력 전압이 서로 달라지기 때문에 큰 순환전류가 발생한다.

본 논문에서는 그림 2와 같이 병렬 외부 제어 방법을 사용한다. DC링크 전압(V_{dc})과 역률 제어를 위해 d-q축 전류(I_{dqe_outer})를 이용하고 회전좌표계 변환에 필요한 위상각은 계통전압(E_{dqs})을 사용한다. 병렬 외부 제어 방법은 병렬 연결된 전력변환부의 숫자만큼 계통 전류를 1/n하여 제어기의 입력으로 사용하고 병렬 연결된 전력변환부의 스위칭이 동시에 이루어진다. PWM 입력에 의한 병렬 레그 간의 전위차가 발생하지 않기 때문에 내부 제어 방법 사용시 발생하는 큰 순환전류의 발생을 방지한다.

병렬 외부 제어 방법의 경우 각 병렬 레그의 전압지령(ref_V_{abcs})을 동일하게 만들기 위하여 병렬 외부에서 측정 된 실제 전류와 요구되는 지령전류 값은 3등분되어 PI제어기에 입력된다. 이렇게 입력되는 실제 전류와 지령 전류는 식 (1)과 같은 제어기 게인을 통해 피드백 제어된다. 측정된 전류 및 지령 전류가 3등분되기 때문에 게인 식에 사용되는 병렬 외부의 수동소자 값은 각 3배 한 값을 적용한다.

$$K_p = (3L_{tr} + L_{leg}) \times \omega_{cc}$$
$$K_i = (3R_{tr} + R_{leg}) \times \omega_{cc} \quad (1)$$

여기서 L_{tr}은 변압기의 내부 인덕턴스를 나타내고 R_r, R_{leg}는 기생저항이다.

3병렬로 연결된 각 전력변환부는 같은 제어기에 의해 발생하는 동일한 PWM 스위칭 신호에 의해서 동작한다. 이상적인 스위치의 경우 내부 제어로 인한 순환전류는 방지할 수 있지만 실제 전력용 스위치나 게이트 드라이버의 물리적인 특성으로 인해 발생하는 미세한 스위치의 on/off 시점의 차이는 내부 제어에 의한 것과는 다른 순환전류 (i_{cc})를 발생시킨다.

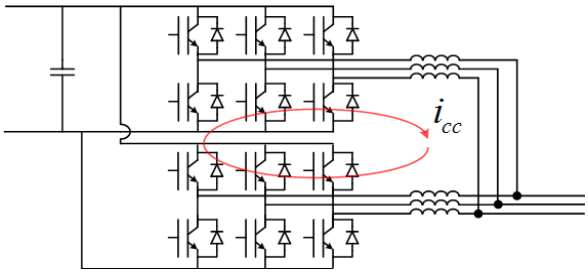


그림 3 병렬 운전에 의한 순환전류
Fig. 3 Circulating current by the parallel operation

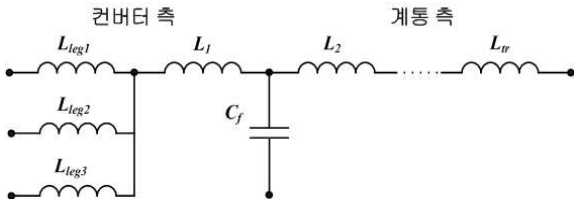


그림 4 계통 측 LCL 필터의 단상 등가 회로
Fig. 4 An Equivalent single-phase LCL filter to the three-parallel GSC

순환전류는 전력변환부의 정격 및 스트레스에 악영향을 미치므로 병렬 레그 사이에 허용 가능한 순환전류 ($i_{cc_\max}$)의 값을 통한 인덕턴스 (L_{leg})를 적절히 설계하여 그 영향을 방지한다. 식 (2)는 필요한 내부 인덕턴스의 설계를 나타내고 t_g는 스위칭 시점의 차이를 나타낸다.

$$L_{leg} = \frac{V_{dc} t_g}{2 i_{cc_\max}} \quad (2)$$

2.2 LCL필터 설계

LCL필터는 그림 4와 같이 두 개의 인덕터와 병렬로 연결된 커패시터로 이루어지며 필터의 각 파라미터 설계는 파라미터가 시스템에 미치는 영향에 따라 다음과 같이 단계적으로 설계된다[6].

먼저 내부 인덕턴스 (L_{in})를 설계한다. L_{in}은 식 (3)과 같이 순환전류를 방지하기 위한 레그 인덕턴스 (L_{leg})와 LCL필터의 인버터 측 인덕턴스(L_1)로부터 정의된다.

$$L_{in} = \frac{1}{3} L_{leg} + L_1 \quad (3)$$

전력 품질에서 리플 전류의 영향은 식 (4)에서 정의된 것과 같이 정격전류(I_{rate})와 스위칭 전류($I(h_{sw})$)에

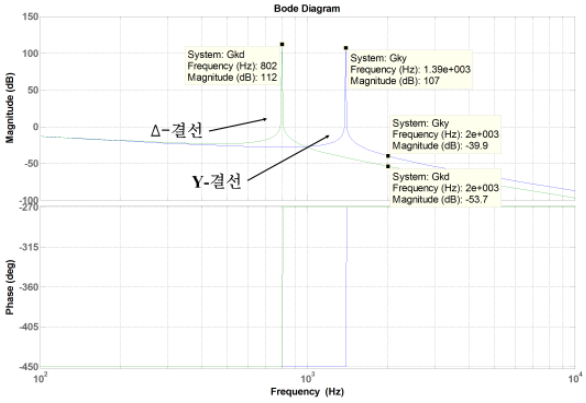


그림 5 Y-결선과 Δ-결선 LCL필터의 공진주파수
Fig. 5 Resornance frequency of LCL filter

의한 리플율 (RF_{in})에 의해서 평가된다.

$$RF_{in} = \frac{I(h_{sw})}{I_{rate}} \tag{4}$$

$$M_i = \frac{\sqrt{2}\,E_n}{V_{dc}} \tag{5}$$

내부 인덕턴스는 식 (4), (5)와 같이 변조지수(M_i)와 스위칭 리플율 (RF_{in})에 의해서 결정되고 인덕턴스에 관해 정리하여 식 (6)과 같이 표현한다[15].

$$L_{in} = \frac{L_b}{RF_{in}}\frac{f_n}{f_{sw}}\sqrt{\frac{\pi^2}{16}M_i^2 - \frac{4\pi}{9}M_i + \frac{\pi^2}{12}} \tag{6}$$

여기서 f_n은 계통 주파수, f_{sw}는 스위칭 주파수, L_b는 베이스 인덕턴스이다.

두 번째로 필터 커패시턴스를 설계한다. 커패시턴스의 값은 정격 조건에서 흡수된 무효전력의 백분율 (x)을 감안하여 결정된다. 베이스 임피던스와 베이스 커패시턴스 값은 식 (7)과 같이 계산할 수 있다.

$$C_b = \frac{P}{2\pi f_n E_n^2}$$
$$C_f = x C_b \tag{7}$$

본 논문에서는 LCL필터의 커패시터를 △-결선으로 연결한다. 커패시터가 선간으로 연결되기 때문에 Y-결선 필터와 비교해 볼 때 $\sqrt{3}$배 높은 내압을 갖고 단상 등가회로에서의 용량은 3배가 된다. 따라서 필터 설계 시 Y-결선 LCL필터의 커패시터 용량보다 1/3배 더 적은 용량으로 동일한 성능을 갖는 필터 설계가 가능하다. △-결선 LCL필터는 그림 5와 같이 동일한 커패시터 용량에서 더 낮은 공진 주파수를 가지며 공진주파수 이상의 주파수 대역에서의 고조파 저감이 더 효과적이다.

$$f_{res_Y} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_{in}+L_{out}}{L_{in}L_{out}C_{f_Y}}} \tag{8}$$

$$f_{res_\Delta} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_{in}+L_{out}}{3L_{in}L_{out}C_{f_\Delta}}} \tag{9}$$

식 (8)과 (9)는 LCL필터를 Y-결선과 △-결선으로 설계했을 때의 공진주파수를 나타낸다.

외부 인덕턴스 (L_{out})는 전송선로와 변압기의 인덕턴스를 포함하고 식 (10)으로 나타낸다.

$$L_{out} = L_2 + L_{tr} \tag{10}$$

외부 인덕턴스 (L_2)는 계통 측의 인덕턴스와 변압기의 인덕턴스의 합으로 전류 리플 저감율 (r)에 의해 내부 인덕턴스와 식 (11)과 같은 관계를 가진다.

$$L_{out} = rL_{in} \tag{11}$$

필터를 설계할 때 총 인덕턴스 값은 0.1[pu]이하로 설계한다. 인덕턴스 값이 그 이상으로 커지면 전압강하가 심해지기 때문에 전류 제어에 있어서 더욱 높은 직류단 전압이 필요해지고 그에 따라 커패시터의 내압이 높아지므로 비용 증가 및 높은 스위칭 손실을 가져온다. 필터의 값이 결정되었을 때 공진 주파수는 계통 주파수의 10배와 스위칭 주파수의 절반 사이에 제한되어야 하는데 조건을 만족하지 못하면 x와 r을 재조정해야 한다[6]. 설계한 LCL 필터의 컨버터 측 전압, 전류 사이의 전달함수는 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{L_{in}s}\frac{(s^2+Z_{LC}^2)}{(s^2+\omega_{res}^2)} \tag{12}$$

여기서 $Z_{LC} = L_{out}C_f$, $\omega_{res}^2 = (L_{in}+L_{out})Z_{LC}^2/L_{in}$ 이다.

L필터에 추가된 LC부분으로 인한 극점과 영점이 극

좌표상의 허수축에 위치하여 공진주파수 ($f_{res_\triangle}$)에서 시스템 안정도에 문제를 일으키는 공진을 일으킨다. 공진은 병렬로 연결된 커패시터에 댐핑 저항을 삽입하

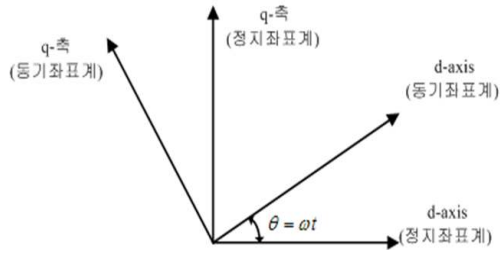


그림 6 고정좌표계에서 동기좌표계로의 변환
Fig. 6 Transformation of stationary frame to synchronous rotating frame

여 식 (13)과 같이 공진을 발생시켰던 극점과 영점을 극좌표상의 좌반면으로 이동시켜 안정성을 보장할 수 있다. 하지만 추가적인 저항(R_d)의 삽입으로 인한 손실이 발생한다.

$$G(s)=\frac{i(s)}{v(s)}=\frac{1}{L_{in}s}\frac{(s^2+R_dC_fZ_{LC}^2s+Z_{LC}^2)}{(s^2+R_dC_f\omega_{res}^2s+\omega_{res}^2)} \tag{13}$$

2.3 전력 이론을 이용한 능동댐핑기법

2. 2절에서 언급한 추가 저항 삽입으로 인한 손실 방지를 위해 본 논문에서는 p-q 전력 이론 알고리즘 기반의 능동 댐핑 기법을 사용한다. $a-b-c$상의 전압, 전류는 그림 6과 같이 $d-q$ 고정좌표계의 전압 (v_{ds}, v_{qs}), 전류(i_{ds}, i_{qs})로 변환할 수 있고 식 (14)로 표현된다[8].

$$\begin{bmatrix}v_{ds}\\v_{qs}\end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_a\\v_b\\v_c\end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix}i_{ds}\\i_{qs}\end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_a\\i_b\\i_c\end{bmatrix} \tag{14}$$

일반적으로 식 (14)를 이용하여 3상 순시전력을 구하고 식 (15)와 같이 정의한다.

$$p=v_ai_a+v_bi_b+v_ci_c \tag{15}$$

순시 유효, 무효전력은 $d-q$ 고정좌표계에서 식 (16)과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}p&=v_{ds}i_{ds}+v_{qs}i_{qs}\\ q&=v_{ds}i_{qs}-v_{qs}i_{ds}\end{aligned} \tag{16}$$

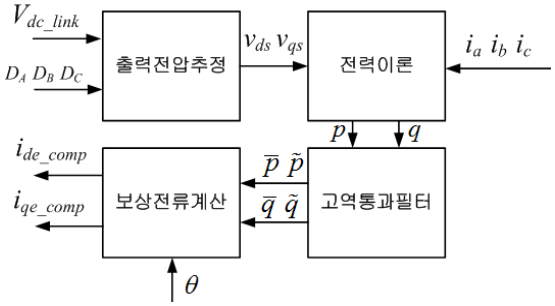


그림 7 전력이론을 이용한 보상기 블럭도
Fig. 7 Block diagram of a compensator with a power theory

식 (16)을 전류에 관한 식으로 정리하면 식 (17)과 같다. 순시 유효, 무효전력의 직류 성분을 기본파라고 하고 교류 성분을 공진이나 스위칭에 의한 고조파라고 정의하면 식 (18)과 같이 표현할 수 있다[9].

$$\begin{bmatrix}i_{ds}\\i_{qs}\end{bmatrix}=\frac{1}{v_{ds}^2+v_{qs}^2}\begin{bmatrix}v_{ds} & -v_{qs}\\ v_{qs} & v_{ds}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}p\\q\end{bmatrix} \tag{17}$$
$$\begin{bmatrix}i_{ds}\\i_{qs}\end{bmatrix}=\frac{1}{v_{ds}^2+v_{qs}^2}\begin{bmatrix}v_{ds} & -v_{qs}\\ v_{qs} & v_{ds}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\bar{p}+\tilde{p}\\\bar{q}+\tilde{q}\end{bmatrix} \tag{18}$$

유효전력은 직류로 무효전력은 0으로 제어되어야 하기 때문에 보상 전류 성분을 $d-q$ 고정좌표계 성분으로 정리하면 식 (19)와 같다.

$$\begin{bmatrix}i_{ds_comp}\\i_{qs_comp}\end{bmatrix}=\frac{1}{v_{ds}^2+v_{qs}^2}\begin{bmatrix}v_{ds} & -v_{qs}\\ v_{qs} & v_{ds}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}-\tilde{p}\\-q\end{bmatrix} \tag{19}$$

보상전류는 순시 유효, 무효전력의 직류나 교류값을 통하여 선택적으로 결정한다. 제어 입력 전류 i_a, i_b, i_c는 인버터에서 출력되는 전류를 측정한 것이다. LCL 필터에 의해 발생한 공진상태의 인버터 출력 전류는 식 (20)과 같이 기본주파수($i(\omega_{fund})$), 스위칭 주파수 ($i(\omega_{sw})$), 공진 주파수($i(\omega_{res})$) 대역 성분으로 표현된다.

$$i_{inv_abc}=i(\omega_{fund})+i(\omega_{sw})+i(\omega_{res}) \tag{20}$$

제어 입력 전류는 식 (14)로부터 $d-q$ 고정좌표계 성분으로 변환되고 추정된 각속도를 통하여 그림 6과 같이 $d-q$ 동기좌표계로 변환된다. 변환된 전류 i_{de}, i_{qe}는 직류 성분과 교류 성분으로 분류할 수 있다. 입력 전류의 교류성분, 즉 스위칭과 공진에 의한 고조파 성분을 보상하기 위하여 전력 이론을 이용한 보상기를 적용한다. 전력이론을 이용한 공진보상기의 구조는 그림 7과 같다[13].

추가적인 전압 센서를 방지하기 위해 직류단 전압(V_{dc_link})과 인버터의 통유율 (D_A, D_B, D_C)을 통하여 전압을 추정한다[14].

$$v_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{dc_link}\left[D_A - \frac{1}{2}(D_B + D_C)\right]$$
$$v_{qs} = \frac{1}{\sqrt{2}}\, V_{dc_link}(D_B - D_C) \tag{21}$$

이렇게 추정된 전압과 측정한 전류를 통하여 순시 유효, 무효 전력이 계산되고 고역 통과 필터를 거쳐 직류성분과 교류 성분으로 분류한다. 공진과 스위칭에 의한 고조파 성분을 보상하기 위하여 식 (19)와 같이 전류 보상성분 (i_{de_comp}, i_{qe_comp})을 구하여 제어 입력에 보상한다.

LCL필터의 공진 주파수는 일반적으로 기본 주파수(60Hz)의 10배와 스위칭 주파수(2kHz)의 1/2 사이의 값으로 선정한다. 계통 전압의 기본 주파수와 불평형 및 왜곡 전압에 의한 고조파 주파수는 저차의 형태로 발생하기 때문에 공진주파수와 거리가 있다. 본 논문에서는 사용하는 하이패스 필터의 차단 주파수가 저차 고조파 주파수 대역에서 최대한 멀고 공진 주파수 대역에 근접하도록 적절히 선정한다.

2.4 계통전압 불평형시 보상기법

계통 전압의 불평형 상태는 계통에서 발생하는 단상 또는 2상 사고와 각 상에 연결된 부하의 크기가 동일하지 않는 것이 원인이며, 3상 전압의 크기가 동일하지 않거나 상전압 사이의 위상차가 120°가 아닌 상태를 의미한다. 계통 전압에 불평형이 발생하면 직류단 전압 리플과 비정현적인 출력 전류의 원인이 되는 계통 주파수 2배의 유효전력 리플이 발생한다. 식 (22)는 계통전압에 불평형이 발생했을 경우의 순시전력을 나타낸다.

$$P_s = P_0 + P_{c2} \cdot \cos(2\theta t) + P_{s2} \cdot \sin(2\theta t)$$
$$Q_s = Q_0 + Q_{c2} \cdot \cos(2\theta t) + Q_{s2} \cdot \sin(2\theta t) \tag{22}$$

여기서

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_{s2} \\ P_{c2} \\ Q_0 \\ Q_{s2} \\ Q_{c2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} +v_{dep} & +v_{qep} & +v_{den} & +v_{qen} \\ +v_{qen} & -v_{dep} & -v_{qep} & +v_{den} \\ +v_{den} & +v_{qen} & +v_{dep} & +v_{qep} \\ +v_{qep} & -v_{dep} & +v_{qen} & -v_{den} \\ -v_{den} & -v_{qen} & +v_{dep} & +v_{qep} \\ +v_{qen} & -v_{den} & +v_{qep} & -v_{dep} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dep} \\ i_{qep} \\ i_{den} \\ i_{qen} \end{bmatrix}$$ 이다.

직류단 전압의 리플은 컨버터의 유효전력의 리플로부터 발생하게 된다. 이 때 불평형에 의하여 발생하는 역상분 전압에 의한 영향이 상쇄 되도록 전류지령을 적절하게 설정하면 유효전력의 리플을 저감할 수 있고 그 때의 전류지령은 다음 식 (23)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{dep}^* \\ i_{qep}^* \\ i_{den}^* \\ i_{qen}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3D}\, V_{dc}^* I_{dc}^* \begin{bmatrix} v_{dep}^* \\ v_{qep}^* \\ v_{den}^* \\ v_{qen}^* \end{bmatrix} \tag{23}$$

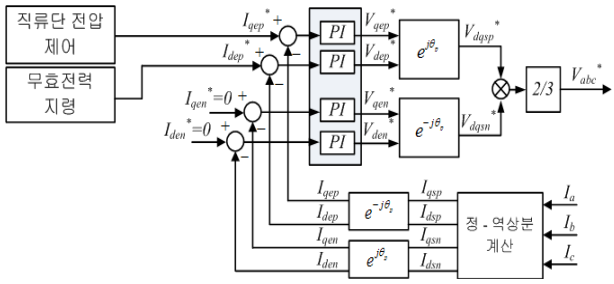


그림 8 계통 전압 불평형시 보상 제어 블럭도
Fig. 8 The control scheme with compensation of the grid voltage unbalance.

불평형 계통 전압은 역상분 전류 (i_{den}*, i_{qen}*)에 영향을 미치기 때문에 역상분 전류를 0으로 제어하면 출력 전류의 불평형 성분을 보상할 수 있다. 그림 8은 본 논문에서 적용한 계통 불평형 보상제어기법의 블록도이다.

2.5 계통 전압 왜곡시 보상기법

계통의 공통접속점 선로상에 다이오드 정류기와 같은 비선형성 부하가 존재하는 경우 고조파 전류에 의해 배전 시스템의 전압이 왜곡되기 쉽다[11]. 이와 같이 왜곡된 배전 시스템의 전압 때문에 PWM 컨버터는

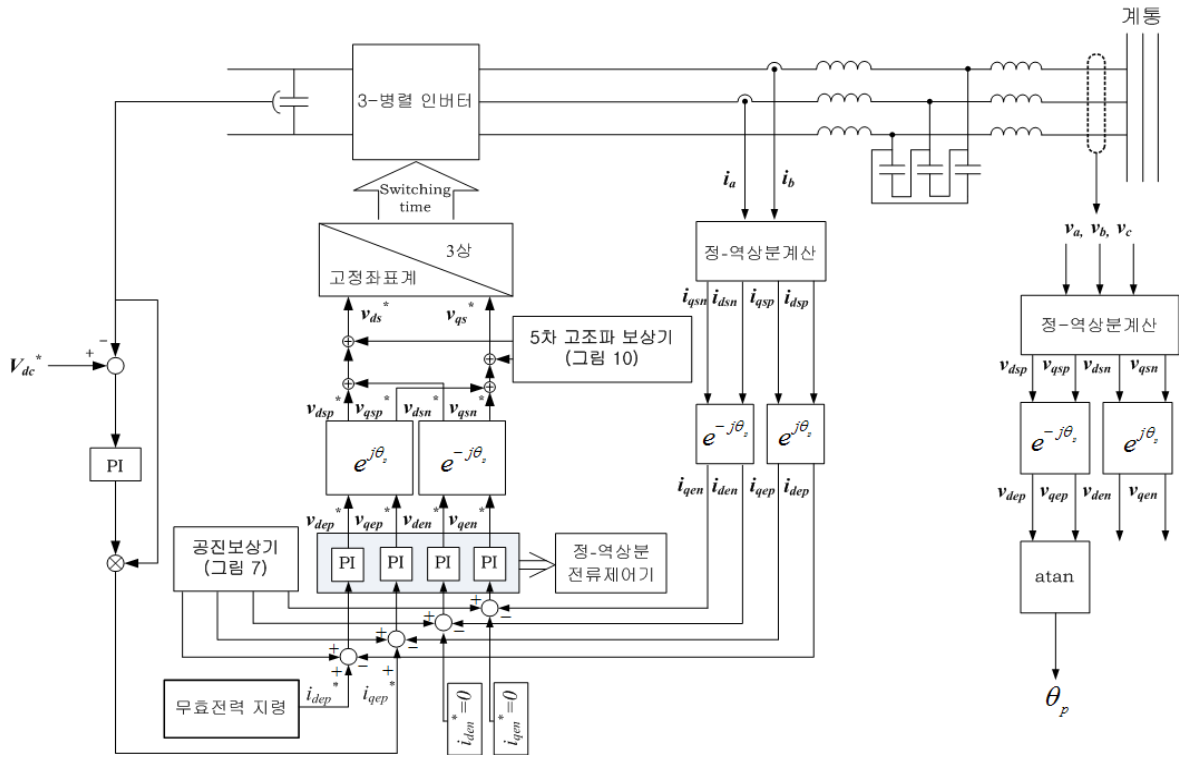


그림 11 전류 제어기의 전체 블록도
Fig. 11 Block Diagram of a current controller

왜곡된 입력 전류를 내보내 또 다른 고조파의 전류원이 된다. 특히 문제가 되는 역상분의 5차 고조파를 제거하기 위해서 추가적인 고조파 전류 제어기를 사용하여 계통 전압의 왜곡 발생 시 출력 전류를 보상한다.

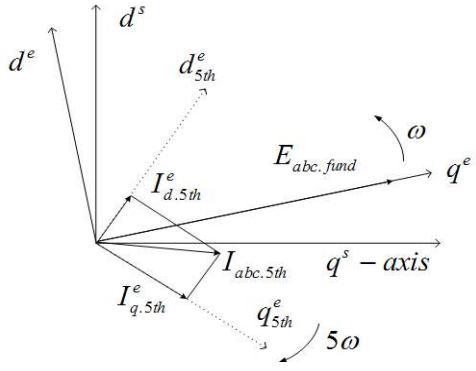


그림 9 동기좌표계의 5차 고조파 전류
Fig. 9 5th order current in synchronous frame

그림 9는 동기좌표계로 변환된 출력 전류의 5차 고조파 성분을 나타내는데 이 고조파 성분을 제거하기 위한 보상 전류 (I_{den_5th}, I_{qen_5th})를 전류 제어기에 추가하여 출력 전류의 고조파를 제거한다.

그림 10은 5차 고조파 전류 제거를 위한 제어 블럭도이다. 고정좌표계의 전류를 계통 주파수 5배의 위상

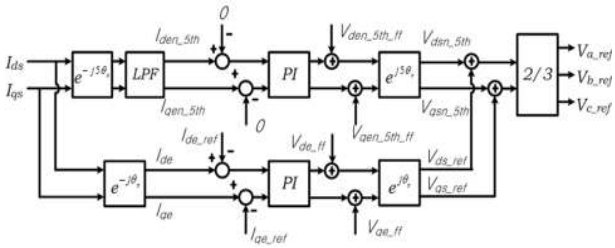


그림 10 5차 고조파 제어기가 추가된 전류 제어 루프
Fig. 10 5th order harmonics controller with basic current control loop

각에 동기화시킨 후 저역통과필터를 사용하여 고조파 성분만을 추출하고 전류 제어기를 통하여 그 값을 0으로 제어한다.

그림 11은 3병렬로 운전하고 있는 계통 측의 전체 제어 블록도이다. 계통 전류의 정상분, 역상분을 구하고 정해진 지령값으로 제어한다. 좌표변환에 필요한 위상각은 계통 전압의 정상분을 이용하여 구하고 전압 지령에 공진 보상기와 5차 고조파 보상기를 통하여 얻은 전압을 보상함으로써 공진과 계통의 왜곡 전압의 영향을 방지한다. 정상분, 역상분 제어를 하기 때문에 공진 보상기는 전압, 전류의 정-역상 성분을 이용한다.

3. 시뮬레이션

알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM을 기반으로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 표 1과 같은 조건에서 시행되었다.

표 1 시뮬레이션의 정격 조건
Table 1 Rated conditions of the simulation studies

발전기 측		계통 측	
파라미터	값	파라미터	값
정격 속도	1500[rpm]	정격 전압 (선간)	380 [Vrms]
정격 토크	63.66[Nm]	정격 전류	15.19 [Arms]
정격 출력	10[kW]	직류단 커패시턴스	2.4 [mF]
정격 전압	220[V]	레그 인덕턴스	300 [uH]
정격 전류	26.24[A]	필터 인덕턴스 (컨버터 측)	4.31 [mH]
직류단 전압	600 [V]	필터 인덕턴스 (계통 측)	3 [mH]
스위칭 주파수	2[kHz]	필터 커패시턴스	7.35[uF]

실제 실험과 같은 조건을 만족시키기 위해 스위칭 시점의 차이는 실제 스위치의 datasheet에 나와 있는 정보를 기준으로 1[us]로 정하고 허용하는 순환전류의 최대값은 0.1[A]로 설정하여 표 1과 같이 레그 인덕턴스 값을 선정하였다.

그림 12는 시스템의 3병렬 운전시 계통에 흐르는 전류 크기의 1/3의 값이 전력변환부의 레그에 흐르는 전

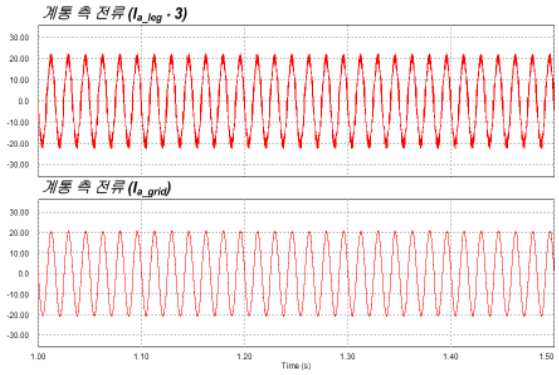


그림 12 3병렬 운전의 의한 컨버터 및 계통 전류파형
Fig. 12 Converter and Grid currents by the 3-parallel operation

류의 값과 동일함을 확인할 수 있는 시뮬레이션 파형이다.

그림 13은 컨버터 측 전류와 계통 전류, 계통 전류의 리플율을 나타낸다. 계통 전류의 리플율이 1%가 되도록 LCL필터를 설계함으로써 L필터만 사용했을 때의 인덕턴스 동량을 감소시키고 효과적으로 고조파를 저감할 수 있다는 것을 보여준다. 이 때 무효전력 흡수율 (x)는 0.04로 결정하였다. 스위칭 리플율이 약 1.2%가 됨을 확인함으로써 LCL필터 설계가 적절히 이루어졌음을 확인하였다.

그림 14는 공진이 발생한 출력 전류 파형을 나타낸다. 3상 출력전류는 필터 파라미터에 의해 계산된 공진 주파수의 같은 800Hz의 맥동 성분을 가진다. $d-q$ 동기좌표계로 변환한 전류의 직류 성분은 지령값을 추종하지만 공진에 의한 교류 성분은 심하게 진동한다.

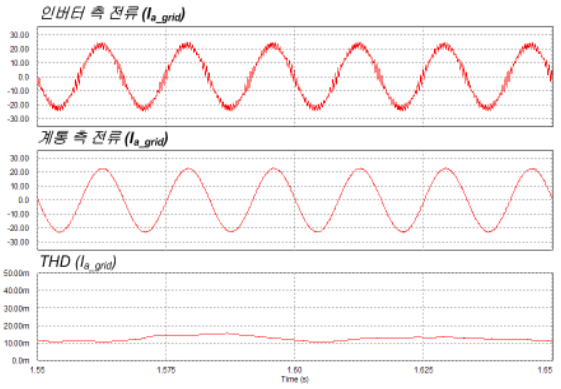


그림 13 LCL필터의 성능
Fig. 13 The performance of the designed LCL filter

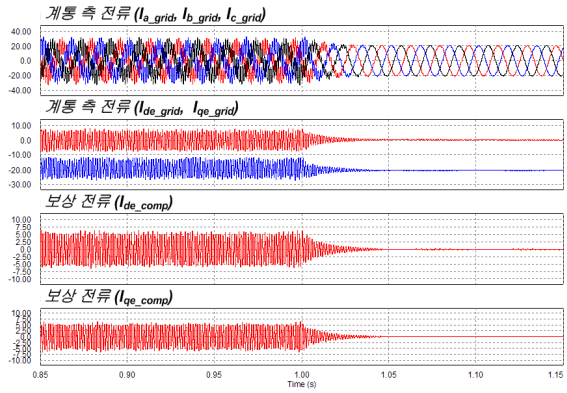


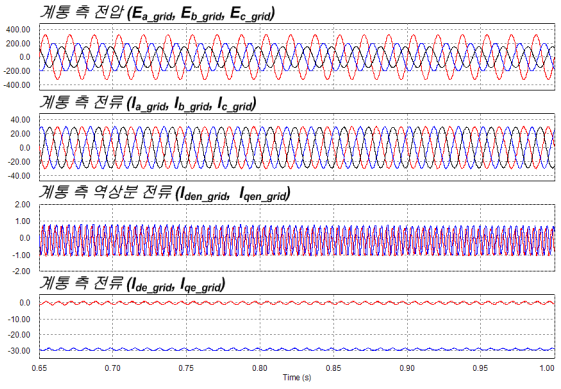
그림 14 능동댐핑 적용 전후의 전류 파형
Fig. 14 Simulated current waveform without and with active damping method

본 논문에서 언급한 전력이론을 이용하여 구한 전류 보상성분은 공진에 의한 교류 성분과 같은 주파수와 크기를 가진다. 1초에서 전류의 보상 성분을 주입한 결과 공진에 의한 맥동이 크게 감쇠하였다.

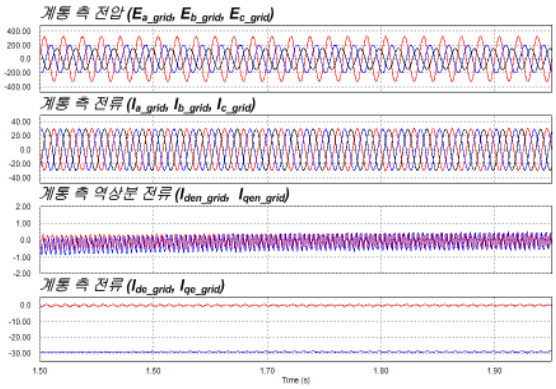
그림 15(a)는 계통의 불평형 발생 시 전압과 전류 파형을 나타낸다. 불평형 전압에 의해 발생하는 역상분 전류를 $d-q$ 동기좌표계로 변환한 전류에는 계통 주파수의 2배 (120Hz)의 리플 성분이 존재한다.

그림 15(b)는 계통 전압 불평형 시 보상기법을 적용했을 때의 전압과 전류 파형이다. 역상분 출력전류 (I_{den}, I_{qen})를 0으로 제어한 결과 동기좌표계로 변환한 전류의 리플 성분이 저감되었다.

그림 16(a)는 계통 전압에 8%의 5고조파가 포함되어 있는 경우의 전압과 전류 파형을 나타낸다. $d-q$



(a) 보상 전
(a) Without compensation



(b) 계통 불평형 보상 후
(b) With grid unbalance compensation method

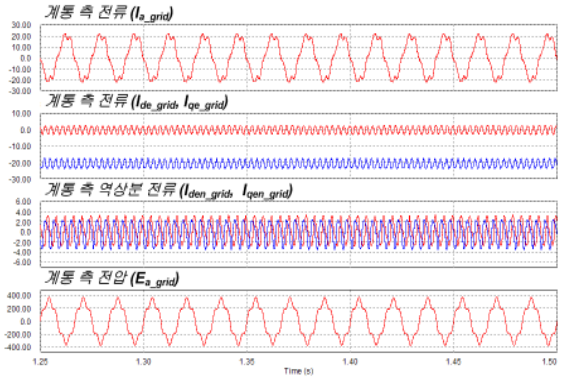
그림 15 계통 불평형시 계통 전압과 전류 시뮬레이션 파형
Fig. 15 Simulated waveform of grid voltages and currents at unbalanced grid

동기좌표계로 변환한 전류는 계통 주파수 6배의 맥동 성분을 포함하고 5차 고조파 전류 (i_{den_5th}, i_{qen_5th})도 4배의 맥동 형태로 존재한다.

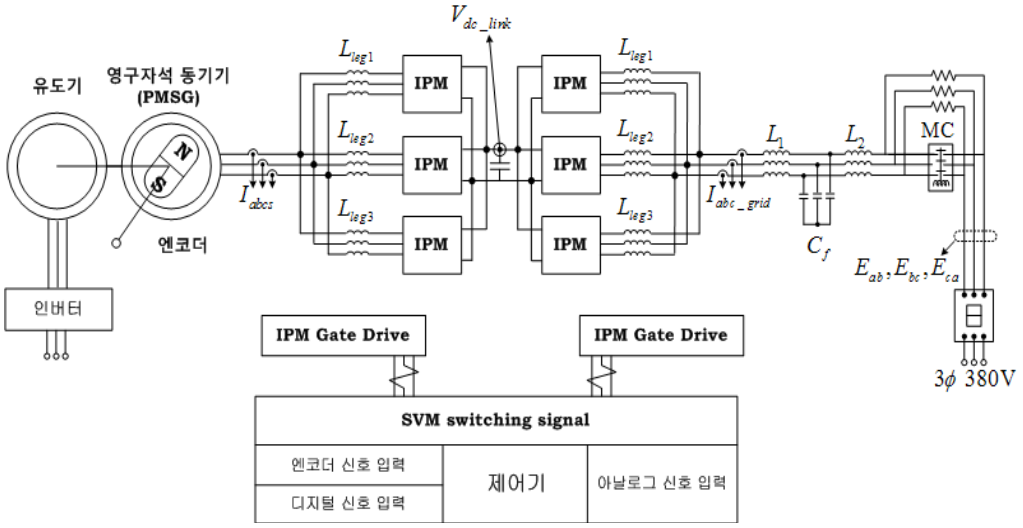
그림 16(b)는 5차 왜곡 성분을 보상했을 때의 전압과 전류 파형이다. 5차 고조파 성분을 0으로 제어하였기 때문에 출력전류의 5차 고조파 전류가 저감됨을 확인하였다.

4. 실 험

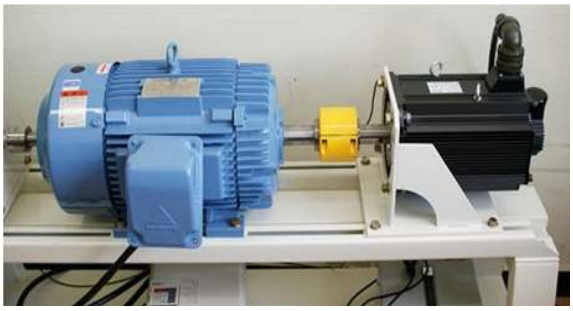
그림 17은 실험에 사용된 장비의 구성이다. 시뮬레이션과 같은 정격 조건을 가진 실험 장비를 바탕으로 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 MG-set는 풍력 발전기를 모델링한 것으로 12kW, 4극 유도기의 토크와



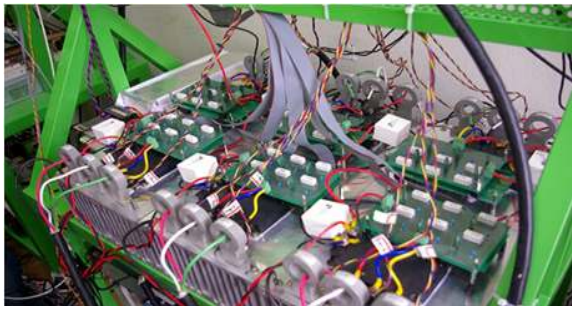
(a) 보상 전
(a) Without compensation



(a)

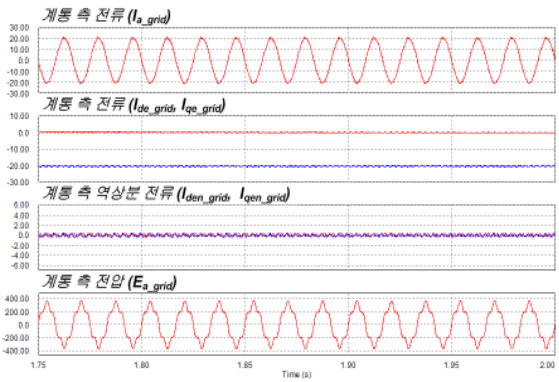


(b)



(c)

그림 17 10kW급 실험 장비의 구조
Fig. 17 Structure of the experiment setup (10kW)



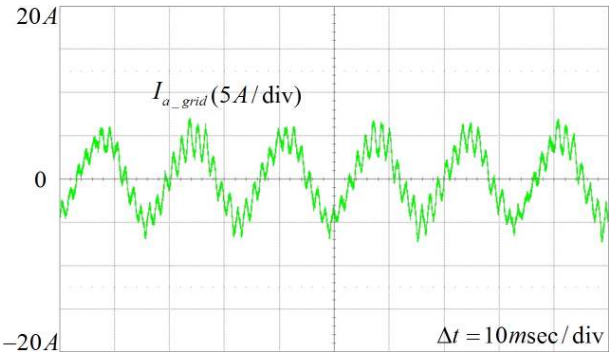
(b) 계통 불평형 보상 후
(b) With grid distortion compensation method

그림 16 계통 왜곡시 계통 전압과 전류 시뮬레이션 파형
Fig. 16 Simulated waveform of grid voltages and currents at distorted grid

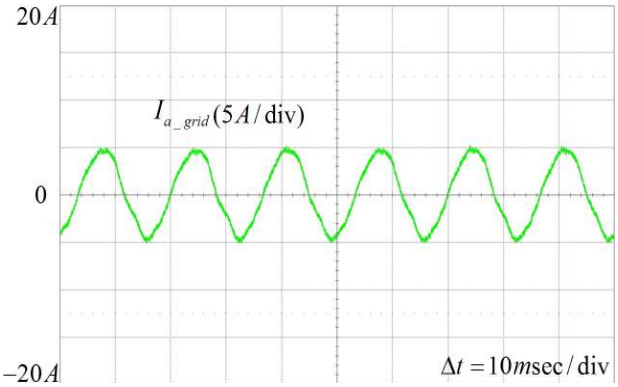
속도를 제어하기 위해 11kW, 220V, 1450rpm 6극 영구자석 동기발전기를 사용하고 전력변환부는 2kHz의 스위칭 주파수로 각 전력변환부마다 동일한 스위칭으로 제어한다. 발전기 측 컨버터는 발전기 고정자와 연결되어 있으며 계통 측 컨버터는 LCL필터를 통하여 계통과 연결된다.

그림 18(a)는 LCL 필터를 사용했을 때 나타나는 공진 현상으로 전력 이론을 이용한 능동 댐핑 기법을 적용하여 보상하기 전의 파형을 나타내고 그림 18(b)는

댐핑 기법을 적용 후의 파형이다. 보상 전의 전류파형에는 공진주파수 대역의 리플이 존재하지만 보상 후에는 공진 성분이 저감된 것을 확인할 수 있다.



(a) 능동댐핑 적용 전
(a) Current waveform without active damping method



(b) 능동댐핑 적용 후
(b) Current waveform with active damping method

그림 18 공진 보상 전후의 실험 파형
Fig. 18 Current waveform without and with resornance compensation

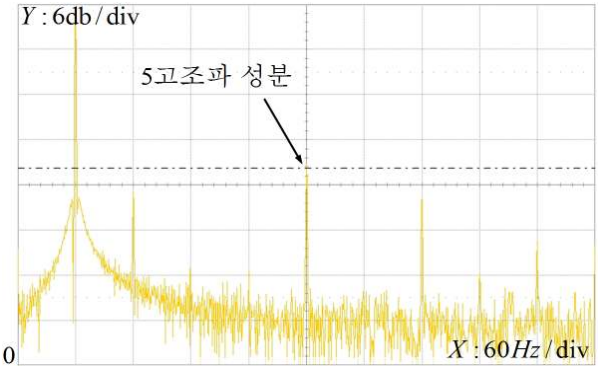


그림 19 계통 전압의 고조파 분석
Fig. 19 Analysis of grid voltage harmonics

그림 19는 계통 전압을 주파수 대역에서 분석한 파형이다. 계통 전압은 3차, 5차, 7차의 고조파를 포함하고 있는 불평형 전압으로 특히 5차 고조파에 의한 영향을 많이 받고 있음을 확인할 수 있다.

그림 20은 보상 알고리즘을 적용하지 않았을 때의 상전류와 동기좌표계로 변환한 q축 전류이다. 출력 상전류는 역상분 전류와 5차 고조파에 의해 왜곡되었고 이로 인한 q축 전류는 기본 주파수의 2배, 6배의 맥동 성분을 가진다.

그림 21은 5차 고조파 보상 알고리즘을 적용한 파형이고 그림 22는 고조파와 불평형 보상 알고리즘을 적용한 파형이다.

그림 20에서 발생하였던 기본 주파수를 제외한 맥동 성분이 저감되었다.

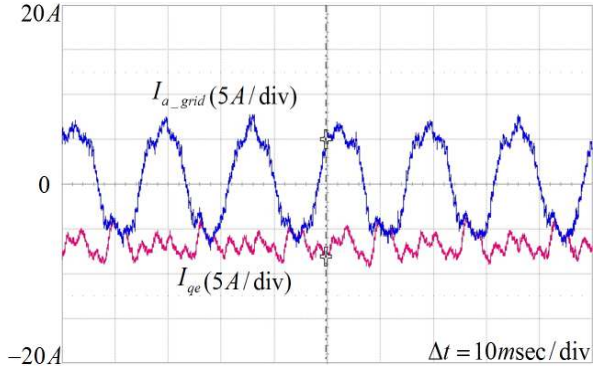


그림 20 출력전류와 q축 전류 (보상 전)
Fig. 20 Output and q-axis current without compensation

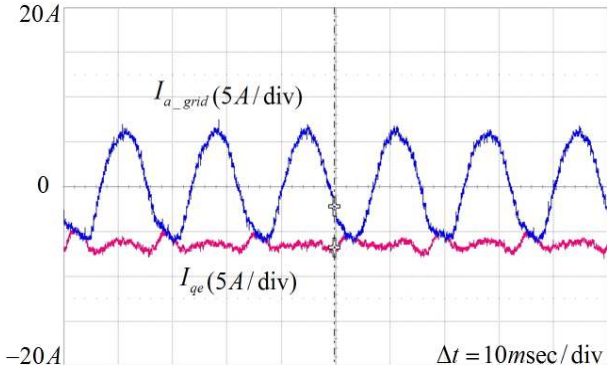


그림 21 출력전류와 q축 전류 (왜곡 보상 후)
Fig. 21 Output and q-axis current with compensation of grid viltage distortion

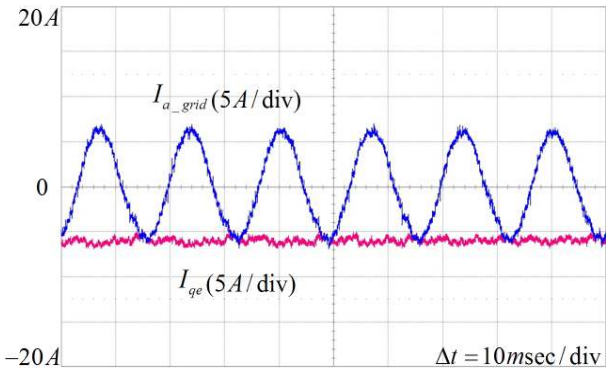
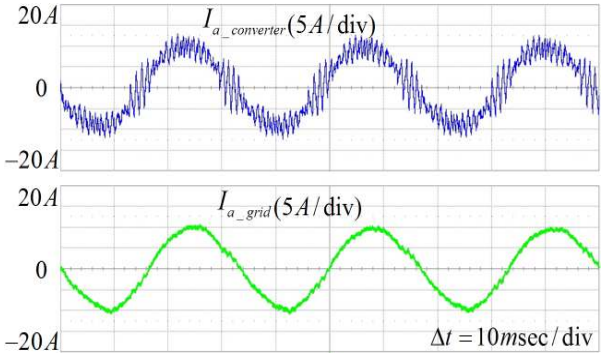
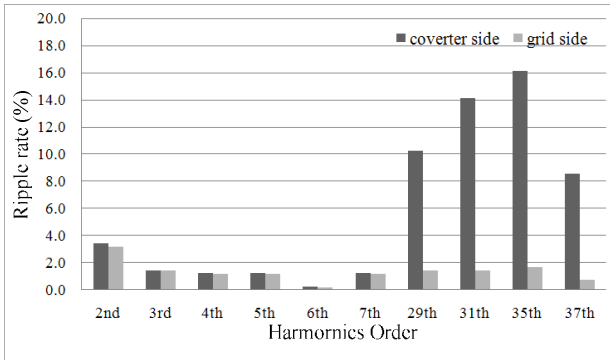


그림 22 출력전류와 q축 전류 (불평형 및 왜곡 보상 후)
Fig. 22 Output and q-axis current with compensation of grid voltage unbalance and distortion

그림 23은 5kW로 발전시 LCL필터를 사용했을 때의 계통전류, 컨버터 전류 및 주파수 스펙트럼을 보여준다. 인버터 측의 전류와 계통 측 전류의 저주파 대역



(a) 인버터 측(위)과 계통 측(아래)의 출력 전류 파형
(a) Output currents of inverter(up) and grid side(down)



(b) 계통전류와 컨버터 전류의 주파수 스펙트럼
(b) The frequency spectra of the grid and converter currents

그림 23 계통 및 컨버터 전류 분석
Fig. 23 Analysis of grid and converter currents

의 특성은 비슷하지만 스위칭 주파수 대역의 고조파 리플은 크게 저감된 것을 확인할 수 있다. 목표한 리플율을 위해 설계한 LCL필터의 전체 인덕턴스는 7.4mH로 일반적인 L필터만 사용했을 때의 20mH보다 크게 감소함을 알 수 있다.

계통 전류의 THD는 약 5.4%로 계통 전압 왜곡에 의한 저차 고조파를 포함하고 있지만 스위칭 리플율은 2.85%이다. 정격 운전시에는 기본 주파수의 정격만큼 큰 전류가 흐르기 때문에 목표한 스위칭 리플율 1%와 가까워진다.

그림 24는 풍속이 6m/s에서 8m/s로 변화할 때의 출력 전력을 나타낸다. 풍속이 증가함에 따라 블레이드로부터 전달되는 기계적 출력이 증가한다. MPPT제어에 의해서 발전기의 역토크 성분이 증가하여 계통으로 출력되는 전력량이 1.4kW에서 3.8kW로 증가한다.

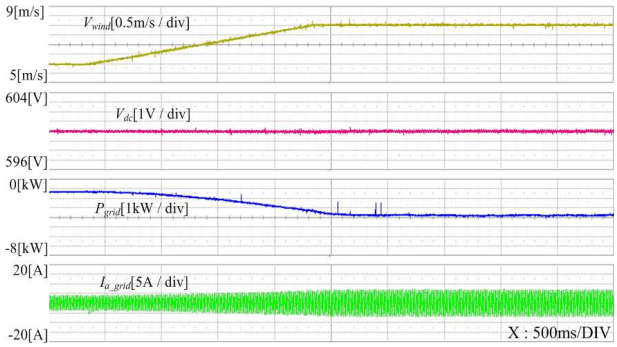


그림 24 MPPT 운전시 실험 결과
Fig. 24 Experimental results of a MPPT operation

5. 결 론

본 논문은 PMSG를 이용한 대용량 풍력발전 시스템을 설계하는 방법을 제안하였다. 먼저, 전력 스위치의 부담을 줄이기 위한 3병렬 운전 시스템을 설계하고 3병렬 운전을 위한 전류 제어 방법과 순환전류 방지를 위한 레그 인덕턴스 설계 방법을 설명하였다.

두 번째, 계통 연계 기술을 적용하였다. LCL필터의 설계를 통하여 인덕턴스의 사용을 최소화함으로써 효율적인 고조파 저감을 입증하였고 LCL필터의 사용 시 발생하는 공진 문제는 전력 이론을 이용한 능동 댐핑 기법을 사용하여 해결하였다. 또한 계통 전압의 불평형 및 왜곡으로 인한 성분을 보상하여 전력품질을 향상시켰다. 10kW급 실험 모델을 대상으로 시뮬레이션

및 실험을 수행하여 본 논문에서 언급한 기법의 타당성을 검증하였다.

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력연구원(2008T100100062) 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

[1] S. T. Jou, S. B. Lee, Y. B. Park, and K. B. Lee, "Direct Power Control of a DFIG in Wind Turbines to Improve Dynamic Responses", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 781-790, 2009, Sept.

[2] J. Dai, Xu, D.D., B. Wu, "A Novel Control Scheme for Current-Source-Converter-Based PMSG Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 24, No. 4, pp. 963-972, 2009, Apr.

[3] W. Qiao, L. Qu, and R. G. Harley, "Control of IPM Synchronous Generator for Maximum Wind Power Generation Considering Magnetic Saturation", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 45, No. 3, pp. 1095-1105, 2009, May./Jun.

[4] S. Brabic, N. Celanovic, and Vladimir A. Katic, "Permanent magnet synchronous generator for wind turbine application", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 1136-1142, 2008, May.

[5] B. Bolsens, K. De Brabandere, J. Van den Keybus, J. Driesen, R. Belmans, "Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, pp. 1032-1040, 2006, Jul.

[6] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and Control of an LCL-filter-based Three-Phase Active Rectifier", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, pp. 1284-1285, 2005, Sept. /Oct.

[7] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "A Stable Three-Phase LCL-filter Based Active Rectifier Without Damping", *in Proceedings of IAS'03*, pp. 1552-1557, 2003, Oct.

[8] H. S. Kim and F. Blaabjerg, "Instantaneous Power Compensation in Three-Phase Systems by Using p-q-r Theory", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 701-710, 2002, Sept.

[9] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditoning, Wiley Inter-Science, 2007.

[10] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Control in Power Electronics, New York Academic, 2002. O. Vodyakho, C. C. Mi, "Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter in Three-Phase Three-Wire and Four-Wire Systems," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 24, No. 5, pp. 1350-1363, 2009, May.

[11] G. M. Lee , D. C. Lee, J. K. Seok, "Control of series active power filters compensating for source voltage unbalance and current harmonics", *IEEE Trans. Industry Applications.*, Vol. 51, No. 1, pp. 132-139, 2004, Feb.

[12] T. Brekken and N. Mohan, "Control of a Doubly Fed Induction Wind Generator under Unbalanced Grid Voltage Conditions", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 22, No. 1, pp. 129-135, 2007, Mar.

[13] 정해광, 이교범, 강신일, 이현영, 권오정, 송승호, "전력이론을 이용한 계통연계 PWM 인버터 시스템의 성능개선", *전력전자학회 논문지*, 제13권, 제4호, pp. 319-327. 2008. 8.

[14] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, and F. Blaabjerg, "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 37, No. 4, pp. 1019-1027, 2001, Jul./Aug.

[15] H. S. Kim, "Filter Design for Grid-Connected Single-Phase Inverters", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 4, pp. 623-630, 2009

저 자 소 개

이상혁(李相赫)

1982년 3월 30일생. 2009년 전북대 전자정보공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사과정.

정해광(丁海光)

1982년 8월 9일생. 2008년 전북대 전자정보공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사과정.

이교범(李敎範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공박). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 부교수. 당 학회

JPE 편집위원.

최세완(崔世琓)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 교수. 당 학회 국제이사.

최우진(崔宇鎭)

1967년 1월 7일생. 1990년 숭실대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 Texas A&M University 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1995년~1998년 (주)대우중공업 중앙연구소 전자기술실. 2005년~현재 숭실대 전기공학부 조교수. 당 학회 국문지/JPE 편집위원.