

소형 풍력발전용 영구자석형 동기발전기의 센서리스 제어

張哲浩[†], 朴烘克^{**}, 李東椿[†], 金興根^{***}

Sensorless Control of PMSG for Small Wind Turbines

Suk-Ho Jang, Hong-Geuk Park, Dong-Choon Lee and Heung-Geun Kim

요 약

본 논문은 소형 풍력발전용 영구자석형 동기발전기에서 고정자 자속과 역기전력을 이용한 센서리스 제어방법을 제안한다. 기존의 다이오드와 DC-부스트 컨버터를 사용한 소형 풍력발전용 컨버터와는 달리 2-Leg 3상 PWM 컨버터를 사용하여 발전기를 구동한다. 이는 기존의 컨버터와 비교하여 가격적으로 뒤지지 않으며, 발전기의 벡터제어가 가능하여 최대출력 제어를 발전 효율향상을 확인할 수 있다. 그리고 센서리스 제어 알고리즘을 적용하여 속도 측정을 위해 사용되는 엔코더를 제거하므로 시스템의 가격을 저감시킨다. 제안된 알고리즘은 PSIM 시뮬레이션을 사용하여 컨버터 제어 성능과 발전기의 최대 출력 제어의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

In this paper, a sensorless control of PMSG(Permanent Magnet Synchronous Generator) for small wind turbine systems, which is based on stator flux and back-ernf estimation. Also, a cost-effective AC/DC/AC converter that consists of a two-leg three-phase PWM converter and a half-bridge PWM converter is used for vector control of PMSG, which is impossible with the conventional diode-rectifier type converter. A sensorless control algorithm can eliminate pulse encoders for speed measurement, which reduces the system cost. Using PSIM simulation, the validity of the converter control performance and MPPT control of PMSG have been verified.

Key Words : Sensorless Control, Permanent Magnet Synchronous Generator, Small-scale Wind Turbine

1. 서 론

전력 계통으로부터 분리된 외딴 섬과 산촌 등에서는 대형 풍력 발전 시스템의 운반이나 설치가 용이하지

못하여 소형 풍력발전 시스템이 종종 사용된다. 또한, 마이크로그리드에 대한 관심이 높아지면서 소형 풍력 발전의 필요성이 부각되고 있다^{[1][2]}.

소형 풍력발전 시스템은 대형과 달리 가격과 제어의 용이성 측면이 보다 강조된다. 기존의 소형 풍력발전 에 사용되는 컨버터 구조는 그림 1과 같다. 컨버터는 3상 다이오드정류기, 직류 부스트 컨버터, 그리고 계통 연계형 인버터로 구성되어 단상 전원이거나 삼상 전원계 통에 연결된다. 직류링크는 배터리나 커패시터로 구성 된다. 3상 다이오드정류기가 발전기와 연결되어 있어 발전기를 직접 제어하는 것은 불가능하다. 따라서, 그

[†]교신저자 : 정회원, 영남대 전기공학과 교수

E-mail : dclee@yu.ac.kr

^{**}학생회원, 영남대 전기공학과 석사과정

^{***}정회원, LS산전(주) 자동화연구소 Drive 연구팀 연구원

^{***}정회원, 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수

접수일자 : 2008. 6. 16

1차 심사 : 2008. 7. 15

2차 심사 : 2008. 10. 28

심사완료 : 2008. 10. 30

림 1과 같은 컨버터 구조는 직류 부스트 컨버터의 입력 전류를 스위칭 작용을 통해 시비율(duty ratio)를 조절함으로써 최대 출력 제어를 수행한다^{[3][4]}.

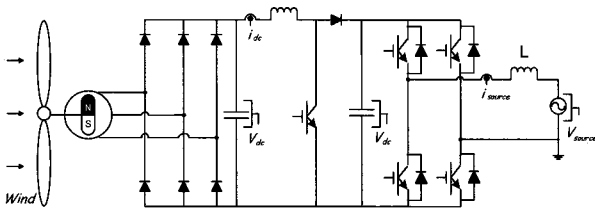


그림 1 기존 소형 풍력발전기의 컨버터
Fig. 1 Conventional converter of small wind turbines

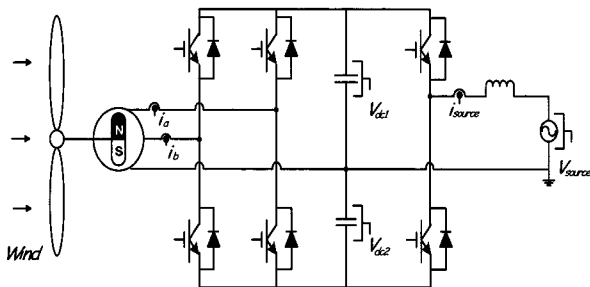


그림 2 경제형 컨버터
Fig. 2 Cost-effective converter

본 논문에서는 발전기측에 2-레그 3상 인버터와 계통측에 단상 하프-브리지 컨버터(그림 2)를 사용하며 발전기의 회전속도를 추정하여 발전기를 제어하는 센서리스 제어기법을 제안한다. 2-레그 3상 컨버터는 기존의 컨버터와 비교하여 사용되는 소자의 개수는 거의 비슷하지만 순시전류제어가 가능하여 발전기의 벡터제어가 가능하다는 것이 기존 회로에서는 얻을 수 없는 큰 장점이다. 또한 고정자 자속을 이용하여 제어각과 속도를 추정함으로써 센서리스 제어 응용이 가능하다. 따라서, 저가형 컨버터를 통해 벡터제어 및 센서리스 제어의 동시 구현이 가능하고 발전효율에서 뛰어난 특성을 지니고 있다. 제안된 알고리즘은 PSIM 소프트웨어를 사용한 시뮬레이션을 통해 그 타당성이 검증된다.

2. 터빈 모델링

풍력 터빈에 포획되는 전력은 식(1)과 같다^[5].

$$P_{Turbine} = 0.5\rho A C_p(\lambda, \beta)v^3 [W] \quad (1)$$

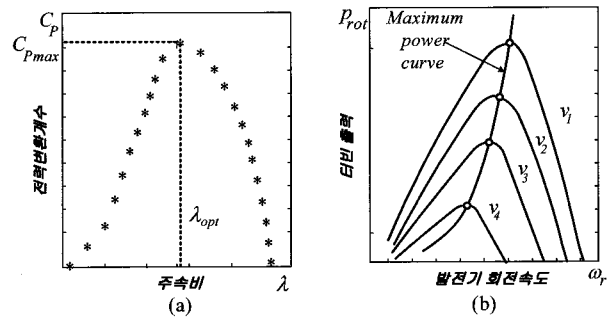


그림 3 풍력터빈 출력 특성 곡선
(a) 주속비와 전력변환계수와의 관계
(b) 발전기 회전속도와 터빈 출력과의 관계
Fig. 3 Wind turbine characteristic curves
(a) Power conversion coefficient versus tip-speed ratio
(b) Turbine output power versus generator speed

주속비 λ 는 식(2)와 같다.

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{v} \quad (2)$$

여기서, $P_{Turbine}$ 는 풍력터빈에 포획되는 전력[W], ρ 는 공기밀도($1.225[kg/m^3]$), A 는 블레이드 회전면적 [m^2], C_p 는 전력변환계수, v 는 풍속[m/s], ω_r 은 발전기 혹은 터빈의 회전속도[rpm], β 는 피치각[deg.] 그리고 R 은 블레이드의 반지름[m]이다.

소형 풍력 발전 시스템의 경우, 피치제어를 하지 않으므로 C_p 는 λ 의 함수 관계를 가진다. 따라서 식(1)은 다음과 같이 나타난다.

$$P_{Turbine} = 0.5\rho A C_p(\lambda)v^3 [W] \quad (3)$$

터빈 블레이드의 회전면적과 공기밀도가 일정하면, 전력변환계수(C_p)는 그림 3(a)와 같이 주속비 λ 를 λ_{opt} 값으로 유지할 때 최대값이 된다. 전력변환계수가 최대값일 경우, 풍력터빈에 포획되는 최대전력은 식(4)와 같고 그림 3(b)와 같이 풍속에 따라 최대전력 곡선을 그린다.

$$P_{Turbine} = 0.5\rho A C_{pmax}v^3 [W] \quad (4)$$

여기서, C_{pmax} 는 최대 전력변환계수이다.

3. 풍력발전 시스템

표 1 컨버터 토폴로지의 비교
Table 1 Comparison of converter topology

부 품	그림 1	그림 2
스위치(IGBT)	5	6
다이오드	11	6
커패시터	2	2
인덕터	2	1
전압센서	3	3
전류센서	2	3

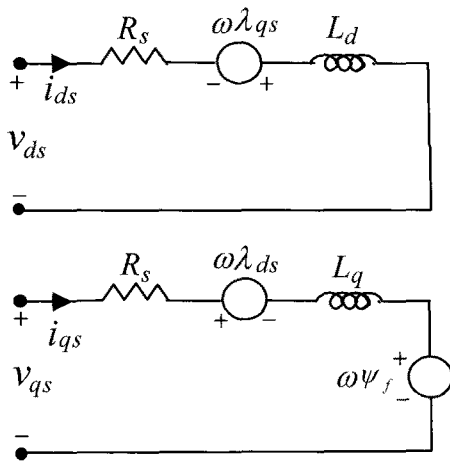


그림 4 PMSG d-q축 등가회로
Fig. 4 D-q axis equivalent circuits of PMSG

그림 2의 컨버터 구조는 2-레그 PWM 인버터와 단상 하프-브리지 컨버터로 구성된다^[6]. 이 컨버터는 이미 PMSG를 이용한 소형 풍력발전 시스템에 적용된 바 있다^[7]. 이 토폴로지를 적용할 경우, 기존의 시스템과 본 논문에서 사용된 시스템과의 비교는 표 1과 같다. 기존의 컨버터 시스템과 비교하여 사용된 소자의 개수에는 큰 차이가 없으나 발전기의 백터제어가 가능하다는 점에서 우수한 제어 성능을 얻을 수 있다.

3.1 PMSG 모델링

PMSG의 d-q축 등가회로는 그림 4와 같으며 전압 방정식은 다음과 같다^{[8][9]}.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, v_{ds}, v_{qs} 는 고정자 d-q축 전압, R_s 는 고정자 저항, L_s 는 고정자 인덕턴스, L_d, L_q 는 d-q축 인덕턴

스, i_{ds}, i_{qs} 는 고정자 d-q축 전류, ψ_f 는 계자 자속 그리고 p 는 미분연산자이다.

토크 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [(L_d - L_q)i_{ds}i_{qs} + \psi_f i_{qs}] \quad (6)$$

표면 부착형 영구자석형 동기의 경우, L_d 와 L_q 는 동일한 값이 되고 토크 방정식은 식(7)과 같다

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \psi_f i_{qs} \quad (7)$$

발전기의 속도와 토크는 q-축 전류를 이용하여 제어하고 d-축 전류는 0으로 제어한다.

3.2 최대 출력 제어

변동하는 풍속에 대해 풍력 터빈 블레이드의 회전속도가 주속비 λ_{opt} 를 만족하도록 제어된다면 식(4)는 다음과 같이 된다^{[18][9]}.

$$P_{Turbine} = 0.5\rho A C_{pmax} \left(\frac{w_r R}{\lambda_{opt}}\right)^3 [W] \quad (8)$$

$$= K_{blade} \cdot w_r^3 [W]$$

여기서, $K_{blade} = \frac{0.5A\rho C_{pmax} R^3}{\lambda_{opt}}$

그림 3(b)와 식(8)에서 알 수 있듯이, 최대 전력은 블레이드 회전속도의 3승에 비례한다. 또한 블레이드에서 발전기로 인가되는 토크는 식(9)와 같다.

$$T_{max} = K_{blade} \cdot w_r^2 \quad (9)$$

여기서, T_{max} 는 최적토크이다.

블레이드에서 축으로 공급되는 토크는 속도의 2승에 비례한다. 블레이드와 발전기 사이 축의 마찰계수가 작다고 가정하고 무시하면 식(9)는 최대 출력을 발생하는 토크지령치가 된다. 계산된 토크 지령치를 다음과 같이 토크 상수로 나누면 q-축 전류 지령치가 식(10)과 같이 나타난다.

$$i_{qs}^{ref} = \frac{T_{max}}{K_t} \quad (10)$$

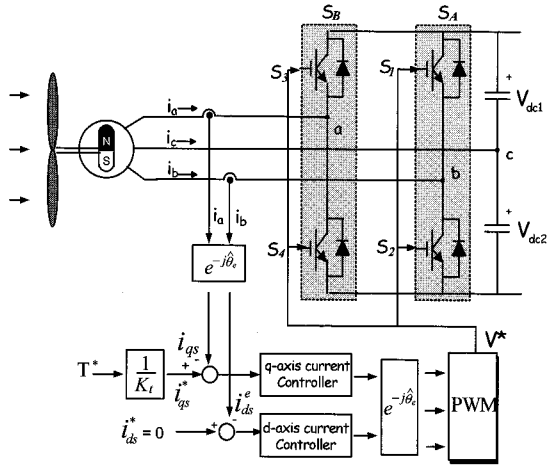


그림 5 PMSG 제어 블록도
Fig. 5 Control block diagram of PMSG

4.1 제어각 추정

발전기 제어를 위한 제어각 산출은 고정자 전압과 전류를 이용하여 계산된 자속으로부터 구해진다. 고정자 전압과 전류 방정식을 이용한 자속 계산은 식(11), (12)와 같다^{[10][11]}.

$$\lambda_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s \cdot i_{ds}^s) dt \tag{11}$$

$$\lambda_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s \cdot i_{qs}^s) dt \tag{12}$$

여기서, $\lambda_{ds}^s, \lambda_{qs}^s$ 는 고정자 d-q축 자속, v_{ds}^s, v_{qs}^s 는 고정자 d-q축 전압 그리고 i_{ds}^s, i_{qs}^s 는 고정자 d-q축 전류이다. 위 첨자 's'는 정지좌표계를 의미한다.

자속을 전압과 전류를 이용하여 구현할 경우에 전압과 전류에 포함된 옵셋과 초기값의 영향을 제거하기 위해 다음과 같은 고역통과필터를 사용한다.

$$H(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \tag{13}$$

여기서 ω_c 는 차단주파수로 본 연구에서는 $\omega_c = \omega_{rated}/3$ 으로 설정하며 ω_{rated} 는 발전기의 정격 속도이다.

1차 고역통과필터의 사용으로 시간지연의 문제가 발생한다. 이 시간지연을 제거하기 위해 식(13)에 이득 및 위상 보상기를 추가하면 식(14)와 같다^[10].

$$H(s) = \frac{1}{s + \omega_c} \left[\frac{\sqrt{\omega_p^2 + \omega_c^2}}{\hat{\omega}_p} \right] \exp\left(\psi - \frac{\pi}{2}\right) \tag{14}$$

여기서, $\psi = \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_p}{\omega_c}\right)$ 이고, $\hat{\omega}_p$ 는 추정된 동기각 속도이다.

식(11), (12)로부터 구한 자속을 이용하여 식(15)와 같이 제어각을 추정하고 추정된 제어각을 이용하여 좌표변환에 사용한다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qs}^s}{\lambda_{ds}^s} \tag{15}$$

4.2 속도 추정

4.2.1 자속관측기를 통한 속도 추정

속도 추정은 엔코더를 사용하지 않고 최대 출력제어

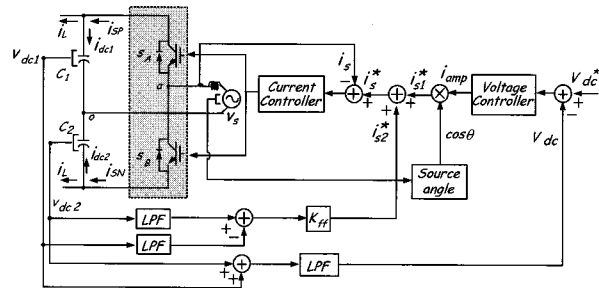


그림 6 전원측 컨버터 제어 블록도
Fig. 6 Control block diagram grid-side converter

여기서, $K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \psi_f$, i_{qs}^* 는 q-축 전류 지령치이다.

그림 5는 PMSG 제어를 위한 제어블록도이다.

3.3 컨버터 제어

그림 6은 단상 반브리지 컨버터의 제어 블록도를 나타낸다. 전원측 전류 제어와 직류링크단의 전압을 제어하기 위해서 PI제어가 적용된다. 단위 역률 제어를 위해 측정된 전원 전압으로부터 전원각을 산출해 낸다. 또한, 직류링크단의 전압 평형 제어를 위해 v_{dc1} 과 v_{dc2} 의 차이를 비례이득 k_{ff} 를 취하여 전류제어기에 진행 보상해 준다. 직류링크단 전압과 전압 평형 제어를 위한 전압 피드백에는 각각 50[Hz]와 1[Hz]의 저역 통과 필터를 사용한다^[7].

4. 센서리스 제어

를 수행하기 위한 q-축 전류 지령치를 발생하기 위해 사용한다. 고정자 d-q축 자속 성분을 각각 정규화된 성분으로 나누면 식(16), (17)과 같다^[11].

$$\cos \hat{\omega}_e t = \frac{\lambda_{ds}^s}{|\lambda_s^s|} \quad (16)$$

$$\sin \hat{\omega}_e t = \frac{\lambda_{qs}^s}{|\lambda_s^s|} \quad (17)$$

여기서, $|\lambda_s^s| = \sqrt{(\lambda_{ds}^s)^2 + (\lambda_{qs}^s)^2}$ 이다.

식(16), (17)에서 동기속도를 나타내면 식(18)과 같다.

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sin(\hat{\omega}_e t_1) - \sin(\hat{\omega}_e t_0)}{\int_{t_0}^{t_1} \cos(\hat{\omega}_e t) dt} \quad (18)$$

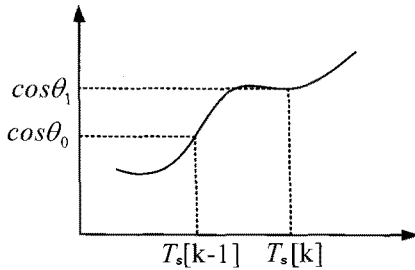


그림 7 적분항의 표현
Fig. 7 Integral

식(18)의 적분항은 그림 7에서와 같이 한 샘플링 이전 값과 현재 시점의 샘플링 값을 취한 면적으로 나타낼 수 있으며 이럴 경우 식(18)은 식(19)와 같이 나타나고 식 (19)를 이용하여 속도를 추정한다.

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sin \hat{\theta}_1 - \sin \hat{\theta}_0}{(\cos \hat{\theta}_1 + \cos \hat{\theta}_0) T_s / 2} \quad (19)$$

여기서, T_s 는 샘플링 시간이다.

이 방식은 정상상태 특성은 우수하나 과도상태에서 시간지연의 문제가 발생한다.

4.2.2 역기전력을 이용한 속도 추정

발전기 역기전력 E_m 과 단자전압 v_{qs} 를 d-q동기좌

표계로 나타내면 식(20), (21)과 같다.

$$E_m = \omega_s \lambda_f \quad (20)$$

$$v_{qs} = R i_{qs} + L_s \pi_{qs} + \omega_s L_s i_{ds} + E_m \quad (21)$$

여기서, ω_s 는 동기 각속도이다.

d-축 전류 i_{ds} 는 일반적으로 0으로 제어하기 때문에 추정된 속도 $\hat{\omega}_s$ 는 식(22)와 같게 된다.

$$\hat{\omega}_s = \frac{v_{qs} - R i_{qs} - L_s \pi_{qs}}{\lambda_f} \quad (22)$$

이 기법은 과도상태시 빠른 추정 특성을 주지만 정상상태에서 속도추정 리플이 크다는 단점이 있다.

4.2.3 하이브리드형 속도추정

정상상태에서의 속도추정 리플을 줄이고 과도상태에서도 빠른 추정특성을 얻기 위해 앞에 기술한 두 방법을 결합한다. 즉 식(19)에 저역통과필터를 식(20)에 고역통과필터를 다음과 같이 적용하여 더하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e \frac{1}{\tau_c s + 1} + \hat{\omega}_s \frac{\tau_c s}{\tau_c s + 1} \quad (23)$$

여기서, $\hat{\omega}_r$ 는 회전자 추정속도이고 τ_c 는 필터의 시정수이다^[12].

5. 시뮬레이션 결과

제안된 경계형 컨버터의 성능과 발전기의 센서리스 제어 성능을 검증하기 시뮬레이션이 수행된다. 사용된 PMSG는 정격 출력 3[kW], 정격전압 220[V], 고정자 저항 0.49[Ω], 인덕턴스 5.35[mH], 토크상수 2.4[Nm/A], 역기전력 상수 147[V/krpm], 극수 6극, 정격주파수 60[Hz] 그리고 발전기 효율은 87.3[%]이다. 그리고 블레이드는 반지름이 1.26[m], 최대 전력변환계수 0.45, 주속비 7, 기동 풍속 3[m/s], 정격 풍속 13[m/s] 그리고 기어비는 1이다. 또한, 스위칭 주파수는 5[kHz], 입력 단 승압 인덕터는 3[mH], 직류링크단 커패시터는 1,650[μF], AC 입력 전압은 110[V], 직류링크단의 전압은 540[V]로 제어된다.

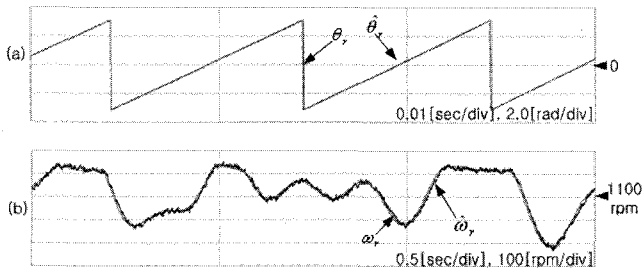


그림 8 위상각과 회전 속도
 (a) 추정 위상각 과 실제 위상각
 (b) 추정 속도와 실제 속도
 Fig. 8 Phase angle and rotational speed
 (a) Estimated and actual phase angle
 (b) Estimated and actual rotational speed

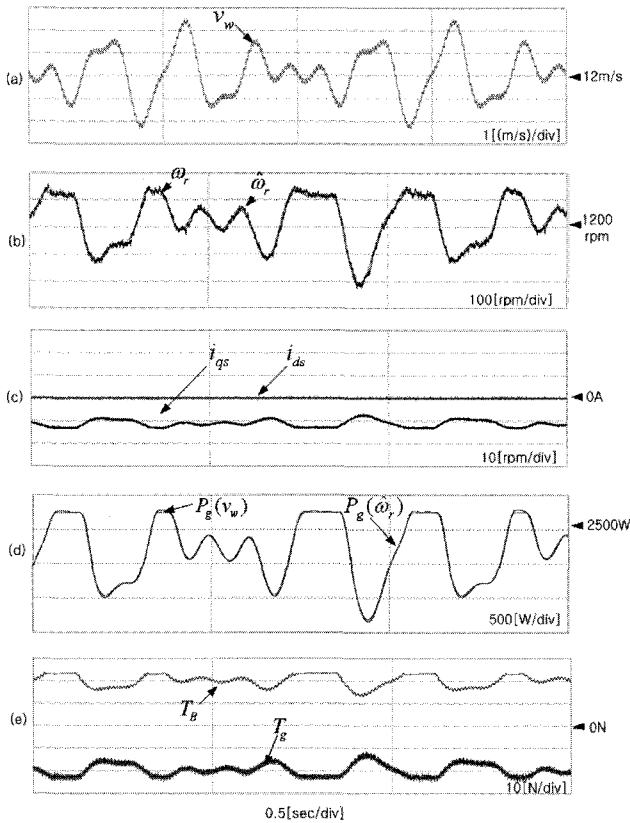


그림 9 발전기와 터빈의 성능
 (a) 풍속 (b) 발전기 속도
 (c) d-q축 전류 (d) 발전기 출력
 (e) 터빈과 발전기 토크
 Fig. 9 Performance of generator and turbine
 (a) Wind speed (b) Rotational speed
 (c) D-q axis current (d) Generator output power
 (e) Turbine and generator torque

그림 8은 센서리스 알고리즘에 의한 추정각과 속도를 나타낸다. (a)는 추정 위상각 $\hat{\theta}$ 과 실제 속도를 이용하여 구한 위상각 θ , (b)는 추정 속도 $\hat{\omega}_r$ 와 실제 속도 ω_r 이다. 양자가 잘 일치함을 보인다.

그림 9는 가변 풍속시 터빈과 발전기의 성능을 보여준다. 정격 풍속은 13[m/s]이고 정격 이상의 풍속에서는 스톨(stall) 제어가 가정된다. (a)는 평균값이 12[m/s]이며 순시적으로 변화하는 풍속을 나타낸다. (b)는 발전기의 회전속도와 그 추정치를 나타내고 (c)는 발전기의 d-q축 전류성분을 나타낸다. (d)는 추정 속도와 실제 속도를 사용한 경우의 발전기 출력, (e)는 터빈과 발전기의 토크를 나타낸다. 발전기 추정속도가 실제 값과 잘 일치하므로 (d)에 보이듯이 두 경우에서의 발전기 출력도 잘 일치한다. 발전기의 효율이 87.3%이므로 3[kW] 입력에 대해 출력은 약 2.6[kW]이다.

그림 10은 계통측 컨버터의 제어 성능을 보여준다. (a)는 계통의 전압과 전류를 나타내는데 단위 역률제어가 이루어짐을 보인다. (b)는 직류 링크단의 전압을 보여준다. (c)는 두 개의 직류링크단 전압(v_{dc1} , v_{dc2}) 리플 보상법에 의해 전체 직류링크 전압리플이 감소함을 확인할 수 있다.

그림 11은 경제형 컨버터 사용시 MPPT(Maximum power point tracking) 방법에 따른 발전기 출력전력을 보인다. 최적주속비를 이용하는 방법(풍속정보 필요)과 3.2절에 기술된 발전기 속도 정보를 이용한 방법을 비교하였는데 두 경우의 출력은 거의 동일하다.

그림 12(a), (b)는 각각 기존의 컨버터 사용시 발전기의 전압과 전류를 나타낸다. 다이오드 정류기를 사용하기 때문에 전류가 많은 고조파를 포함하고 따라서 발전기 단자전압도 많이 왜곡된다.

그림 13(a), (b)는 각각 경제형 컨버터 사용시 발전기의 전압과 전류를 나타낸다. 온·오프 제어가 가능한 스위칭 소자인 IGBT를 통해 전류가 정현적으로 제어된다.

그림 14는 기존의 컨버터와 경제형 컨버터 사용시 발전기 출력 비교를 보인다. A는 주어진 풍속에 대한 터빈의 출력이고 B는 경제형 컨버터 사용시 발전기 출력, C는 기존의 컨버터 사용시의 발전기 출력을 나타낸다. A가 B보다 약 100[W]의 높은 출력을 발생한다. 이는 다이오드정류기인 경우 전류가 많은 고조파를 포함하기 때문이다.

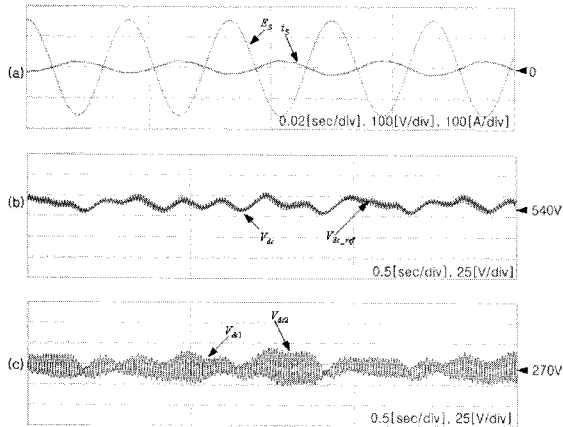


그림 10 반브리지 PWM 컨버터 성능
 (a) 계통측 전압과 전류 (b) 직류링크 전압
 (c) v_{dc1} , v_{dc2}

Fig. 10 Performance of half-bridge converter
 (a) Grid voltage and current
 (b) DC-link voltage (c) v_{dc1} , v_{dc2}

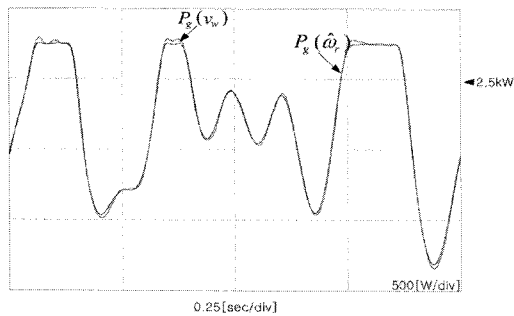


그림 11 MPPT 방법에 따른 발전기 출력 비교
 Fig. 11 Comparison of output power for two MPPT methods

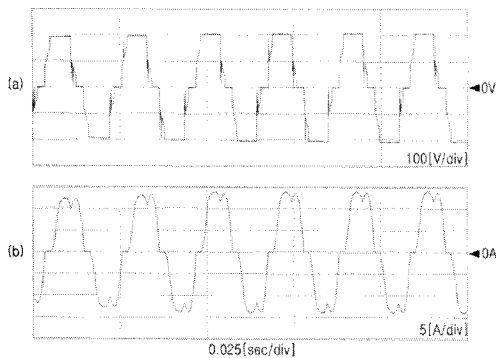


그림 12 기존 컨버터를 이용한 경우의 발전기 출력선간전압(a)과 발전기 출력전류(b)
 Fig. 12 (a) Generator line-to line voltages
 (b) Generator current with conventional converter

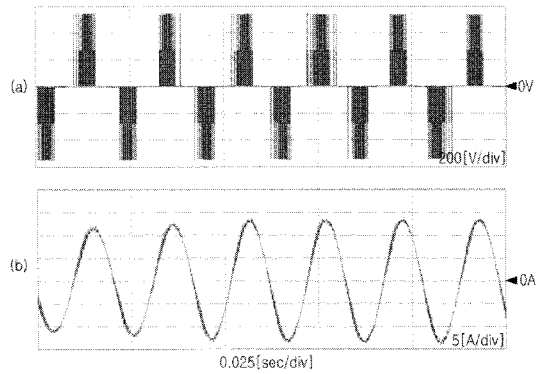


그림 13 경제형 컨버터 사용시 발전기 출력선간전압(a)과 발전기 출력전류(b)
 Fig. 13 (a) Generator line-to-line voltages
 (b) Generator current with cost-effective converter

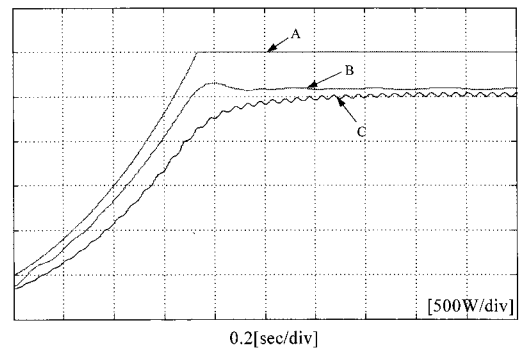


그림 14 발전기출력 비교 (B와 C)
 A: 터빈 출력 B: 경제형 컨버터 C: 기존의 컨버터
 Fig. 14 Comparison of generator output power
 A: Turbine power B: Cost-effective converter
 C: Conventional converter

6. 결 론

본 논문에서는 2-leg PWM 컨버터와 단상 반브리지 컨버터를 사용한 소형 풍력 발전시스템의 센서리스 제어 알고리즘을 제안하고 검증하였다. 저가형 컨버터 토폴로지를 이용하면서도 PMSG의 백터제어와 MPPT 제어가 가능하였다. 또한 고정자 자속과 유도된 역기 전력을 이용한 센서리스 제어 알고리즘을 적용하여 엔코더를 제거함으로써 저가형 시스템 구현이 가능함을 확인하였다. 경제형 컨버터 사용시 기존 다이오드정류기 시스템에 비해 2.6[kW] 정격 출력 기준시 약 100[W] 정도의 출력 향상을 얻을 수 있었다.

본 연구는 지식경제부와 전력기반조성사업센터의 지원에 의하여 대학전력연구센터 육성지원사업(2007-0-261-01)으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] American public power association, Utility wind integration state of art, Annual report, Available: <http://www.uwig.org>
- [2] C. A. Hernandez-Aramburo, T. C. Green, and N. Mugniot, "Fuel consumption minimization of a microgrid", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 41, No. 3, pp. 673-681, 2005, May-June.
- [3] S. Jiao, G. Hunter, V. Ramsden, and D. Patterson, "Control system design for a 20kW wind turbine generator with a boost converter and battery bank load", *IEEE PESC Proc.*, Vol. 4, pp. 2203-2206, 2001.
- [4] S.-H. Song, S.-I. Kang, and N.-K. Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system", *IEEE APEC Proc.*, Vol. 1, pp. 154-158, 2003, Feb.
- [5] A. Miller, E. Muljadi, and D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 2, pp. 181-186, 1997.
- [6] M. B. de Rossiter, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "A general PWM strategy for four-switch three-phase inverters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 1618-1627, 2006, Nov.
- [7] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG", *ICPE proc.*, pp. 483-487, 2007. 10.
- [8] 송승호, 정병창, 김정재, "풍력발전기 계통연계식별 시뮬레이션 모델 개발", 산업자원부 기술보고서, 2004.
- [9] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 1, pp. 130-135, 2006, March.
- [10] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind energy generation", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 143, No. 3, pp. 231-241, 1996, May.
- [11] J. X. Shen, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Improved

speed estimation in sensorless PM brushless AC drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 38, No. 4, pp. 1072-1080, 2002, July/Aug.

- [12] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Cho and S. Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 15, No. 2, pp. 312-318, 2000, March.

저 자 소 개



장석호(張哲浩)

1981년 10월 9일생. 2007년 영남대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



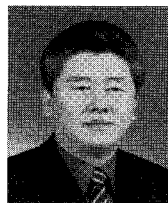
박홍극(朴洪克)

1980년 2월 10일생. 2006년 영남대 전기공학과 졸업. 2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). LS산전(주) 자동화연구소 Drive 연구팀 연구원.



이동춘(李東椿)

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임 연구원. 1998년 미국 텍사스 A&M Univ. 방문연구교수. 2004년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문연구교수. 현재 영남대 전기공학과 교수. 당 학회 편집이사.



김흥근(金興根)

1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문연구교수. 2006년 미국 Michigan State Univ. 방문연구교수. 현재 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수. 당 학회 부회장.