DFIG의 전류 측정오차로 인한 발전전력의 리플 저감에 관한 연구

김영일*, 김장목*, 황선환*, 김찬기**, 최영도**
부산대학교*, 한국전력연구원**

Reduction of Power Ripples in a Doubly Fed Induction Generator Under Current Measurement Errors

Young-Il Kim, Jang-Mok Kim, Seon-Hwan Hwang, Chan-Ki Kim, Young-Do Choy
Pusan National University, Korea Electric Power Research Institute

ABSTRACT

In doubly fed induction generators (DFIGs), control of rotor currents allows for adjustable speed operation, active, and reactive power control. This paper presents a DFIG control strategy that enhances the active and reactive power control with controllers that can compensate for the errors caused by current measurement path in the DFIG system. The errors can be divided into two categories: offset and scaling errors. These can induce the speed, active, and reactive power pulsations, which are one and two times the fundamental slip frequency in the DFIG. And these undesirable ripples can do the DFIG harm. In this paper, a new compensation algorithm is proposed. Therefore, the proposed algorithm has several advantages: to implement is easy; it require less computation time; it is robust with regard to the variation of the induction generator parameters.

In this paper, a new algorithm is introduced by using the integral of phase currents to measure the current ripples of rotor-side converterin the DFIG system. The experiment results are shown the effectiveness of the proposed method.

1. 서론

DFIG 는 유효전력 및 무효전력 제어를 위해 회전자의 전류를 제어 한다 [1],[2],[3], 회전자의 전류제어를 위해 정밀한 전류 측정이 필수 인데 실제 시스템에서는 전류 측정 시 오차가 발생한다 [4],[5]. 발생한 오차는 2가지로 나누어 질 수 있다. 하나는 옵셋 오차이며 다른 하나는 스케일 오차이다. 발생한 오차는 슬립 주파수에 각각 1배와 2배의 전류 맥동을 발생시키는데 이는 DFIG 발전전력에 각각 1배 및 2배의 맥동으로 나타나게 된다.

최근 교류 전동기의 벡터제어에 있어 전류 측정 시 발생하는 에러의 보상방법들이 연구되고 있다. 그중 하나는 제어기 구조를 이용하여 토크 리플을 측정하는 방식이다 [6],[7]. 이 방식은 기계적 파라미터 값이 정확하지 않으면 시스템이 불안정할 수 있는 단점이 있다. 다른 방식으로는 토크 센서를 이용하여 토크 리플을 측정하는 방식인데 이는 추가의 장비가 필요하며 실제 시스템에 적용이 적합하지 않다 [8],[9]. 다른 방식으로는 제어기의 d축 전류를 6구간에 걸쳐 적분함으로서 전류 오차를 검출하는 방식이다 [10]. 이 방식은 적분 구간을 6 구간으로 나눠 적분함으로 시스템이 복잡해지고 접근 방식에 어려움을 가질 수 있는 단점이 있다.

본 논문에서는 회전자 상전류를 받아 슬립 주파수의 한주기 및 반주기 적분을 통해 오차 성분을 검출하였다. 전류 오차 측정을 2단계로 간소화 하여 시스템의 부담을 낮추어 저가의 프로세서로 구현이 가능하며 추가의 장비가 필요하지 않기 때문에 실제 시스템 적용에 용이하다. 또한 제안한 보상방법은 연산속도가 빠르고 전동기 상수의 변동에 강인하며 쉽게 구현이 강한 장점을 가진다.

2. DFIG의 특징

권선형 유도발전기의 구조는 Fig 1. 과 같다

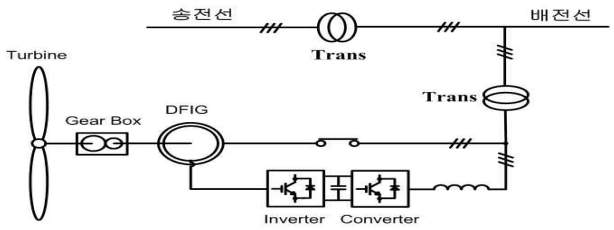

Fig 1. DFIG 풍력발전 시스템의 구성도

Fig 1. 과 같이 DFIG 풍력발전 시스템은 고정자는 계통에 연결되고 회전자는 제어 시스템에 연결된다. 고정자는 계통에 연결되어 있기 때문에 항상 일정한 전압과 주파수를 가진다. 이것은 권산형 유도발전기가 일정한 크기의 고정자 자속을 갖는다고 볼 수 있다. 고정자측 3상 전압을 정지좌표계로 변환하여 고정자 자속을 나타내면 식(1),(2)로 표현될 수 있다 [11],[12].

$$\lambda_{ds}^{s} = \int (v_{ds}^{s} - R_s i_{ds}^{s})dt \quad (1)$$

$$\lambda_{qs}^{s} = \int (v_{qs}^{s} - R_s i_{qs}^{s})dt \quad (2)$$

단 , R_s : 고정자 저항

v_{ds}^s, v_{qs}^s : 정지 좌표계에서의 고정자 전압

i_{ds}^s, i_{qs}^s : 정지 좌표계에서의 고정자 전류

고정자 자속의 크기와 동기각도는 식 (3),(4)과 같이 추정할 수 있다.

$$\lambda_s = \sqrt{(\lambda_{ds}^s)^2 + (\lambda_{qs}^s)^2} \tag{3}$$

$$\theta_s = tan^{-1}\frac{\lambda_{qs}^s}{\lambda_{ds}^s} \tag{4}$$

동기 좌표계에서는 d축의 자속값은 상수이고 q축은 0 에 가깝기 때문에 $\lambda_{ds}^e \simeq$ 일정, $\lambda_{ds}^e \simeq 0$ 와 같다. 동기 좌표계에서 권선형 유도발전기의 상태방정식은 다음 식 (5),(6),(7),(8) 같다.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} \cong 0 \tag{5}$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \tag{6}$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \tag{7}$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \cong 0 \tag{8}$$

고정자측에 출력되는 유효전력과 무효전력은 다음 식 (9), (10) 으로 나타낼 수 있다.

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{qs}^e i_{qs}^e + v_{ds}^e i_{ds}^e) \tag{9}$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}^e i_{ds}^e - v_{ds}^e i_{qs}^e) \tag{10}$$

권선형 유도 발전기를 풍력발전 시스템에 적용할 때 고정자는 계통선에 연결되어 있기 때문에 고정자 측에는 일정전압과 주파수를 갖는다. 이것은 동기좌표계에서 d축의 자속은 일정하고 전압은 0, q축의 자속은 0 이고 전압은 일정한 상수에 가깝다는 것을 의미한다. 그러므로 (9)와 (10)은 (5), (6), (7), (8)을 이용하여 회전자의 동기좌표계의 d축과 q축 전류로 나타내면 다음 식 (11), (12) 와 같다.

$$P_s = \frac{3}{2}\ v_{qs}^e\left(-\frac{L_m}{L_s}\right) i_{qr}^e \tag{11}$$

$$Q_s = \frac{3}{2}\omega_e \lambda_{ds}^e\left(\frac{\lambda_{ds}^e - L_m i_{dr}^e}{L_s}\right) \tag{12}$$

2. 전류 측정 오차의 영향

2.1 옵셋 오차의 영향

옵셋 오차는 센서와 측정 경로에 위치한 소자의 전압 불균형으로 발생될 수 있으며 이러한 전류측정방식에서는 피할 수 없는 현상이다. 일반적으로 이러한 옵셋의 영향을 없애기 위해 영전류 상태에서 A/D 컨버터를 통해 입력받은 영전류의 정보를 평균하여 DC옵셋 값을 감하는 방식을 사용한다. 그러나 실제의 운전상태에서 온도 변화에 따른 옵셋의 발생은 고려할 수 없다.

실제 DFIG의 회전자측 상전류에서 옵셋은 식 (13)으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{ar-sens} &= I_{ar} + \triangle I_{ar} \\ I_{br-sens} &= I_{br} + \triangle I_{br} \\ I_{cr-sens} &= -(I_{ar-sens} + I_{br-sens}) \end{aligned} \tag{13}$$

3상 전류의 값을 동기좌표계의 dq축 좌표변환을 마친 전류 맥동 정보는 식 (14), (15) 와 같다.

$$I_{dre-sens}^{sl} = I_{dre}^{sl} + \triangle I_{dre}^{sl} \tag{14}$$

$$\triangle I_{dre}^{sl} = \triangle I_{ar} cos\,\theta_{sl} + \frac{1}{\sqrt{3}}(\triangle I_{ar} + 2\triangle\ I_{br}) sin\,\theta_{sl}$$

$$I_{qre-sens}^{sl} = I_{qre}^{sl} + \triangle I_{qre}^{sl} \tag{15}$$

$$\triangle I_{qre}^{sl} = -\triangle I_{ar} sin\,\theta_{sl} + \frac{1}{\sqrt{3}}(\triangle I_{ar} + 2\triangle\ I_{br}) sin\,\theta_{sl}$$

$\triangle I_{dre}^{sl}, \triangle I_{qre}^{sl}$ 는 슬립주파수의 1배($1f_{sl}$) 에 해당하는 맥동성분을 가진다.

2.2 스케일 오차의 영향

스케일 오차는 실제 전류의 크기와 샘플링 된 전류 크기의 차이를 말한다. 전류센서의 출력은 A/D 컨버터 입력의 범위에 맞아야 한다. 따라서 입력범위에 맞게 이득을 조절해야 하며 이러한 과정에서 스케일 오차가 발생될 수 있다. 또한 전류 센서 자체의 비선형성 , A/D 컨버터의 quantization error 및 비선형성에 의해서도 발생할 수 있다 [13].

각 상전류의 정보는 슬립 위치각 (θ_{sl}) 에 대하여 식(16) 같이 나타낼 수 있다. 이때 전동기 상전류의 정보를 측정하는 경로에서 포함되는 스케일 오차의 이득을 K_a, K_b 라 한다.

$$\begin{aligned} I_{ar-sens} &= -K_a I \sin\theta_{sl} \\ I_{br-sens} &= -K_b I \sin(\theta_{sl} - \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \tag{16}$$

벡터제어를 위해 3상의 전류는 2상의 정지좌표계 변환을 거쳐 최종적으로 식 (17),(18) 과 같은 dq축 동기좌표계로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta I_{dre-scale}^{sl} &= I_{dre-sens}^{sl} - I_{dre}^{sl} \\ &= \frac{(K_b - K_a)}{\sqrt{3}} I \sin(2\theta_{sl} + \frac{\pi}{6}) + \frac{(K_b - K_a) I}{2\sqrt{3}} \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{qre-scale}^{sl} &= I_{qre-sens}^{sl} - I_{qre}^{sl} \\ &= \frac{(K_b - K_a)}{\sqrt{3}} I \sin(2\theta_{sl} + \frac{\pi}{3}) + \frac{(K_a + K_b) I}{2} \end{aligned} \tag{18}$$

$\Delta I_{dse-scale}^{sl}, \Delta I_{qse-scale}^{sl}$ 에서 알 수 있듯이 스케일 오차에 의한 영향은 일정한 위상각을 가지면서 슬립 주파수의 2배 $(2f_{sl})$ 해당하는 전류의 맥동을 유발한다.

앞에서 유도한 권선형 유도발전기의 유효 전력 식(11)은 회전자의 q축 전류에 의해 결정되어 진다. q축 전류가 전류오차 성분에 의해 스케일 및 옵셋 오차를 가진 전류성분일 경우 오차가 포함된 전류정보로 제어했을 경우 발전전력에 슬립 주파수의 1배와 2배의 맥동이 생긴다.

3. 전류 측정 오차의 보상 방법

3.1 보상을 위한 제어요소의 검출

전류 측정 오차의 보상을 위해 각 상의 전류를 관찰 하면 스케일 및 옵셋의 오차 성분을 검출할 수 있다 오차 성분이 포함된 전류를 식으로 표현 하면 식 (19),(20)과 같다.

$$I_{ar-sensors} = K_{ar} I sin(\theta_{sl}) + \triangle I_{ar} \tag{19}$$

$$I_{br-sensors} = K_{br} I sin(\theta_{sl} - \frac{2}{3}\pi) + \triangle I_{br} \tag{20}$$

먼저 옵셋의 오차 $\triangle I_{ar}$, $\triangle I_{br}$ 를 검출을 위해 검출된 전류 파형을 슬립 각 θ_{sl} 주기의 1주기 적분을 식 (21),(22) 과 같이 수행한다.

$$\int_0^{2\pi} I_{ar-sensors} d\theta_{sl} = \int_o^{2\pi} (K_{ar} I sin(\theta_{sl}) + \triangle I_{ar}) d\theta_{sl}$$
$$= \frac{1}{2\pi} \triangle I_{ar} \tag{21}$$

$$\int_0^{2\pi} I_{br-sensors} d\theta_{sl} = \int_o^{2\pi} \left(K_{br} I sin(\theta_{sl} - \frac{2}{3}\pi) + \triangle I_{br} \right) d\theta_{sl}$$
$$= \frac{1}{2\pi} \triangle I_{br} \tag{22}$$

식 (21),(22) 와 같이 슬립 각의 1주기 적분을 수행하면 기존의 전류 신호는 sin 함수 형태의 파형이므로 전류 신호 $K_a I sin(\theta_{sl})$, $K_b I sin(\theta_{sl} - \frac{2}{3}\pi)$ 를 제거 할 수 있고 각 상의 옵셋 성분 $\triangle I_{ar}$, $\triangle I_{br}$ 을 검출 할 수 있다.

스케일 오차 성분을 검출하기 위해 먼저 옵셋의 오차 성분 보상이 끝난 뒤라는 전제하에 전류를 식으로 나타내면 (23),(24) 와 같다.

$$I_{ar-sensors} = K_{ar} I sin(\theta_{sl}) \tag{23}$$

$$I_{br-sensors} = K_{br} I sin(\theta_{sl} - \frac{2}{3}\pi) \tag{24}$$

각각의 오차 성분 K_{ar} , K_{br} 성분을 검출하기 위해 옵셋 보상이 끝난 전류 신호를 슬립 각 θ_{sl} 주기의 $\frac{1}{2}$ 주기 적분을 아래와 같이 수행한다.

$$\int_0^{\pi} I_{ar-sensors} d\theta_{sl} = \int_o^{\pi} (K_{ar} I sin(\theta_{sl})) d\theta_{sl}$$
$$= -2\frac{1}{\pi} K_{ar} I \tag{25}$$

$$\int_0^{\pi} I_{br-sensors} d\theta_{sl} = \int_o^{2\pi} \left(K_{br} I sin(\theta_{sl} - \frac{2}{3}\pi) \right) d\theta_{sl}$$
$$= \frac{1}{\pi} K_{br} I \tag{26}$$

식 (25),(26) 으로 구해진 스케일 오차 성분은 기존 전류상수의 배수 형태로 검출 할 수 있다. 검출된 각각의 오차 성분을 식(27)과 같이 수행하여 전류에 대한 오차 성분으로 나타낼 수 있다.

$$I_{ar-Integ} = -2\frac{1}{\pi} K_{ar} I$$

$$I_{br-Integ} = \frac{1}{\pi} K_{br} I$$

$$I_{Scale-error} = (I_{br-Integ} \times \pi) + (I_{a-Ingeq} \times \frac{\pi}{2})$$
$$= (K_a - K_b) I \tag{27}$$

3.2 보상 방법

오차 성분을 보상하기 위해 먼저 옵셋에 대한 오차 성분을 보상해주어야 한다. 옵셋 성분이 보상이 이루어지지 않은 상태로 스케일 오차 성분을 검출하면 스케일 오차 성분에 옵셋 오차 성분이 더해져서 오차 검출이 이루어지지 않는다.
먼저 식 (21) 과 (22) 로 구한 옵셋 성분을 전류 입력 부분에서 보상을 실시한다.

옵셋에 의한 오차 성분의 보상이 끝난뒤 스케일의 오차 성분 보상이 이루어진다. (27) 스케일 오차에 해당하는 스케일 이득의 크기는 거의 1의 값을 가지며 스케일 오차가 존재할 경우 두 상이 동시에 영향을 주고 있다고 가정을 하여 두 상 모두 보상을 실시한다. 이 과정은 Fig 2. 에 도시하였다.

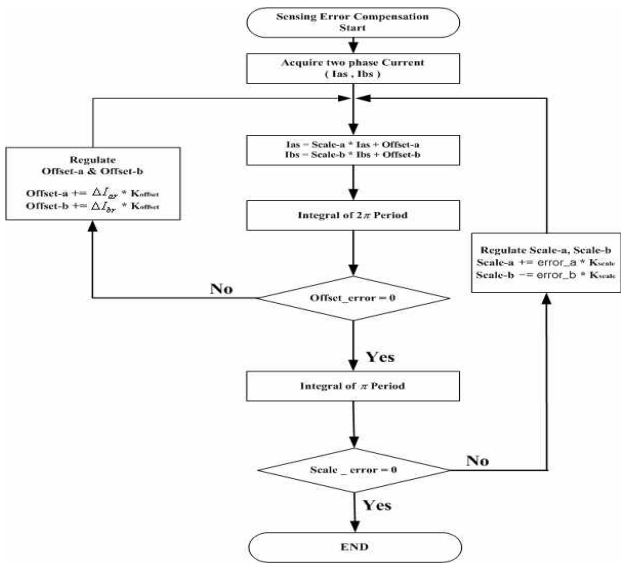

Fig 2.제어기 논리 구성도

Fig 3.과 Fig 4.는 오차 보상기 블록도이며 보상을 위한 제어기로 I 제어기를 구성하였다.

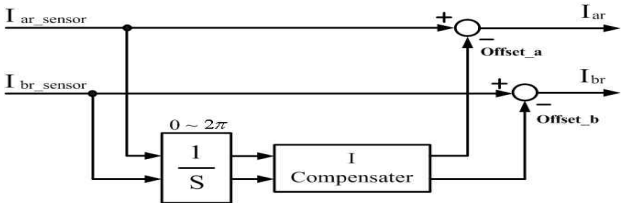

Fig 3. 옵셋 오차 보상기

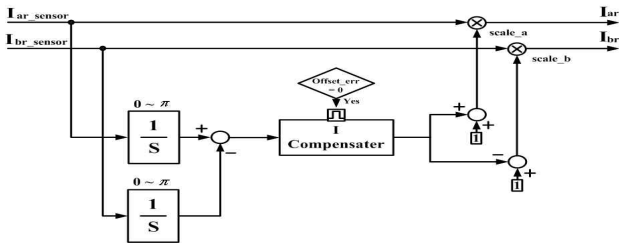

Fig 4. 스케일 오차 보상기

4. 시뮬레이션

제안한 보상 알고리즘은 MATLAB Simulink 로 시뮬레이션 하였다. 계통 220V 에 10m/s 의 풍속으로 모델링 하였다. Fig 4. 는 제안한 보상알고리즘의 시뮬레이션 파형이며 보상 동작은 1초에서부터 실행된다. 각 오차는 $\triangle I_{ar}$ = 0.05 , $\triangle I_{br}$ = 0.02 , K_{ar} = 1.1 , K_{br} = 0.9 로 설정된 상태에서 모의실험 결과이다.

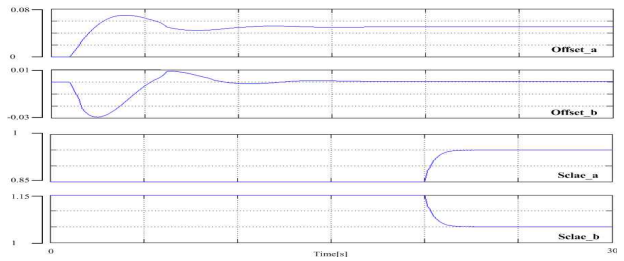

Fig 4.보상 동작 파형

Fig 5. 는 보상 전 전력 파형이며 슬립 주파수의 1배와 2배의 맥동이 발생하는 것을 알 수 있다

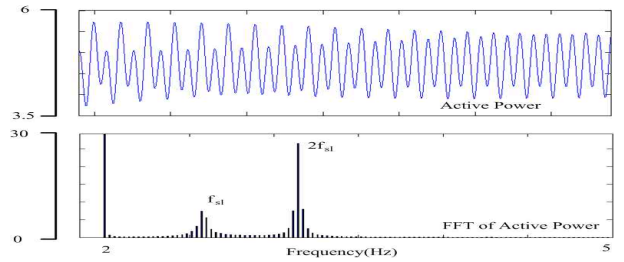

Fig 5.보상 전 전력 FFT

Fig 6. 은 보상 후 전력파형이며 슬립 주파수의 1배 및 2배 맥동이 제거된 것을 볼 수 있다.

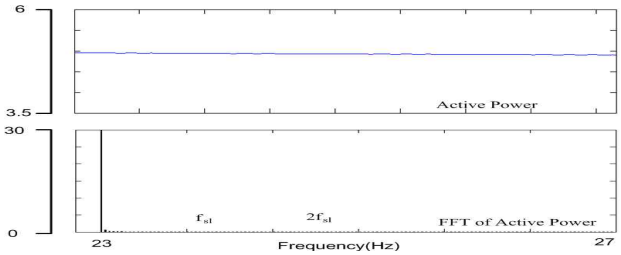

Fig 6.보상 후 전력 FFT

5. 실험 결과

제안한 보상알고리즘을 구현하였으며 각 오차는 $\triangle I_{ar}$ = 0.5 , $\triangle I_{br}$ = 0.2 , K_{ar} = 1.1 , K_{br} =0.9,로 설정된 상태에서의 실험결과이다.

Fig 8. 오차 보상 전 회전자의 전류 파형이며 동기 주파수의 1배 및 2배의 맥동을 가짐을 볼 수 있다.

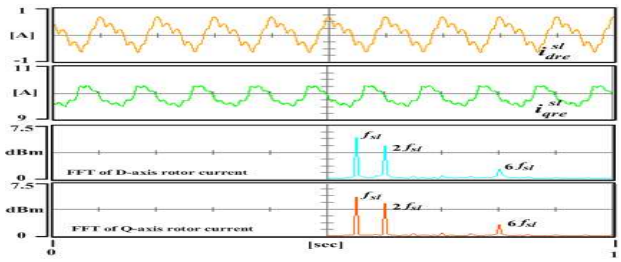

Fig 8. 오차 보상 전 회전자 전류

Fig 9. 는 오차 보상후의 회전자 전류 파형이며 슬립 주파수 1배 및 2배의 맥동성분이 저감된 것을 볼 수 있다.

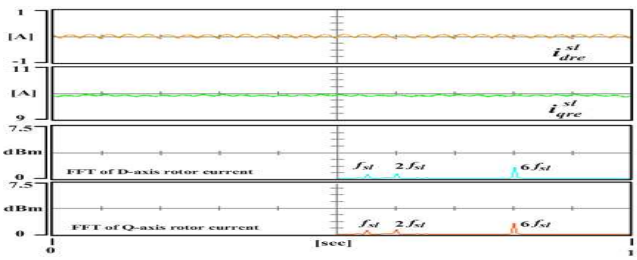

Fig 9. 오차 보상 후 회전자 전류

Fig 10. 은 보상전 전력 파형이며 슬립 주파수의 1배 및 2배의 맥동이 발생하는 것을 볼 수 있다.

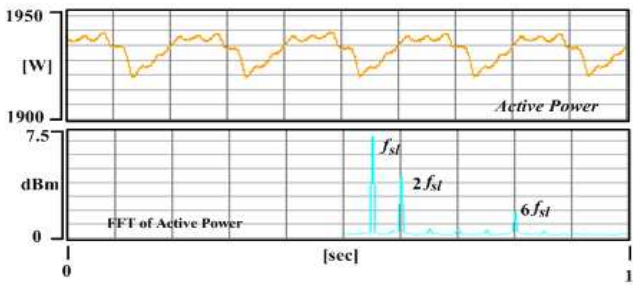

Fig 9. 보상 동작 전 전력 파형

Fig 10. 은 보상 동작 후 전력 파형이다. 슬립 주파수의 1배 및 2배의 맥동성분이 저감된 것을 볼 수 있다

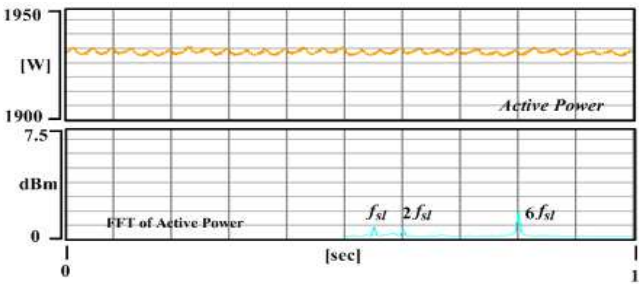

Fig 10. 보상 동작 후 전력 파형

Fig 11. 은 보상 동작 파형이며 각각 옵셋 오차 $\triangle I_{ar}$ = 0.5 , $\triangle I_{br}$ = 0.2 , K_{ar} = 1.1 , K_{br} =0.9,로 수렴해 가는 것을 볼 수 있다

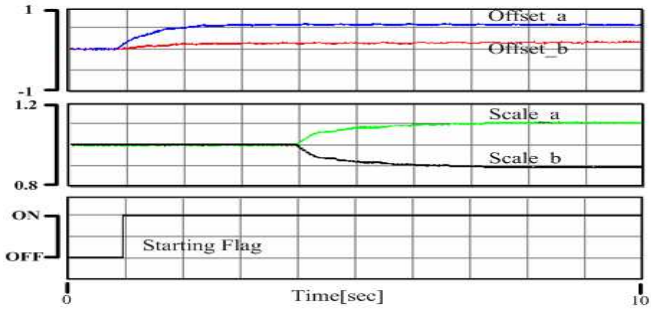

Fig 11. 보상 동작 파형

6. 결 론

본 논문에서는 DFIG의 발전 전력 제어에 있어 전류측정오차가 미치는 영향과 이를 보상하는 방법을 제안하였다.

전류 측정 시 나타나는 옵셋 및 스케일 오차는 발전 전력에 슬립 주파수의 1배 및 2배의 맥동을 발생시켰다. 이를 보상하기 위해 회전자 전류를 각각 슬립 주파수의 한주기와 반주기 적분을 통해 옵셋과 스케일 오차를 검출하여 이를 보상하였다.

제안한 알고리즘의 유용성은 MATLAB 과 실험을 통해 증명하였다.

참 고 문 헌

[1] M. Yamamoto and O.Motoyoshi " Active and Reactive PowerControl for Doubly-Fed Wound Rotor Induction Generator",IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 6, No 4, pp 624-629 Oct 1991

[2] R. Pena, J.C. Clare and G.M. Asher "A Doubly-Fed Induction Generator Using Two Back-to-Back PWM Converters and its Application to Variable Speed Wind Energy System", IEE Proc. Vol. 143, No. 3, pp 231-241, May, 1996

[3] Hofman.W and Okafor.F "Optimal Control Doubly fed Full Controlled Induction Wind Generator with High Efficiency", IECON '01, The 27th annual Conference of the IEEE, Vol.3, No.3, pp.1213-1218, Dec, 2001

[4] F. Colamartino, C. Marchand and A. Razek, "Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servo drive," IEEE Trans. Energy conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 616-621, 1999.

[5] Seung-Ho Song, Jong-Woo Choi and Seung-Ki Sul, "Current Measurements in Digitally Controlled AC Drives," IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 6, pp. 51-62, 2000.

[6] D. W. Chung, and S. K. Sul, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector-Controlled AC Motor Drives,"IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 34, No. 2, pp. 340-345, 1998.

[7] B. H. Lam, S. K. Panda, J. X. Xu and K. W. Lim, "Torque ripple minimization in PM synchronous motor using iterative Learning control,"in proceedings of the 1999 Industrial Electronics Society Annual Conference of the IEEE, vol. 3, pp. 1458-1463, 1999.

[8]Roberto Barro and Ping Hsu, "Torque Ripple Compensation of Induction Motors Under Field Oriented Control," IEEE APEC Conference, Vol. 1, pp.527-533,1997.

[9] Weizhe Qian, S. K. Panda, J. X. Xu, "Reduction of Periodic Torque Ripple in PM Synchronous Motors using Learning Variable Structure Control," IEEE IECON Conf., vol. 2, pp. 1032-1037, 2002.

[10]Han-Su Jung, Jang-Mok Kim, Cheul-U Kim and Cheol Choi "A Diminution of Offset and Scaling erro for the Motor Vector Control" Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on15-18 May 2005 Page(s):551 - 557

[11]R. Pena, J. C. Clare, G. M. Asher, "Doubly fed induction generatorsing back-to-back PWM converters and its application to variablespeed wind-energy generation," IEE Proc.-Electr, Power Appl., Vol.143, No. 3, pp. 231-241, May 1996.

[12]L. Morel, H. Godgroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, "Doubly-fedinduction machine : converter optimization and field orientd control with out position sensor," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 145, no. 4, pp. 360-368, July 1998.

[13] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, and Yo-Chan Son, "Current Measurement Issues in Sensorless Control Algorithm using High Frequency Signal Injection Method," IEEE IAS Annual Meeting ,Vol. 2,pp. 1134 -1141, 2003.