

계통전압 불평형시 DFIG를 이용한 풍력발전 시스템의 동적 모델링 및 제어기법

이솔빈, 김서형, 이교범
아주대학교

An improved control strategy for a DFIG in wind turbine under unbalanced condition

Sol-Bin Lee, Seo-Hyoung Kim, and kyo-Beum Lee
Ajou University

ABSTRACT

본 논문은 계통전압 불평형시 이중여자 유도형 풍력발전기(Doubly Fed Induction Generator-DFIG)의 토크 리플 저감과 dc-link 전압의 맥동을 제거하는 기법을 제안한다. 계통전압 불평형시 DFIG의 동적 모델링을 통해 토크 맥동 성분과 dc-link 전압 리플 성분을 수식화 한다. 유도된 수식을 기반으로 회전자 측 컨버터는 정상분과 역상분을 독립적으로 제어하는 듀얼 전류 제어기를 통해 토크 리플을 저감하며, 계통 측 컨버터는 전력이론을 통해 계산된 보상 전류 지령치를 통해 dc-link 전압 맥동을 제거한다. 3kW급 풍력 발전 시스템에 제안하는 기법을 적용한 시뮬레이션 결과를 통해 타당성을 입증한다.

1.서론

풍력 에너지는 신재생 에너지 중에서 가장 급속도로 증가하고 있는 에너지원이며, 특히 대규모, 대용량 풍력발전 시스템의 수요가 증가되고 있다. 가변속도 타입의 DFIG는 4상한 유효, 무효전력 제어가 가능하며, 컨버터의 크기가 작다는 장점으로 인해 대용량 풍력발전 시스템에 많이 사용되고 있다.

DFIG 풍력발전 시스템은 고정자와 계통이 직접 연결되어 계통 불평형에 큰 영향을 받는다. 한상의 부하가 큰 불평형 부하는 계통 불평형을 유발하며, 비선형 부하는 계통의 고조파를 유발한다. 계통 전압에 작은 불평형이 발생하면 고정자와 회전자에 큰 불평형 전류가 흐르게 된다. 불평형 전류에 의해 발생하는 토크 맥동은 소음을 발생시키고 기어박스과 블레이드 등에 기계적 스트레스를 준다. 또한 계통 측 컨버터 dc 전압에 큰 전압 리플 성분이 존재하여, 회전자 측 컨버터와 계통 측 컨버터 사이의 커패시턴스의 수명을 단축시키는 결과를 초래한다. 본 논문에서는 계통전압 불평형시 DFIG의 모델링을 통해 토크와 dc-link 전압 리플을 저감하는 제어 기법을 제안하고, 시뮬레이션을 통해 제안하는 기법의 타당성을 보인다.^[1]

2.DFIG 풍력발전 시스템

DFIG는 그림 1과 같이 이중여자 유도기로서 고정자단은 계통과 직접 연결되어 있으며, 회전자단은 back-to-back 컨버터를 통해 계통과 연결되어 있다. 회전자 측 컨버터는 고정자 유효, 무효전력을 제어하며 계통 측 컨버터는 DC 전압을 일정하게

유지시킨다.

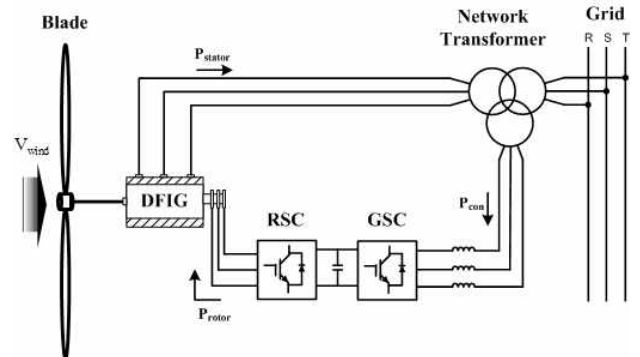


그림 1. 이중여자 유도형 풍력발전 시스템
Fig. 1. Wind turbine system with Doubly fed induction generator.

2.1 DFIG 모델링

DFIG 풍력발전 시스템은 임의의 기준좌표계에서 다음과 같이 모델링 할 수 있다.^[2]

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\lambda_s}{dt} + jw\lambda_s \quad (1)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\lambda_r}{dt} + j(w - w_r)\lambda_r \quad (2)$$

$$\lambda_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs}, \lambda_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} \quad (3)$$

$$\lambda_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds}, \lambda_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs}$$

$$\lambda_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr}, \lambda_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr}$$

$$L_r = L_{lr} + L_m, L_s = L_{ls} + L_m$$

불평형 계통 전압이 인가시 전압과 전류, 자속은 정상분과 역상분, 영상분으로 분리할 수 있다. 정상분과 역상분은 low pass filter, notch filter, band pass filter 또는 delay signal cancellation를 통해 분리한다.^[3]

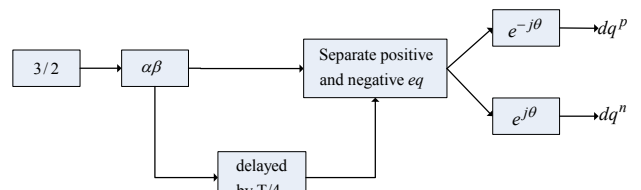


그림 2. 정상분 역상분 검출 블록도
Fig. 2. Separated positive and negative sequences

Delay signal cancellation 방법의 블록도는 그림 2와 같으며 추가적인 필터가 필요 없어 정확하고 빠르게 정상분과 역상분으로 분리 할 수 있는 장점이 있어 본 논문에서는 delay signal cancellation 방법을 사용한다.

2.2 DFIG 토크 및 전력

DFIG의 고정자는 계통과 직접 연결되어 있으므로 고정자 자속은 일정 하다고 가정하였을 때 고정자 자속 기준 좌표계에서 전력과 토크는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S = P_s + jQ_s = \frac{3}{2} V_s I_s^* \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_s} \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{qs} i_{dr} - \lambda_{ds} i_{qr}) \quad (5)$$

그러나 계통전압이 불평형인 경우 정상분에 의한 자속과 역상분에 의한 자속으로 인하여 고정자 전체 자속이 타원형태로 왜곡된다. 따라서 자속이 1주기동안 2번의 최대값과 최소값을 갖기 때문에 토크와 전력은 계통 주파수의 2배의 리플성분이 존재한다.

3. DFIG의 회전자 축 컨버터 및 계통축 컨버터 제어

3.1 회전자축 컨버터 제어

계통전압이 불평형시 고정자 전력과 토크는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.^[4]

$$P_s = P_{s0} + P_{ssin2} \sin(2\theta_s t) + P_{socos2} \cos(2\theta_s t) \quad (6)$$

$$Q_s = Q_{s0} + Q_{ssin2} \sin(2\theta_s t) + Q_{socos2} \cos(2\theta_s t)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_s} \frac{L_m}{L_s} (T_{e0} + T_{esin2} \sin(2\theta_s t) + T_{ecos2} \cos(2\theta_s t)) \quad (7)$$

여기서

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ P_{socos2} \\ P_{ssin2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd}^p & v_{sq}^p & v_{sd}^n & v_{sq}^n \\ v_{sd}^n & v_{sq}^n & v_{sd}^p & v_{sq}^p \\ v_{sd}^n - v_{sd}^p & v_{sq}^n - v_{sq}^p & v_{sd}^p & v_{sq}^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^p \\ i_{sq}^p \\ i_{sd}^n \\ i_{sq}^n \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Q_{s0} \\ Q_{socos2} \\ Q_{ssin2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd}^p - v_{sq}^p & v_{sd}^n - v_{sq}^n \\ v_{sd}^n - v_{sd}^p & v_{sq}^p - v_{sq}^n \\ -v_{sd}^n - v_{sd}^p & v_{sq}^p - v_{sq}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^p \\ i_{sq}^p \\ i_{sd}^n \\ i_{sq}^n \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} T_{e0} \\ T_{ecos2} \\ T_{esin2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{sq}^p - \lambda_{sd}^p & \lambda_{sq}^n - \lambda_{sd}^n \\ -\lambda_{sd}^n - \lambda_{sq}^n & \lambda_{sd}^p & \lambda_{sq}^p \\ \lambda_{sq}^n - \lambda_{sd}^n & \lambda_{sq}^p - \lambda_{sd}^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^p \\ i_{rq}^p \\ i_{rd}^n \\ i_{rq}^n \end{bmatrix}$$

식 [6]-[7]에서 알 수 있듯이 회전자 정상분, 역상분 전류를 통해 고정자 유효전력, 무효전력과 토크를 제어할 수 있다. 그러나 유효전력과 무효전력 토크의 리플을 동시에 '0'으로 제어할 수 없다. 본 논문에서는 토크 리플을 저감하기 위해서 T_{ecos2} 와 T_{esin2} 성분을 '0'으로 만들도록 회전자 전류를 제어 한다. 또한 역률을 1로 만들기 위하여 무효전력을 0이 되도록 회전자 전류 지령치를 생성한다.^{[5]-[6]}

회전자축 컨버터의 전체 제어 블록도는 그림 3과 같다.

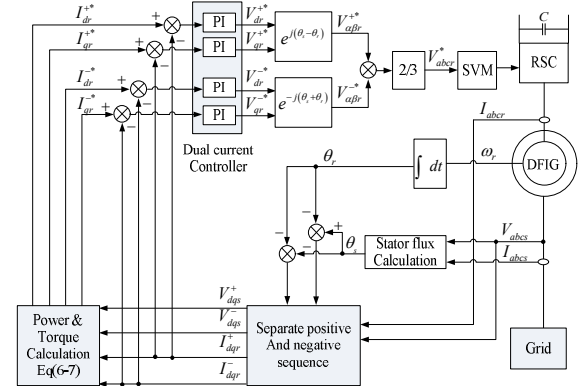


그림 3. 회전자 축 컨버터 제어 블록도

Fig. 3. Schematic block diagram of the proposed strategy in RSC

3.2 계통축 컨버터 제어

계통 전압에 불평형이 발생할 경우 dc-link 전압은 다음과 같다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_g}{V_{dc}} - \frac{P_r}{V_{dc}} \quad (8)$$

여기서

$$P_g = P_{g0} + P_{gsin2} \sin(2\theta_e t) + P_{gocos2} \cos(2\theta_e t) \quad (9)$$

$$P_r = P_s - P_e = P_{s0} - P_{e0} + (P_{ssin2} - P_{esin2}) \sin(2\theta_e t) + (P_{socos2} - P_{ecos2}) \cos(2\theta_e t)$$

식(8),(9)을 dc인 성분과 ac성분으로 나눠서 다시 정리하면 다음과 같다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} V_{dc} = (P_{g0} - P_{r0}) + (\tilde{P}_{g0} - \tilde{P}_{r0}) \quad (10)$$

식(10)에서 알 수 있듯이 전압 리플은 다음과 같다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} V_{dc} = (\tilde{P}_{g0} - \tilde{P}_{r0}) \quad (11)$$

따라서 dc전압 리플을 저감하기 위해서는 $P_g = P_r$ 이어야 한다. 만약 회전자축 컨버터에서 회전자 전력을 0으로 만들도록 제어를 하고, 계통축 컨버터는 계통축 컨버터 유효전력 리플 성분을 0으로 제어하면 dc-link 전압은 리플성분을 가지지 않는다. 그러나 회전자축 컨버터는 토크 리플을 저감하도록 제어하기 때문에 회전자 전력은 리플성분이 존재한다. 따라서 GSC는 회전자 유효전력과 맥동까지 같은 값을 가지도록 제어하여야 한다.

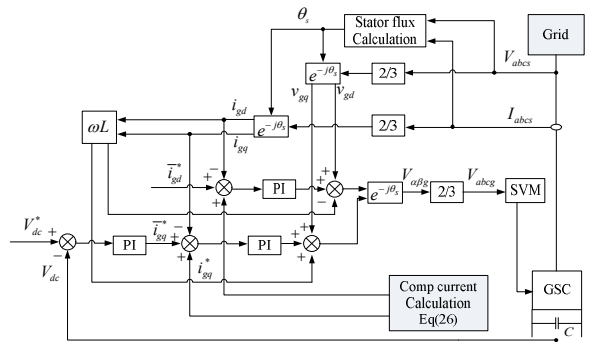


그림 4. 계통축 컨버터 제어 블록도

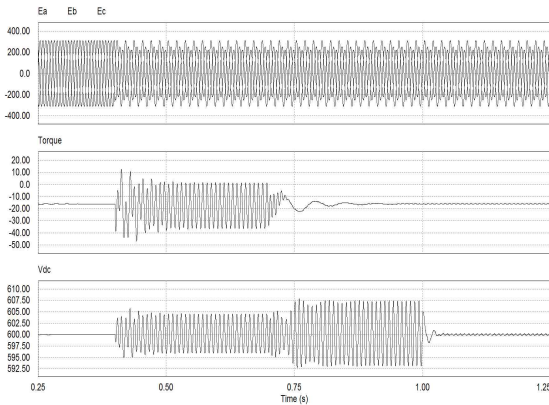
Fig. 4. Schematic block diagram of the proposed strategy in GSC

전력이론을 사용한 교류 보상전류를 식으로 나타내면 다음과 같다.

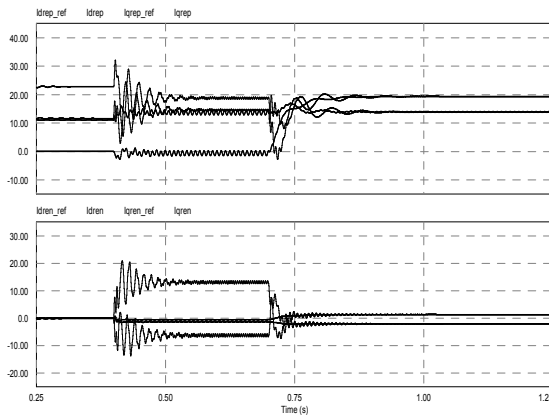
$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{gd_comp} \\ \hat{V}_{gq_comp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{gd} & v_{gq} \\ -v_{gq} & v_{gd} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{f}_{g0} - \hat{f}_{r0} \\ \hat{G}_{g0} - \hat{G}_{r0} \end{bmatrix} \quad (12)$$

GSC의 전체적인 제어 블록도는 그림 4과 같다.

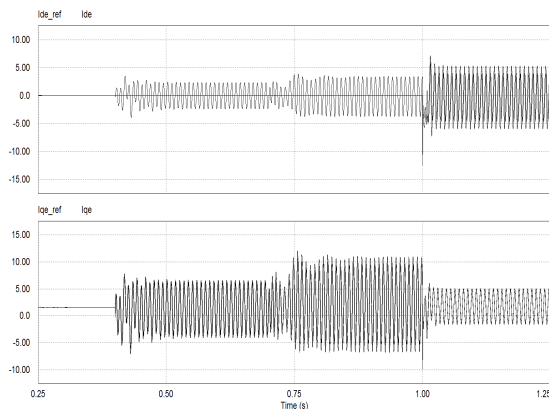
4. 시뮬레이션 결과



(a) 계통전압, 토크, dc-link 전압



(b) 정상분 역상분 회전자 전류



(c) 계통 측 컨버터 d-q 전류 지령치와 실제값

그림 5 계통 전압 불평형시 제안하는 알고리즘을 적용한 시뮬레이션 결과

Fig.4 Simulation results applied the proposed strategy.

제안하는 계통전압 불평형시 DFIG 제어 기법의 타당성을 입증하기 위해 PSIM을 이용하여 검증하였다. 이중여자 유도형 풍력발전기의 정격은 3KW, 380V, 60Hz, 4극이고 기기상수는 $R_s=0.61\Omega$, $R_r=0.65\Omega$, $L_s=67.6mH$ 그리고 $L_m=63.9mH$ 이다.

계통전압은 0.4초까지 380V,60Hz로 평형전압을 인가하였으며, 0.4에서 b상은 10%감소된 전압, c상 전압은 20%감소된 불평형 전압을 인가하였다. 0.7초까지는 불평형을 고려하지 않은 일반적인 제어 방법이며, 0.7초부터 1초까지는 토크 리플 저감을 위한 회전자 측 컨버터 제어이다. 1초부터 1.25초까지는 토크 리플을 저감을 위해 회전자 측 컨버터를 제어 하면서 dc-link 전압 리플 저감을 위해 계통측 컨버터를 제어 한 과정이다. 0.7초부터 회전자 측 컨버터를 제어 하였을 때 토크 리플이 저감되었으나 dc-link 전압은 리플 성분을 가지고 있다. 1초부터 계통 측 컨버터를 회전자측 컨버터와 같이 제어 하였을 때 토크 리플은 물론 dc-link 전압의 리플까지 저감된 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 계통전압에 불평형이 발생했을 때, DFIG를 이용한 풍력발전 시스템에서 토크 리플과 dc-link 전압의 리플을 저감하기 위한 제어 기법을 제안하였다. 제안하는 제어 기법은 회전자측 컨버터는 회전자 전류를 정상분과 역상분으로 분리하여 토크 리플을 줄이도록 제어하며, 계통 측 컨버터는 전력이론을 사용하여 보상전류를 계산하여 dc-link 전압 리플을 줄이도록 제어하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 제안하는 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

이 논문은 지식경제부 3상 AC/DC/AC 컨버터의 고장진단 및 고장허용 제어기술 개발 사업의 예산지원 (209-C-000-220)을 받아 작성되었으며, 연구비 지원에 깊은 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] T. Ackermann, Wind Power in Power Systems, vol. I. John. Wiley and Sons, 2005, p. 58.
- [2] A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza, and Jose Ramon Saenz, "Modeling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 18, no. 2, pp. 194-204, 2003, June.
- [3] J. Svensson and G. Saccomando, "Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage," in Proc. Ind. Appl. Conf, 36th IAS Annu. Meeting, 2001, vol. 4, pp. 2419 - 2424
- [4] F. M. Hughes, O. Anaya-Lara, N. Jenkins and G. Strbac, "Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines under Unbalanced Network Conditions," IEEE Trans. Power Systems, Vol. 20, No. 4, pp 1958-1966, 2005, Nov.
- [5] 장정익, 이동춘, "불평형 계통전압시 풍력발전용 이중여자 유도발전기의 전력제어", 2006년도 전력전자학술대회 논문집, 2006. 6, pp. 274-276.
- [6] H. S. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 46, No. 5, pp. 953-959, 1995, Oct.