

가변속 풍력 발전용 영구자석형 동기발전기의 SDRE 기반 준최적 비선형 제어기 설계

SDRE Based Near Optimal Controller Design of Permanent Magnet Synchronous Generator for Variable-Speed Wind Turbine System

박 형 무, 최 한 호*
(Hyung-Moo Park¹ and Han Ho Choi^{1,*})

¹Division of Electronics and Electrical Engineering, Dongguk University-Seoul

Abstract: In this paper, we propose a near optimal controller design method for permanent magnet synchronous generators (PMSGs) of MW-class direct-driven wind turbine systems based on SDRE (State Dependent Riccati Equation) approach. Using the solution matrix of an SDRE, we parameterize the optimal controller gain. We present a simple algorithm to compute the near optimal controller gain. The proposed optimal controller can enable PMSGs to precisely track the reference speed determined by the MPPT algorithm. Finally, numerical simulation results are given to verify the effectiveness of the proposed optimal controller.

Keywords: SDRE (State Dependent Riccati Equation), wind turbine, permanent magnet synchronous generator, optimal control

I. 서론

풍력발전은 여타 신재생에너지원들 가운데 화력발전에 근접할 정도로 경제성에서 비교우위를 점한다[1]. 이에 많은 기술자와 과학자들의 지속적인 관심과 연구개발을 통해 현재는 양방향 컨버터를 이용한 고효율과 낮은 유지 보수비 및 광범위한 운전 범위의 장점을 보여주는 가변속 방식의 영구자석형 동기발전기(PMSG: Permanent Magnet Synchronous Generator)를 사용한 풍력발전시스템이 널리 사용되고 있다. 가변속 PMSG 풍력터빈의 운전은 정격풍속 이상에서는 기계적 전기적인 고장 방지를 위해 블레이드의 피치각을 제어하여 발전기 출력을 정격전력으로 제한시키고 정격풍속 이하의 영역에서는 피치각을 0으로 하고 항상 최대전력을 발생시키도록 하는 최대전력점을 추종하게 풍력발전기의 전기적인 회전속도의 기준값을 설정한다. 가변속 풍력발전시스템용 PMSG가 이처럼 설정된 회전속도의 기준값을 추종하도록 하기위하여 일반적으로 PI 제어기가 널리 사용되고 있다. 그러나 PI 제어기는 선형 제어방식이므로 비선형적인 특성을 갖는 PMSG의 제어에 만족스러운

성능을 갖도록 설계 하기가 힘들며 파라미터나 풍속의 변화가 있는 조건 하에서 제어시스템의 안정도뿐만 아니라 견실한 제어 성능을 보장할 수 없다. 이에 PMSG의 비선형을 고려한 속도제어기를 설계하기 위하여 여러 제어이론이 제시되고 있다[2-4,11].

일반적으로 제어기의 설계 문제는 제어입력과 상태오차 값 사이의 트레이드오프를 고려해야 하는데 선형시스템의 경우에는 LQ 제어기 설계방법을 통해 쉽게 최적제어기를 얻을 수 있다. 하지만 PMSG의 경우는 비선형이라 전통적인 LQ 제어기 설계법에 의한 최적 제어기의 설계가 불가능하다. 본 논문에서는 최근 개발되어[5-7,10]에서처럼 비선형 시스템을 위한 LQ 성능을 고려한 최적 제어기 설계에 성공적으로 사용된 SDRE (State Dependent Riccati Equation) 접근법에 기반하여 메가와트급 직접구동형 가변속 풍력발전용 PMSG의 준최적 속도 제어기 설계 방법을 제안한다. SDRE의 해행렬을 사용하여 최적 제어기의 이득을 매개변수화한다. 제어기 이득을 계산하기 위한 간단한 알고리즘을 제안한다. 제안된 최적제어기는 영구자석형 동기발전기가 MPPT 알고리즘에 의해 결정된 기준 속도를 정확하게 추종할 수 있도록 함을 Matlab/Simulink로 구현한 시뮬레이션 모델을 통해 보인다.

* Corresponding Author

Manuscript received May 28, 2014 / revised November 14, 2014 / accepted December 9, 2014

박형무, 최한호: 동국대학교 전자전기공학부

(parkhm@dongguk.edu/hhchoi@dongguk.edu)

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(2012R1A1A2001439). 또한 이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구사업(No. 2014R1A2A1A11049543). 본 논문은 중소기업청에서 지원하는 2013년도 산학협력 기술개발사업(No. C0143988)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

II. 풍력발전시스템의 수학적 모델

PMSG를 사용한 메가와트급 직접구동방식의 풍력발전시스템은 풍력터빈, PMSG, PWM컨버터, 제어기, 계통연계인버터 등으로 구성된다. 풍속에 의해 풍력터빈의 블레이드가 회전하여 기계적인 토크가 발생되고 이는 PMSG로 공급되고 발전기측 PWM컨버터에 의해 직류의 전기에너지로 변환된다. 이때 제어기는 발전기측의 PWM컨버터가 최적의

출력이 발생되도록 설정된 기준 회전자 속도를 추종하도록 하는 역할을 수행한다. 계통연계 인버터는 발전기측 PWM 컨버터를 거쳐 변환된 직류를 교류로 변환하여 계통에 공급한다. 본 논문에서는 풍력터빈, PMSG, PWM 컨버터, 제어기로 이루어진 발전기측의 시스템만을 고려한다.

1. 풍력터빈의 수학적 모델

풍속과 관련된 기체역학적인 파워는 다음처럼 주어진다.

$$P_m = 0.5 \rho \pi R_d^2 V_w^3 C_P(\lambda, \beta) \quad (1)$$

여기에서 ρ 는 공기밀도, R_d 는 블레이드의 반지름, β 는 피치각, λ 는 블레이드 침단의 풍속과 터빈의 회전속도 비율인 주속비로 풍력터빈의 회전속도 ω_m 에 따라 결정되며, C_p 는 전력계수로 바람이 가진 최대에너지에 대하여 풍력발전기가 이용할 수 있는 에너지의 비율로 주속비 λ 와 플레이드의 피치각 β 에 의해 결정된다. 풍력에 의해 발생된 파워 P_m 과 토크 T_m 의 관계는 다음처럼 표현된다.

$$P_m = T_m \omega_m$$

2. PMSG의 수학적 모델

본 논문에서 고려하는 PMSG는 다음의 3차 비선형 동역학식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_e &= -k_1 i_{qs} - k_2 \omega_e + k_3 T_m \\ \dot{i}_{qs} &= -k_4 i_{qs} + k_5 \omega_e - k_6 V_{qs} - \omega_e i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} - k_6 V_{ds} + \omega_e i_{qs} \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 ω_e 는 회전자의 전기적인 회전속도, i_{qs} 는 q축 전류, i_{ds} 는 d축 전류, V_{qs} 는 q축 입력전압, V_{ds} 는 d축 입력전압, k_i 는 PMSG의 파라미터들인 극수(p), 고정자 저항(R_s), 고정자 인덕턴스(L_s), 회전 관성(J), 마찰계수(B), 영구자석 자속(λ_m) 값에 따라 결정되는 상수들이다.

PMSG의 출력전력 P_g 와 출력토크 T_e 의 관계는 마찰손실을 무시하면 다음처럼 표시할 수 있다.

$$P_g = T_e \omega_m = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{qs} \omega_m \quad (3)$$

3. 풍속의 수학적 모델

그림 2처럼 풍속 모델은 연간 평균풍속 성분(V_m)과 급격하게 변화하는 난류성 성분(V_t)의 합으로 표현할 수 있다. 풍속의 난류성 성분 V_t 는 백색잡음을 기본요소로 하여 이를 성형필터를 통해 얻어진 값과 평균풍속 V_m 에 비례상수 k_σ 를 곱해 구해진 값을 합하여 보정된 형태로 그림 2처럼 구해진다. 본 논문에서는 성형필터는 [9]등의 논문에서 많이 쓰이는 다음의 Nichita 모델 [1]을 사용한다.

$$W(s) = K_F \frac{(0.4 T_F s + 1)}{(T_F s + 1)(0.25 T_F s + 1)} \quad (4)$$

여기에서 K_F 는 필터이득이며 T_F 는 모델의 시정수이다.

III. 풍력발전기의 제어기 설계

풍력터빈의 제어기는 그림 1에 보여진 것처럼 피치제어

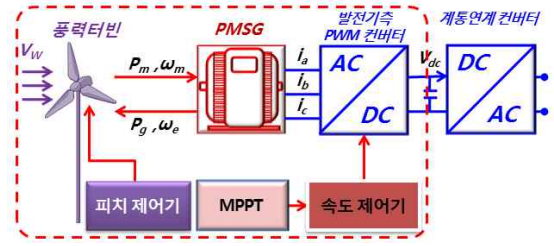


그림 1. PMSG형 풍력터빈의 구성도.

Fig. 1. Configuration of a wind turbine using PMSG.

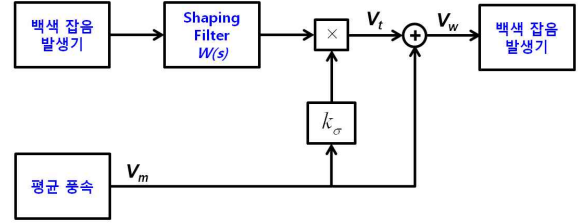


그림 2. 풍속 모델.

Fig. 2. Wind speed model.

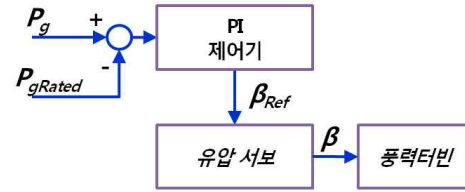


그림 3. 피치각 제어기.

Fig. 3. Pitch angle controller.

기, 최대전력점추종(MPPT: Maximum Power Point Tracking) 파트, 속도 제어기의 3개로 구성된다.

1. 피치각 제어기

정격전력 이하에서는 블레이드의 피치각 β 를 0도로 유지해도 되지만 정격풍속 이상의 구간에서는 기계적 혹은 전기적인 고장이 유발될 수 있어 블레이드의 피치각 β 를 제어하여 발전기 출력 P_g 을 정격전력 P_{gRated} 이하로 제한시킬 필요가 있다. 본 논문에서는 일반적으로 가장 많이 사용되는 그림 3과 같은 PI 형태의 피치각 제어기를 사용할 것이다.

2. MPPT

풍력터빈에 의해 발생하는 전력 P_m 은 식 (1)에서 보여진 것처럼 풍속과 회전자 속도의 함수이며 회전자 속도에 따라 최대의 전력을 발생시키는 최적의 주속비 λ_{opt} 가 존재하고 이에 따른 최대 전력계수 C_{pmax} 값이 존재한다. 따라서 이전 결과를 참조하여 최대의 전력을 추출하는 발전기 회전자 속도의 기준값 ω_d 를 최적의 주속비 λ_{opt} 와 최대 전력계수 C_{pmax} 값, 그리고 측정된 발전기 출력전력값 P_g 를 이용하여 다음처럼 설정할 수 있다.

$$\omega_d = \frac{p}{2} \sqrt[3]{\frac{P_g}{K_{pmax}}} = \frac{p \lambda_{opt}}{2 R_d} \sqrt[3]{\frac{2 P_g}{\rho \pi R_d^2 C_{pmax}}} \quad (5)$$

여기에서 $K_{pmax} = \rho\pi R_d^5 C_{pmax} / (2\lambda_{opt}^3)$. 결국 식 (5)에 따라 풍력발전기의 전기적인 회전속도를 추종하도록 하면 주어진 풍속에 대하여 최대전력을 추출할 수 있다.

3. 제안된 SDRE 기반 속도 제어기

최대전력을 추출할 수 있는 기준 회전속도 ω_d 를 추종하기 위해 본 논문에서는 SDRE 기반 제어기를 고려한다.

이전 결과 [9]를 참조하여 다음을 가정할 것이다.

가정 1: $\dot{\omega}_d = \ddot{\omega}_d = \dot{T}_m = 0$.

가정 2: d축 기준전류값 i_{dsd} 는 0이다 (즉 $i_{dsd} = 0$).

전기적인 회전속도 ω_e 와 기준 회전속도 ω_d 의 오차 적분값을 $e_1 = \int_0^t (\omega_e - \omega_d) d\tau$ 라고 할 것이다. q축 기준 전류값 i_{qsd} 을 다음처럼 정할 것이다.

$$i_{qsd} = \frac{1}{k_1} (-k_2 \omega_d - \dot{\omega}_d + k_3 T_m) = \frac{1}{k_1} (-k_2 \omega_d + k_3 T_m) \quad (6)$$

이는 $\dot{i}_{qsd} = 0$ 을 의미함에 유의해야 한다. $e_2 = \omega_e - \omega_d$, $e_3 = i_{qs} - i_{qsd}$, $e_4 = i_{ds} - i_{dsd} = i_{ds}$ 라하고 제어입력 전압 V_{qs} 와 V_{ds} 를 다음처럼 나누자.

$$V_{qs} = \frac{1}{k_6} (u_q + u_{qf}), \quad V_{ds} = \frac{1}{k_6} (u_d + u_{df}) \quad (7)$$

여기에서 u_{df}, u_{qf} 는 피드백입력으로 설계될 것이고 u_q, u_d 는 다음처럼 정의된다.

$$\begin{aligned} u_q &= -k_4 i_{qsd} + k_5 \omega_e - \omega_d i_{ds} \\ u_d &= \omega_e i_{qs} \end{aligned} \quad (8)$$

그러면 다음의 단순화된 오차방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{e} = A(e)e + Bu \quad (9)$$

여기에서 $e = [e_1, e_2, e_3]^T, u = [u_{qf}, u_{df}]^T$, 그리고

$$A(e) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -k_2 & -k_1 & 0 \\ 0 & 0 & -k_4 & -e_1 \\ 0 & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

본 논문에서는 다음의 LQ 성능지수를 고려할 것이다.

$$J = \int_0^\infty [e^T Q e + u^T R u] dt \quad (11)$$

여기에서 $Q > 0$ 은 4×4 행렬이고 $R > 0$ 은 2×2 행렬이다. 그러면 이전의 SDRE 접근법 [5-7]에 따라 (11)의 LQ 성능지수는 다음의 비선형 제어기에 의해 최소화됨을 보일 수 있다.

$$u = -K(e)e = -\frac{1}{r} B^T P(e)e \quad (12)$$

여기에서 $P(e)$ 는 다음의 SDRE를 만족시키는 4×4 양한정 해 행렬이다.

$$P(e)A(e) + * - P(e)BR^{-1}B^T P(e) = -Q \quad (13)$$

그리고 *는 행렬의 대칭성으로부터 유추될 수 있는 블록행렬값이다. 모든 e 에 대하여 $(A(e), B, \sqrt{Q})$ 는 제어가능하고 관측가능하므로 [5-7]을 참조하여 SDRE (13)의 해가 항상 존재함을 보일 수 있다. 그리고 다음의 안정도 정리를 얻을 수 있다.

정리 1: 비선형 시스템 (9)와 제어기 (12)의 폐회로 시스템은 지수함수적으로 안정하다.

증명: [5-7]를 참조하면 쉽게 안정성을 증명할 수 있다. $A(e)$ 는 다음처럼 상수행렬 A_0 와 섭동행렬 $\Delta A(e)$ 의 합으로 표현할 수 있다.

$$A(e) = A_0 + \Delta A(e) \quad (14)$$

여기에서

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -k_2 & -k_1 & 0 \\ 0 & 0 & -k_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, \Delta A(e) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -e_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

다음의 리카치 방정식을 고려하자.

$$P_0 A_0 + * - P_0 B R^{-1} B^T P_0 = -Q \quad (16)$$

위의 리카치 방정식에서 (A_0, B, \sqrt{Q}) 가 안정가능하며 관측가능하기 때문에 최적제어 이론으로부터 우리는 (16)식은 유일한 양한정 해행렬이 존재하며 $A_0 - B R^{-1} B^T P_0$ 는 항상 안정함을 알 수 있다. (13)에 주어진 SDRE의 해 $P(e)$ 는 상수행렬 P_0 와 상태에 의존하는 행렬 $\Delta P(e)$ 의 합인 형태로 $P(e) = P_0 + \Delta P(e)$ 와 같이 표현할 수 있다. 마찬가지로 상태에 의존하는 이득 행렬도 $K(e) = K_0 + \Delta K(e)$ 로 나타낼 수 있다. 여기에서 $\Delta K(e) = R^{-1} B^T \Delta P(e)$, $K_0 = R^{-1} B^T P_0$ 이다. 위에 주어진 식들을 사용해서 폐회로 제어 시스템을 다음처럼 표현할 수 있다.

$$\dot{e} = (A_0 - B K_0)e + h_c(e)$$

여기에서 $h_c(e)$ 는 섭동성분으로 다음처럼 정의된다.

$$h_c(e) = h_0(e)e, \quad h_0(e) = \Delta A(e) - B \Delta K(e)$$

$\Delta A(e)$ 와 $\Delta P(e), \Delta K(e)$ 는 $\|e\| \rightarrow 0$ 일 때 0에 수렴하므로 주어진 양수 ρ_c 에 대하여 다음을 만족하는 양수 δ_c 가 존재함을 의미한다.

$$\|h_0(e)\| \leq \rho_c \|e\|, \quad \forall \|e\| \leq \delta_c$$

만약 초기값들이 $\|e(0)\| \leq \delta_0 \leq \delta_c$ 를 만족시키면 제어시스템의 해는 $A_0 - B K_0$ 가 안정하므로 어떤 양수 ζ_c, β_c 에 대하여 다음이 만족됨을 보일 수 있다.

$$\|e(t)\| \leq \zeta_c e^{-(\beta_c - \rho_c \zeta_c)t} \|e(0)\|$$

결국 $\beta_c < \rho_c \zeta_c, \delta_0 < \delta_c / \zeta_c$ 를 만족시키도록 δ_0, ρ_c 를 정하고 초기조건을 $\|e(0)\| \leq \delta_0$ 이 만족되도록 하면 $\|e(t)\| \leq \delta_c$ 가

성립하고 시간이 무한대로 가면 상태 $e(t)$ 가 지수함수적으로 0에 수렴하게 됨을 의미한다. Q.E.D.

식 (15)에 주어진 섭동 행렬 $\Delta A(e)$ 는 다음처럼 고쳐 쓰일 수 있다.

$$\Delta A(e) = Fe_2 \quad (17)$$

여기에서 F 는 상수행렬로 다음처럼 주어진다.

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

이전 결과 [5-7]를 참조해서 임시변수 ϵ 를 도입하여 $A(x) = A_0 + \epsilon e_1 F$ 로 표현하자. SDRE (13)의 해를 Taylor급 수 형태로 임시변수 ϵ 를 활용하여 다음을 얻을 수 있다.

$$P(e) = \sum_{i=0}^{\infty} \epsilon^i e_2^i P_i \quad (19)$$

여기에서 P_i 는 상수의 대칭행렬이다. (17)-(19)를 SDRE (13)에 대입하여 다음을 얻을 수 있다.

$$\left(\sum_{i=0}^{\infty} \epsilon^i e_2^i P_i \right) (A_0 + \epsilon e_2 F) + * - \left(\sum_{i=0}^{\infty} \epsilon^i e_2^i P_i \right) B R^{-1} B^T \left(\sum_{i=0}^{\infty} \epsilon^i e_2^i P_i \right) = -Q$$

ϵe_2 의 같은 승수들끼리 모아 정리해서 비교를 통해 P_i 를 구하는 다음과 같은 반복적인 알고리즘을 구할 수 있다.

$$P_0 A_0 + * - P_0 B R^{-1} B^T P_0 + Q = 0 \quad (20)$$

$$P_1 (A_0 - B R^{-1} B^T P_0) + P_1 F + * = 0 \quad (21)$$

⋮

$$P_i (A_0 - B R^{-1} B^T P_0) + P_{i-1} F + * - \sum_{j=1}^{i-1} P_j B R^{-1} B^T P_{i-j} = 0 \quad (22)$$

(20)은 주어진 쌍 (A_0, B) 에 대한 리카치 방정식이다. 또한 (21)부터 (22)는 일군의 리아푸노프 방정식들이다. 이전 결과 [5-7]에 의해 (A_0, B, \sqrt{Q}) 가 안정가능하며 관측가능하기 때문에 위의 반복적인 알고리즘은 SDRE (13)의 해로 수렴됨을 보장받을 수 있다. 위의 수식 (20)-(22)는 $P(e)$ 를 한 개의 리카치 방정식과 여러 개의 상수 리아푸노프 방정식을 풀어 구한 상수 행렬들 P_i 를 사용해서 근사화할 수 있음을 뜻한다. 결국 (12)를 근사화한 준최적 제어기는 다음처럼 주어진다.

$$u = u_N = -R^{-1} B^T \sum_{i=0}^N e_2^i P_i x = -\sum_{i=0}^N e_2^i K_i e \quad (23)$$

여기에서 $K_i = R^{-1} B^T P_i$ 이며 P_i 는 (20)-(22)를 통해 계산된 해행렬들이며, N 은 미리 계산된 일군의 방정식들의 개수를 의미한다.

만약 $N=0$ 으로 하면 (23)의 제어 입력은 다음처럼 단순화된다.

$$u = u_0 = -R^{-1} B^T P_0 e = -K_0 e \quad (24)$$

여기에서 P_0 는 리카치 방정식 (20)의 해이다. 위의 제어기 (24)는 다음과 같은 $e=0$ 부근에서 비선형 오차 방정식 (9)를 선형화해서 얻어지는 선형 시불변 시스템에 대하여 LQ 성능지수 (11)를 최소화하는 선형 최적제어기로 기존의 선형적인 PI 방법과 매우 유사한 방법으로 간주할 수 있다.

$$\dot{e} = A_0 e + B u \quad (25)$$

주 1: (23)의 제어기 이득행렬 P_i 는 다음과 같이 Matlab 명령어 care와 lyap를 사용해서 쉽게 구할 수 있다.

```
P0=care(A0,B,Q,R); Q1=P0*F+F'*P0;
A1=A0-B*inv(R)*B'*P0;
:
Pi=lyap(Ai,Qi);
```

여기에서 P_j 는 $P_j(j=0,1,\dots,N)$ 를 A_0, B, Q, R, F 는 A_0, B, Q, R, F 를 각각 나타낸다.

IV. 시뮬레이션을 통한 검증

제안된 비선형 최적 속도제어기의 성능을 검증하고자 가장 일반적인 시뮬레이션 도구 중 하나인 Matlab/Simulink를 이용하였다. 이를 위해 이전 결과들을 참조 하여 시뮬레이션 파라미터값들을 표 1처럼 하였다. 그림 4는 제안된 비선형 최적 속도 제어기의 성능을 검증하기 위한 풍력터빈 시스템의 블록선도를 보여준다. 스위칭 손실과 전류리플을 고려하여 본 논문에서는 500[Hz]의 스위칭 주파수가 사용되었으며 공간전압벡터(SV: Space Vector) PWM 방식이 사용되었다.

주어진 파라미터값에 대하여 앞 장의 주1에 주어진 알고리즘을 통해 이득행렬들을 구할 수 있다. 이전의 [6,7]등의

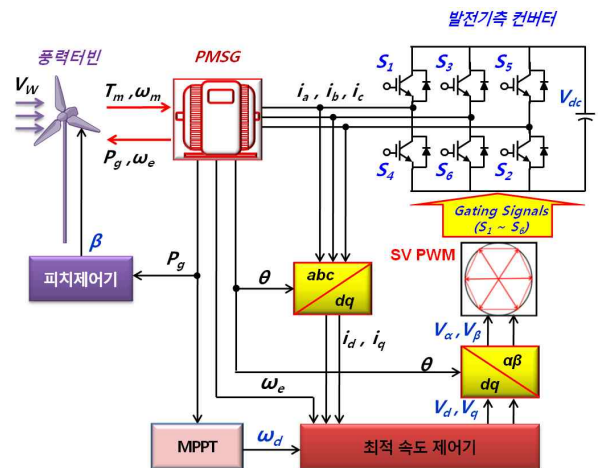


그림 4. 제안된 풍력터빈 제어시스템의 블록선도.
Fig. 4. Block diagram of proposed wind turbine control system.

표 1. 시뮬레이션 변수들.

Table 1. Simulation parameters.

정격풍속	12[m/s]	ρ	1.205[kg/m ²]
최대풍속	25[m/s]	R_d	35[m]
최소풍속	4m/s]	C_{pmax}	0.4412
k_σ	0.16	K_{pmax}	0.191[MW/(rad/s) ³]
V_m	12[m/s]	T_F	520/12
K_F	611.2	J	2.525 × 10 ⁶ [kg · m ²]
λ_m	136[Wb]	B	0.001[N · m · s/rad]
L_s	0.2504[H]	R_s	0.08[Ω]
p	22	-	-

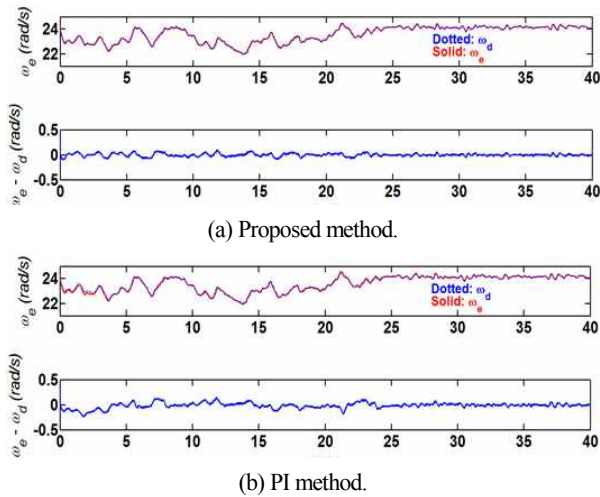


그림 5. 시뮬레이션 결과.

Fig. 5. Simulation result.

논문에서 $N=1$ 로 하여도 좋은 성능을 내고 덜 복잡하므로 본 논문에서도 $N=1$ 로 하였다. 제안된 비선형 최적 속도 제어기의 성능을 검증하고자 가장 일반적인 시뮬레이션 도구 중 하나인 Matlab/Simulink를 이용하였다. 본 논문에서는 난류성 성분을 포함한 풍속 모델 하에서 제안된 비선형 최적 제어기와 기존의 PI 제어기에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 본 논문에서는 제안된 속도제어기의 강인성을 검증하기 위하여 난류성 성분을 포함한 풍속하에서 PMSG의 일부 파라미터 R_s, L_s, J 가 200[%] 정격값에 비해 200% 변동하는 경우에 대한 응답 특성을 보여준다. 그림 5는 제안된 비선형 최적제어방식과 기존의 PI 제어방식과의 성능을 비교하기 위한 시뮬레이션 결과이다. 본 논문에서 PI 제어기의 경우 [8]을 이용하여 전류제어기 이득의 주파수 대역폭은 209.44[rad/s]로 설정하였으며, 속도제어기 주파수 대역폭은 20.944[rad/s]로 설정하였다. 그림 5(a)는 제안된 비선형 최적 제어기를 사용하였을 경우의 발전기 출력 P_g , 회전자 속도 ω_e , 회전자 속도오차 $e_2 = \omega_e - \omega_d$ 에 대한 시뮬레이션 결과이며 그림 5(b)는 기존의 PI 제어기를 이용했을 때 응답 특성을 보여준다. 시뮬레이션 결과들에서 절대 오차 적분, 시간 가중 절대 오차 적분, 제곱 오차 적분 값을 비교하여 표 1에 정리하여 나타냈다. 표 2는 제안하는

표 2. 수치적인 비교.

Table 2. Numerical comparison.

	PI 제어기	제안된 제어기
$\int_0^{40} \omega_e - \omega_d dt$	1.7430	0.9297
$\int_0^{40} t \omega_e - \omega_d dt$	17.6353	14.4655
$\int_0^{40} (\omega_e - \omega_d)^2 dt$	0.2825	0.0391

제어기가 기존의 PI 제어기에 비해 절대 오차 적분에서 47%, 시간 가중 절대 오차 적분에서 18%, 제곱 오차 적분에서 86% 개선된 값을 보임을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 결과 비교로부터 본 논문에서 제안한 비선형 최적 제어기는 난류성 풍속모델 하에서 회전자 속도의 기준값이 변동하고 외란이 있는 상황에서 선형 제어방식인 PI 제어기보다 효율적으로 대응할 수 있음을 의미한다.

V. 결론

본 논문에서는 풍력터빈용 영구자석형 동기발전기를 위한 제어기 설계 문제를 고려하였다. SDRE 접근법에 기반하여 LQ 성능지수를 최소화하기 위한 비선형 최적 제어기 설계방법을 제안하였다. 최적 제어기의 이득을 SDRE의 행렬을 사용하여 매개변수화한다. 제어기 이득은 한 개의 리카치 방정식과 여러 개의 상수 리아푸노프 방정식을 풀어 쉽게 계산할 수 있음을 보였다. 제안된 방법의 효용성을 보이기 위해 Matlab/Simulink를 사용한 시뮬레이션 결과를 제공한다.

REFERENCES

- [1] W. C. Sung, M. W. Tak, and Y. H. Joo, "Robust fuzzy controller for mitigating the fluctuation of wind power generator in wind farm," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 19, no. 1, pp. 34-39, Jan. 2014.
- [2] 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 Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 130-135, Mar. 2006.
- [3] S. Morimoto, H. Nakayama, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless output maximization control for variable-speed wind generation system using IPMSG," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 60-67, Jan./Feb. 2005.
- [4] S.-H. Jang, H.-G. Park, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Sensorless control of PMSG for small wind turbines," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics (in Korean)*, vol. 14, no. 1, pp. 15-22, 2009.
- [5] T. Cimen, "Systematic and effective design of nonlinear feedback controllers via the SDRE (State-Dependent

- Riccati Equation) method,” *Annual Reviews in Control*, vol. 34, pp. 32-51, 2010.
- [6] T. D. Do, H. H. Choi, and J. W. Jung, “SDRE-based near optimal control system design for PM synchronous motor,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4063-4074, 2012.
- [7] H. H. Choi, “SDRE-based near optimal traffic controller design,” *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 18, no. 12, pp. 1086-1089, Dec. 2012.
- [8] P. Kshirsagar, R. P. Burgos, J. Jang, A. Lidowitz, F. Wang, D. Boroyevich, and S.-K. Sul, “Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2402-2413, Nov. 2012.
- [9] D.-Y. Yu, Y.-S. Choi, H. H. Choi, and J.-W. Jung, “Fuzzy speed controller design of permanent magnet synchronous generators for variable-speed wind turbine systems,” *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers (in Korean)*, vol. 25 no. 2, pp. 69-79 2011.
- [10] K. Lee and H. H. Choi, “SDRE based optimal nonlinear observer-controller design for ramp metering system,” *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 20, no. 5, pp. 533-536, May 2014.
- [11] C. Nichita, D. Luca, B. Dakyo, and E. Ceanga, “Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 523-529, Dec. 2002.



박형무

1978년 서울대 전자공학과 졸업. 1980년 한국과학기술원 석사. 1984년 동대학원 박사. 1999년~현재 동국대학교 전자전기공학부 교수.

최한호

제어 · 로봇 · 시스템학회 논문지 2010년 16권 12호 참조.