



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년05월15일  
(11) 등록번호 10-1520248  
(24) 등록일자 2015년05월08일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H02P 9/10 (2006.01)  
(21) 출원번호 10-2013-0124669  
(22) 출원일자 2013년10월18일  
심사청구일자 2013년10월18일  
(65) 공개번호 10-2015-0045223  
(43) 공개일자 2015년04월28일  
(56) 선행기술조사문헌  
전기학회 논문지(2008.6)  
한국지능시스템학회 논문지 2012 VOL.2  
KR1020110042370 A  
KR1020060036454 A

(73) 특허권자  
한국전기연구원  
경상남도 창원시 성산구 불모산로10번길 12 (성주동)  
(72) 발명자  
최준영  
부산 해운대구 센텀중앙로 145, 109동 3005호 (재송동, 더샵센텀파크1차아파트)  
권순만  
경상남도 창원시 성산구 대암로 272 (대방동, 대방2차덕산타운)205동 902호  
(뒷면에 계속)  
(74) 대리인  
특허법인충정

전체 청구항 수 : 총 13 항

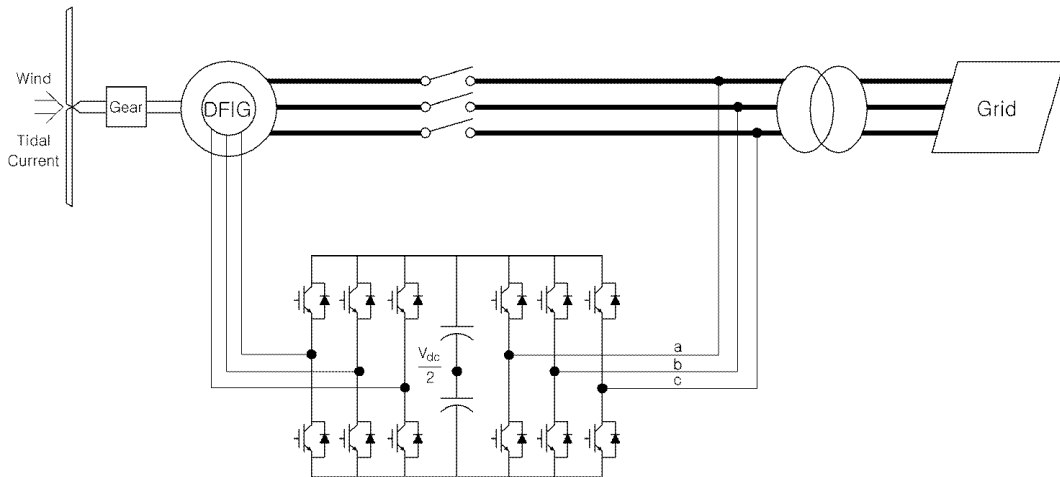
심사관 : 광태근

(54) 발명의 명칭 **백스테핑 적응 제어 방법을 이용한 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치**

(57) 요약

본 발명은 백스테핑 적응제어 방법을 이용한 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치에 관한 것으로서, 특히, 비선형 특성을 갖는 권선형 유도발전기 고정자와 회전자 전압과 전류를 각각 d-q축 성분으로 분류하여 백스테핑 적응 제어 방법을 이용하여 제어함과 동시에 권선형 유도발전기 모델의 불확실성 요소에 의해 제정수의 변동이 발생한 상황에서도 직류단 전압 제어와 유무효 전력 제어 기능을 수행할 수 있는 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치에 관한 것이다.

대표도



(72) 발명자

**김홍주**

경상남도 창원시 성산구 삼정자로 79 유니온빌리지  
아파트 108동 801호

**김형우**

부산 동래구 총렬대로107번길 54, 14동 1309호 (은  
천동, 럭키아파트)

---

**명세서**

**청구범위**

**청구항 1**

권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터와 DC-AC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 장치에 있어서,

고정자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 백스테핑 적응 제어 방식에 따라 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 백스테핑 적응 제어기; 및

회전자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 적응 제어 방식에 따라 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기

를 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 장치.

**청구항 2**

제1항에 있어서,

상기 백스테핑 적응 제어기와 상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기는, 비례 적분 제어 방식이 아니고, 비선형 제어 방식을 이용하며, 입력 파라미터 중 외란에 불안정한 불확실성 요소에 대하여 각 컨버터의 과도 특성을 개선하기 위한 것을 특징으로 하는 제어 장치.

**청구항 3**

제1항에 있어서,

상기 백스테핑 적응 제어기는, 상기 백스테핑 적응 제어 방식에 따라,

유효 성분으로 분해한 d-축 전류와 전압을 이용하여, 직류단 전압을 지령치에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및

무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단

을 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 장치.

**청구항 4**

제1항에 있어서,

상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기는,

유효 성분으로 분해한 d-축 전류를 이용하여, 유효 전력을 지령치로 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및

무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단

을 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 장치.

**청구항 5**

권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 장치에 있어서,

고정자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 백스테핑 적응 제어 방식에 따라 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 백스테핑 적응 제어기를 포함하고,

상기 백스테핑 적응 제어기는, 상기 백스테핑 적응 제어 방식에 따라,

유효 성분으로 분해한 d-축 전류와 전압을 이용하여, 직류단 전압을 지령치에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및

무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단

을 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 장치.

**청구항 6**

권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 장치에 있어서,

회전자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 적응 제어 방식에 따라 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기를 포함하고,

상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기는, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류를 이용하여, 유효 전력을 지령치로 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및

무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단

을 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 장치.

**청구항 7**

권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위해, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류와 전압을 이용하여 직류단 전압을 지령치에 수렴시키며 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력과, 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여 무효전류를 지령치에 수렴시키며 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력을 생성하는 단계; 및

상기 전력변환장치에서 DC-AC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어하기 위해, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류를 이용하여 유효 전력을 지령치로 수렴시키며 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력과, 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여 무효전류를 지령치에 수렴시키며 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력을 생성하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치의 제어 방법.

**청구항 8**

권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 방법에 있어서,

고정자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 백스테핑 적용 제어 방식에 따라 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 백스테핑 적용 제어기를 이용하고,

상기 백스테핑 적용 제어기에서, 상기 백스테핑 적용 제어 방식에 따라,

유효 성분으로 분해한 d-축 전류( $i_{sd}$ )와 전압( $v_{sd}$ )을 이용하여, 직류단 전압( $v_{dc}$ )을 지령치에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류( $i_{sd}$ )에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력( $u_1$ )을 생성하는 단계; 및

무효 성분으로 분해한 q-축 전류( $i_{sq}$ )를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류( $i_{sq}$ )의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력( $u_2$ )을 생성하는 단계

을 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 방법.

**청구항 9**

제8항에 있어서,

상기 직류단 전압( $v_{dc}$ )은 항상 양수이며, 상태변수  $x_1, x_2, x_3$ 를 다음의 식으로 미리 정의하고(여기서,  $v_{sq}$  : 고정자 전압의 q-축 성분,  $v_{sdi}$  : d-축 전압 입력,  $v_{sqi}$  : q-축 전압 입력),

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [v_{dc}^2 \ i_{sd} \ i_{sq}]^T$$

$$u^T = [u_1 \ u_2]^T = [v_{sd} - v_{sdi} \ v_{sq} - v_{sqi}]^T$$

다음의 상태 방정식을 이용하며,

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{C}v_{sdi}x_2 - \frac{2}{C}i_{or} \sqrt{x_1} \\ -\frac{R_s}{L_s}x_2 + \omega x_3 \\ -\frac{R_s}{L_s}x_3 - \omega x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

여기서, C: 직류단 커패시턴스,  $R_s$  : 고정자 저항,  $L_s$  : 고정자 쇄교 인덕턴스,  $\omega$ : 고정자 각속도,  $i_{or}$  : 직류단에서 회전자 측 컨버터로 유입되는 전류인 것을 특징으로 하는 제어 방법.

**청구항 10**

제9항에 있어서,

다음의 수식식들을 이용하여 상기 직류단 전압( $v_{dc}$ )을 제어하며,

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \frac{2}{C}i_L \sqrt{x_1}$$

$$z_2 = \frac{3}{C} v_{sd} x_2 - \alpha_1$$

여기서,  $c_1$  : 고정자 제어기 이득,  $z_1 = x_1 - v_{dc}^{ref}$ ,  $v_{dc}^{ref}$  : 상수,  $i_L = -i_{or}$ (직류단에서 회전자 측 컨버터로 유입되는 전류)인 것을 특징으로 하는 제어 방법.

**청구항 11**

권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 방법에 있어서,

회전자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 적응 제어 방식에 따라 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 리아푸노프 함수 기반 적응 제어를 이용하고,

상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기에서, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류( $i_{rd}$ )를 이용하여, 유효 전력을 지령치로 수립시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류( $i_{rd}$ )에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력( $u_1$ )을 생성하는 단계; 및

무효 성분으로 분해한 q-축 전류( $i_{rq}$ )를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수립시키기 위한 무효전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류( $i_{rq}$ )의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력( $u_2$ )을 생성하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 제어 방법.

**청구항 12**

제11항에 있어서,

상태변수  $x_1$ ,  $x_2$ 를 다음의 식으로 미리 정의하고(여기서,  $v_{rd}$  : 회전자 전압의 d-축 성분,  $v_{rq}$  : 회전자 전압의 q-축 성분),

$$x^T = [x_1 \ x_2]^T = [i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$u^T = [u_1 \ u_2]^T = [v_{rd} \ v_{rq}]^T$$

다음의 상태 방정식을 이용하며,

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{sl} x_2 \\ -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{sl} x_1 - \frac{w_{sl} L_m^2 i_{ms}}{L_s \sigma L_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

여기서,  $R_r$ : 회전자 저항,  $L_r$  : 회전자 쇄교 인덕턴스,  $L_s$  : 고정자 쇄교 인덕턴스,  $\omega_{slip} = \omega_{sl}$ : 슬립 각속도,  $\sigma$ : 누설계수,  $L_m$  : 상호 인덕턴스,  $i_{ms}$ : 회전자와의 상호 인덕턴스에 따른 고정자 전류인 것을 특징으로 하는 제어 방법.

**청구항 13**

제12항에 있어서,

수학식들

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{sl} x_2 + \theta_1 x_1 + \frac{1}{\sigma L_r} u_1$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{sl} x_1 + \theta_2 x_2 - \frac{w_{slip} L_m^2}{L_s \sigma L_r} i_{ms} + \frac{1}{\sigma L_r} u_2$$

을 이용하며, 여기서,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ 는 각각 시스템 변수인  $R_r$ ,  $\sigma$ ,  $L_r$ 의 불확실성을 보상해주는 상수 파라미터인 것을 특징으로 하는 제어 방법.

**발명의 설명**

**기술분야**

[0001] 본 발명은 백스테핑 적응제어 방법을 이용한 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치에 관한 것으로서, 특히, 비선형 특성을 갖는 권선형 유도발전기 고정자와 회전자 전압과 전류를 각각 d-q축 직교 성분으로 분류하여 발전 시스템의 유무효 전력을 제어하고 전력 변환 장치의 직류단 전압을 제어함과 동시에 권선형 유도발전기 모델의 불확실성 요소에 의해 제정수의 변동이 발생한 상황에서도 안정된 제어 동작을 유지할 수 있는 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치에 관한 것이다.

**배경기술**

[0002] 권선형 유도발전기는 풍력발전에 사용되는 대표적인 발전기로서 조류발전, 조력발전 및 파력발전 등에도 적용 연구가 추진되고 있다.

[0003] 도 1은 종래의 Back-to-Back 구조를 갖는 권선형 유도발전기의 전력변환장치의 구성도이다. 절연 게이트형 양극성 트랜지스터(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)를 사용한 Back-to-Back 구조의 AC-DC-AC 변환장치를 적용한 권선형 유도발전기 제어장치를 나타내고 있다. 도 1과 같이 제어장치는, 권선형 유도발전기의 회전자 권선에 연결되는 회전자 측 컨버터(Rotor-side converter)와 변압기를 거친 전력 계통선과 연결되어 있는 계통(고정자) 측 컨버터(Grid-side converter)를 포함한다.

[0004] 도 2는 도 1의 종래 기술에 따른 권선형 유도발전기의 제어 방식 중 비례 이득 적분기를 이용한 선형 제어 방식을 설명하기 위한 도면이다. DFIG(Double-Fed Induction Generator) 형태 권선형 유도발전기의 전력 변환 제어를 수행하기 위하여, 제어장치는 각 단의 전류와 전압을 측정된 다음 d-q 좌표계로 변환하여 선형 제어에 필요한 정보로 사용하고 있다. 회전자 측 컨버터 제어기에서는 권선형 유도발전기의 회전자 권선에 흐르는 전류 성분을 통해 발전량을 제어하며, 계통(고정자) 측 컨버터 제어기에서는 직류단 전압과 무효전력의 제어를 수행하고 있다.

[0005] 도 2와 같은 종래의 선형 제어장치는 비선형 특성을 가지고 있는 권선형 유도발전기 모델이 불확실성 요소를 가질 시 제어특성이 열악해지는 단점이 있다. 즉, 회전자, 고정자의 제정수가 상수 값과 같이 변동이 없을 경우에만 제어 특성이 양호하다는 단점이 있다.

[0006] 도 3은 제정수 변화에 따른 권선형 유도발전기 제어 변수와 유 무효전력량의 변화 상황을 나타낸다. 구체적으로, 도 3에서 첫 번째와 두 번째 그리고 세 번째 파형은 0.65초에 발생한 회전자와 고정자 저항의 값 변동(80% 증가)에 따른 계통전류, 고정자 측 컨버터, 및 회전자 측 컨버터의 전류 파형(Igb, Isb, Irb)을 나타낸다. 네 번째 그림은 직류단 전압(Vdc)의 변화를 나타내고 있고, 다섯 번째 그래프는 유효전력(P)과 무효전력(Q)의 변화를 나타내고 있다.

[0007] 도 3과 같이, 종래 기술에 따라 선형 제어방식을 적용한 제어 방법은 권선형 유도발전기 제정수가 변화하지 않을 시 정확하고 안정적인 제어를 수행하지만, 권선형 유도발전기의 온도 변화, 자속 포화, 발전기 스트레스 등 설계자가 고려하지 못한 다양한 외란과 기타 권선형 유도 발전시스템 모델의 내부적 불확실성 요소에 의해 제정수가 변화하는 구간에서는 안정적인 제어를 수행하지 못한다는 것을 관찰할 수 있다. 이와 같이 권선형 유도발

전기의 제정수가 변화하는 조건 하에서는 종래의 선형 제어기법이 유무효 전력 및 전력 변환 장치의 직류단(DC\_link) 전압 제어를 안정적으로 수행 할 수 없기 때문에 시스템이 불안정해지므로 발전을 지속 하지 못하게 되고 강제로 동작을 정지 시킬 수 밖에 없게 된다.

[0008] 권선형 유도 발전기 모델의 불확실성 요소에 의한 제정수의 변동이 발생 시, 발전기 제어장치를 보호하기 위해 발전 설비가 정지되면 최소 5분 내에는 재가동할 수 없다는 규정을 준수해야 하므로 운전율이 감소하여 발전량이 떨어지는 것은 물론, 전력계통에 공급되는 에너지량이 크게 변동 되는 것을 방지할 수 없게 된다. 이러한 상황은 부하가 급격히 변동하는 것과 동일한 효과를 초래하므로, 전력망을 관리하는 발전사업자에게 큰 부담을 야기하게 된다.

[0009] 종래의 권선형 유도발전기의 제어장치 관련한 문헌으로서, 대한민국특허공개번호 제10-2006-0036454호(2006.04.28. 공개), 제10-2010-0054231호(2010.05.25. 공개) 등이 참조될 수 있다.

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0010] 따라서, 본 발명은 상술한 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은, 권선형 유도발전기가 정상적으로 동작할 때는 물론이고, 권선형 유도발전기 모델의 불확실성 요소에 의해 제정수의 변동이 발생하는 구간에서도 권선형 유도발전기를 안정적으로 제어할 수 있는, 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치를 제공하는데 있다.

[0011] 특히, 회전자와 고정자 전압과 전류 각각에 대하여 d-축과 q-축으로 분류하여 제어를 실시하되, 백스테핑 적응 제어 방법을 사용함으로써 종래의 선형 제어 방법에 비해 직류단 전압 제어 및 유무효 전력 제어 동작의 우수한 과도응답을 보이며, 제정수의 순간적인 변동이 발생하여 시스템이 불안정한 구간에서도 시스템 동작의 안정성을 유지하도록 하는, 백스테핑 적응제어 방법을 이용한 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치를 제공하는데 있다.

### 과제의 해결 수단

[0012] 먼저, 본 발명의 특징을 요약하면, 상기와 같은 본 발명의 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일면에 따른, 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터와 DC-AC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 장치에 있어서, 고정자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 백스테핑 적응 제어 방식에 따라 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 백스테핑 적응 제어기; 및 회전자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 적응 제어 방식에 따라 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0013] 상기 백스테핑 적응 제어기와 상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기는, 비례 적분 제어 방식이 아니고, 입력 파라미터에 대하여 선형적으로 상기 제어 입력들을 생성하는 비선형 제어 방식을 이용하나, 시스템 모델의 모든 비선형 특성을 제거하는 궤환 선형화 기반 비선형 제어 방식과 다르게 시스템 동작에 이로운 비선형 항을 포함한 제어 입력을 생성하며, 입력 파라미터 중 외란에 불안정한 불확실성 요소에 대하여 각 컨버터의 과도 특성을 개선할 수 있다.

[0014] 상기 백스테핑 적응 제어기는, 상기 백스테핑 적응 제어 방식에 따라, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류와 전압을 이용하여, 직류단 전압을 지령치에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단을 포함한다.

[0015] 상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기는, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류를 이용하여, 유효 전력을 지령치로 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트



하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단을 포함한다.

[0016] 또한, 본 발명의 다른 일면에 따른, 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 장치에 있어서, 고정자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 백스테핑 적응 제어 방식에 따라 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 백스테핑 적응 제어기를 포함하고, 상기 백스테핑 적응 제어기는, 상기 백스테핑 적응 제어 방식에 따라, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류와 전압을 이용하여, 직류단 전압을 지령치에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0017] 또한, 본 발명의 또 다른 일면에 따른, 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 장치에 있어서, 회전자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 적응 제어 방식에 따라 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기를 포함하고, 상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기는, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류를 이용하여, 유효 전류를 지령치로 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력을 생성하는 제1수단; 및 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여, 무효 전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력을 생성하는 제2수단을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0018] 그리고, 본 발명의 또 다른 일면에 따른, 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위해, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류와 전압을 이용하여 직류단 전압을 지령치에 수렴시키며 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력과, 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여 무효전류를 지령치에 수렴시키며 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력을 생성하는 단계; 및 상기 전력변환장치에서 DC-AC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어하기 위해, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류를 이용하여 유효 전류를 지령치로 수렴시키며 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력과, 무효 성분으로 분해한 q-축 전류를 이용하여 무효전류를 지령치에 수렴시키며 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류의 불확실성 요소를 보상하기 위한 제어입력을 생성하는 단계를 포함한다.

[0019] 또한, 본 발명의 또 다른 일면에 따른, 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 방법에 있어서, 고정자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 백스테핑 적응 제어 방식에 따라 고정자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 백스테핑 적응 제어기를 이용하여, 상기 백스테핑 적응 제어기에서, 상기 백스테핑 적응 제어 방식에 따라, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류( $i_{sd}$ )와 전압( $v_{sd}$ )을 이용하여, 직류단 전압( $v_{dc}$ )을 지령치에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류( $i_{sd}$ )에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력( $u_1$ )을 생성하는 단계; 및 무효 성분으로 분해한 q-축 전류( $i_{sq}$ )를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분을 생성하고, 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류( $i_{sq}$ )의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력( $u_2$ )을 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0020] 상기 직류단 전압( $v_{dc}$ )은 항상 양수이며, 상태변수  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$ 를 다음의 식으로 미리 정의하고(여기서,  $v_{sq}$  : 고정자 전압의 q-축 성분,  $v_{sdi}$  : d-축 전압 입력,  $v_{sqi}$  : q-축 전압 입력),

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [v_{dc}^2 \ i_{sd} \ i_{sq}]^T$$

$$u^T = [u_1 \ u_2]^T = [v_{sd} - v_{sdi} \ v_{sq} - v_{sqi}]^T$$

다음의 상태 방정식을 이용하며,

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or} \sqrt{x_1} \\ -\frac{R_s}{L_s}x_2 + \omega x_3 \\ -\frac{R_s}{L_s}x_3 - \omega x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

여기서, C: 직류단 커패시턴스, R<sub>s</sub> : 고정자 저항, L<sub>s</sub> : 고정자 쇄교 인덕턴스, ω : 고정자 각속도, i<sub>or</sub> : 직류단에서 회전자 측 컨버터로 유입되는 전류이다.

또한, 다음의 수학적식들을 이용하여 상기 직류단 전압(v<sub>dc</sub>)을 제어하며,

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \frac{2}{C}i_L \sqrt{x_1}$$

$$z_2 = \frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \alpha_1$$

여기서, c<sub>1</sub> : 고정자 제어기 이득, z<sub>1</sub> = x<sub>1</sub> - v<sub>dc</sub><sup>ref2</sup>, v<sub>dc</sub><sup>ref2</sup> : 상수, i<sub>L</sub>=i<sub>or</sub>(직류단에서 회전자 측 컨버터로 유입되는 전류)이다.

또한, 본 발명의 또 다른 일면에 따른, 권선형 유도발전시스템의 전력변환장치에서 AC-DC 변환 기능을 담당하는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 위한 제어 방법에 있어서, 회전자 전압과 전류 및 자속 신호 각각을 d-축 성분과 q-축 성분으로 분류하여 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하되, 해당 각각의 d-축 성분과 q-축 성분에 대해 적응 제어 방식에 따라 회전자 측 컨버터의 전력 변환을 제어하기 위한 각각의 제어 입력들을 생성하는, 리아푸노프 함수 기반 적응 제어를 이용하며,

상기 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기에서, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류(i<sub>rd</sub>)를 이용하여, 유효 전력을 지령치로 수립시키기 위한 유효 전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류(i<sub>rd</sub>)에 대한 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제1 제어입력(u<sub>1</sub>)을 생성하는 단계; 및 무효 성분으로 분해한 q-축 전류(i<sub>rq</sub>)를 이용하여, 무효전류를 지령치에 수립시키기 위한 무효전류 성분을 생성하고, 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류(i<sub>rq</sub>)의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여 제2 제어입력(u<sub>2</sub>)을 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

상태변수 x<sub>1</sub>, x<sub>2</sub>를 다음의 식으로 미리 정의하고(여기서, v<sub>rd</sub> : 회전자 전압의 d-축 성분, v<sub>rq</sub> : 회전자 전압의 q-축 성분),

$$x^T = [x_1 \ x_2]^T = [i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$u^T = [u_1 \ u_2]^T = [v_{rd} \ v_{rq}]^T$$

다음의 상태 방정식을 이용하며,

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{sl} x_2 \\ -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{sl} x_1 - \frac{w_{slip} L_m^2 i_{ms}}{L_s \sigma L_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

여기서,  $R_r$ : 회전자 저항,  $L_r$ : 회전자 쇄교 인덕턴스,  $L_s$ : 고정자 쇄교 인덕턴스,  $\omega_{slip} = \omega_{sl}$ : 슬립 각속도,  $\sigma$ : 누설계수,  $L_m$ : 상호 인덕턴스,  $i_{ms}$ : 회전자와의 상호 인덕턴스에 따른 고정자 전류이다.

또한, 수학식들

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{sl} x_2 + \theta_1 x_1 + \frac{1}{\sigma L_r} u_1$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{sl} x_1 + \theta_2 x_2 - \frac{w_{slip} L_m^2}{L_s \sigma L_r} i_{ms} + \frac{1}{\sigma L_r} u_2$$

을 이용하며, 여기서,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ 는 각각 시스템 변수인  $R_r$ ,  $\sigma$ ,  $L_r$ 의 불확실성을 보상해주는 상수 파라미터이다.

### 발명의 효과

본 발명에 따른 백스테핑 적응제어 방법을 이용한 권선형 유도발전기 제어 방법 및 장치에 따르면, 정상 운전 시는 물론, 시스템 제정수 변동이 발생한 경우에도 유무효 전력 제어 및 직류 링크 전압의 제어 수행을 안정적으로 유지시킬 뿐 아니라 비례 적분 제어기를 이용한 기존의 제어 기법과 비교했을 때, 향상된 과도 응답 특성을 얻을 수 있다. 즉, 본 발명에 따라 고정자 측 컨버터에는 백스테핑 적응 제어 방법을 적용하고, 회전자 측 컨버터에는 적응 제어 방법을 적용하면 권선형 유도발전기를 갖는 발전 시스템에 권선형 유도발전기 모델의 불확실성 요소에 의한 제정수 변동이 발생하여도 권선형 유도발전기의 직류단 전압 및 유무효 전력을 안정적으로 제어할 수 있다.

이와 같이 본 발명은 정상 운전 시는 물론이며, 권선형 유도발전기의 불확실성 요소에 의하여 파라미터 변동이 발생한 경우에도 안정적인 제어를 유지할 수 있게 하므로 전력변환장치를 정지하지 않을 수 있게 되며, 계통과 전체 발전 시스템에 가해지는 스트레스를 허용 가능한 범위로 최소화 할 수 있게 된다. 이러한 강인(Robust) 제어 방식은 강화되어 가는 발전 시스템의 안정성 문제에 맞추어 시장성을 확대시킬 수 있게 된다.

### 도면의 간단한 설명

도 1은 종래의 Back-to-Back 구조를 갖는 권선형 유도발전기의 전력변환장치의 구성도이다.

도 2는 도 1의 종래 기술에 따른 권선형 유도발전기의 제어 방식을 설명하기 위한 도면이다.

도 3은 도 2의 제어 방식에서 제정수 변동 구간에서의 제어 변수 변화를 나타내는 그래프이다.

도 4는 본 발명의 제 1 실시 예에 따른 권선형 유도발전기 고정자 측 컨버터 제어용 백스테핑 적응 제어 방식의 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.

도 5는 본 발명의 제 2 실시 예에 따른 권선형 유도발전기 회전자 측 컨버터 제어용 리아푸노프 함수 기반 적응

제어 방식의 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.

도 6은 도 4의 알고리즘을 적용한 권선형 유도발전기 고정자 측 컨버터 제어 장치를 설명하기 위한 도면이다.

도 7은 도 5의 알고리즘을 적용한 권선형 유도발전기 회전자 측 컨버터 제어 장치를 설명하기 위한 도면이다.

도 8은 도 4와 도 5의 제어방식을 모두 적용한 권선형 유도발전기의 제어장치를 나타낸다.

도 9a은 도 6 또는 도 8에서 고정자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 직류단 전압과 지령치의 수렴 오차를 나타내는 그래프이다.

도 9b은 도 6 또는 도 8에서 고정자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 고정자 d-q축 전류와 전압 제어 입력을 나타내는 그래프이다.

도 9c은 도 6 또는 도 8에서 고정자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 파라미터 변동에 대한 추정치의 변화를 나타내는 그래프이다.

도 10a은 도 7 또는 도 8에서 회전자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 회전자 d-q축 전류와 전압 제어 입력, 회전자 d-q축 전류의 수렴 오차를 나타내는 그래프이다.

도 10b은 도 7 또는 도 8에서 회전자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 파라미터 변동에 대한 추정치의 변화를 나타내는 그래프이다.

도 11은 본 발명에 따른 고정자와 회전자 측 컨버터에 대한 제어방식과 비례적분 제어 방식을 이용한 기존의 선형 제어 방식을 권선형 유도발전기에 적용하였을 때의 직류단 전압의 수렴 특성을 나타내는 그래프이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

[0044] 이하 첨부 도면들 및 첨부 도면들에 기재된 내용들을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세하게 설명하지만, 본 발명이 실시 예들에 의해 제한되거나 한정되는 것은 아니다.

[0045] 본 발명에 따른 권선형 유도발전기 제어기법은 권선형 유도발전기(DFIG: Double-Fed Induction Generator)의 고정자 측 전압과 전류, 회전자 측 전압과 전류 및 고정자 자속과 회전자 자속 신호를 각각 d-q 좌표계로 변환한 다음 d-축 성분, q-축 성분으로 분류된 신호를 이용하여 유무효 전류를 제어하도록 한다.

[0046] 특히 권선형 유도발전시스템의 상기 고정자 성분과 회전자 성분에 대하여 백스테핑 적응 제어 방법을 적용함으로써 비간섭제어(Decoupling control)가 이루어진다. 이를 통해 본 발명은 에너지 이동의 주된 통로인 고정자 권선의 에너지 흐름을 제어하는 회전자 권선을 갖는 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터(RSC: Rotor-side converter)와 고정자 측 컨버터(GSC: Grid-side converter)를 제어하여 권선형 유도발전기의 제정수가 순간적으로 변동하는 조건에서도 시스템을 제어 할 수 있게 한다.

[0047] 먼저, 본 발명에 따른 권선형 유도발전기 제어장치의 제어 방식을 설명하기 위해 다음과 같이 파라미터와 변수를 정의 한다.

[0048]  $R_s, R_r$  : 고정자 저항, 회전자 저항

[0049]  $V_s, V_r$  : d-축과 q-축 성분을 모두 포함한 고정자와 회전자 전압

[0050]  $V_{sd}, V_{sq}$  : 고정자 전압의 d-축과 q-축 성분

[0051]  $V_{rd}, V_{rq}$  : 회전자 전압의 d-축과 q-축 성분

[0052]  $L_s, L_r$  : 고정자 쇄교 인덕턴스, 회전자 쇄교 인덕턴스

[0053]  $L_{ls}, L_{lr}$  : 고정자 누설 인덕턴스, 회전자 누설 인덕턴스

[0054]  $L_m, C$ : 상호 인덕턴스, 직류단 캐패시턴스

[0055]  $\Psi_{sd}, \Psi_{sq}$  : 고정자 쇄교 자속( $\Psi_s$ )의 d-축과 q-축 성분

[0056]  $\Psi_{rd}, \Psi_{rq}$  : 회전자 쇄교 자속( $\Psi_r$ )의 d-축과 q-축 성분

[0057]  $\omega_{sl}, \omega_s, \omega_r$  : 슬립각속도, 고정자 각속도, 회전자 각속도

[0058]  $P_s, Q_s$  : 고정자측 유효전력, 고정자측 무효전력

[0059]  $V_{dc}$  : 직류단 전압

[0060]  $\theta_{sl}, \theta_s, \theta_r$  : 슬립 자속각, 고정자 자속각, 회전자 자속각

[0061]  $p, j$  : 미분연산자, 허수연산자

[0062]  $\gamma_1, \gamma_2$  : 고정자 제어기 d-q축 파라미터 업데이트 이득, 회전자 제어기 d-q축 파라미터 업데이트 이득

[0063]  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  : 고정자와 회전자의 동적 모델의 시스템 불확실성을 보상 해주는 파라미터들

[0064]  $c_1, c_2$  : 고정자 측 컨버터 제어기 이득

[0065]  $X_i^{ref}, V_{dc}^{ref}$  : i번째 상태변수에 대한 수렴점, 직류단 전압 제어 지령치

[0066]  $i_{or}$  : 회전자 측 컨버터의 직류단 전류

[0067] 이하, 본 발명에 따른 권선형 유도발전기 제어 방식을 수학적식을 먼저 사용하여 설명하도록 한다. 또한, 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터 제어방법과 회전자 측 컨버터 제어방법을 두 부분으로 나누어 설명하도록 한다.

[0068] 고정자와 회전자 측 컨버터 제어기의 적응 제어방식의 경우 고정자와 회전자 측 전압방정식을 이용하여 비례적분 제어기를 기본 형태로 전류제어기를 설계하는 기존 방식과 다르게, 본 발명에 따른 제어 방식에서는 입출력 관계성이 선형이 되도록 하는 비선형 제어장치를 기반으로 설계하나, 시스템 모델의 모든 비선형 특성을 제거하는 궤환 선형화 기반 비선형 제어 방식과 다르게 시스템 동작에 이로운 비선형 항을 포함한 제어 입력을 생성한다.

[0069] 입출력 관계성이 선형이 된다는 것은 관계식에 나타난 파라미터 이외의 파라미터에 의해서는 간섭을 받지 않는 것을 의미하고 이는 파라미터의 변동과 같은 외란에 의한 사고에 취약하다는 것을 의미한다. 따라서 고정자와 회전자 측 컨버터의 제어를 위해 설계할 비선형 제어기에 파라미터 변동에 강한 적응 제어방식을 추가한다. 이러한 비선형 적응 제어 방식을 이용하면, 제어 과도 특성이 개선되며 파라미터 변동 구간에서도 제어 동작을 유지할 수 있는 강인성을 가지게 된다.

[0070] 권선형 유도발전기의 회전자 전압 방정식을 동기좌표계로 회전하는 d-q 좌표계로 변환한 뒤, 계통이 일정하게 전원을 공급하고 있다고 가정하고, 고정자 자속 분포를 d축에만 집중시킨다. 또한, [수학적식 1]과 같이 정의된 누설계수( $\sigma$ )를 수학적식에 사용하기로 하고 [수학적식 2]의 관계성( $i_{ms}$ 는 회전자와의 상호 인덕턴스에 따른 고정자 전류)을 적용한 뒤, 전류항의 미분 형태를 좌변으로 오게 표현하면 [수학적식 3]과 [수학적식 4]와 같은 회전자 측 컨버터 전류(전류  $i_r$ 의 d-축 성분  $i_{rd}$ 과 q-축 성분  $i_{rq}$ )에 대한 미분방정식을 얻을 수 있다.

[0071] [수학적식 1]

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

[0072]

[0073] [수학적식 2]

$$\psi_s = L_m i_{ms}$$

[0074]

[0075] [수학적식 3]

$$\frac{d}{dt} i_{rd} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} + \omega_{sl} i_{rq} - \frac{1}{\sigma L_r} v_{rd}$$

[0076]

[0077] [수학식 4]

$$\frac{d}{dt} i_{rq} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} - \omega_{sl} i_{rd} - \frac{\omega_{sl} L_m^2 i_{ms}}{\sigma L_s L_r} - \frac{1}{\sigma L_r} v_{rq}$$

[0078]

[0079]

[수학식3]과 [수학식 4]의 회전자 측 컨버터의 전류에 대한 상태방정식의 입력신호를 d-q축 전압( $v_{rd}$ ,  $v_{rq}$ )이라 하고 출력을 d-q축 전류( $i_{rd}$ ,  $i_{rq}$ )라고 한다. 또한 출력이 미분 형태이며, 고정자 측 자화 전류에 의해 비선형적 관계를 가지는 상태 방정식이라는 것을 관찰할 수 있다.

[0080]

한편, 권선형 유도발전기의 회전자 측 컨버터를 제어할 때, 회전자 측 컨버터에 전압벡터를 인가하여 소정의 전류가 흐르도록 PWM(Pulse Width Modulation)을 구현하므로, 입출력 파라미터에 대한 정의식을 기반으로 2개의 입력신호에 대한 항과 입력신호를 포함하지 않은 항으로 구분하여 [수학식 3]과 [수학식 4]의 상태방정식을 [수학식 5]의 벡터 매트릭스 형태로 나타낸다( $\omega_{slip} = \omega_{sl}$ ).

[0081]

[수학식 5]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} - \omega_{slip} i_{rq} \\ -\frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} - \omega_{slip} i_{rd} - \frac{\omega_{slip} L_m^2 i_{ms}}{L_s \sigma L_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}$$

[0082]

[0083]

[수학식 5]는 다중입력 다중출력을 가진 회전자 측 컨버터의 기본 모델식이다.

[0084]

또한, 권선형 유도발전기의 고정자 측 컨버터의 기본 모델식을 유도하기 위해, 고정자 전압방정식을 다시 표현한다. 고정자 측의 전력 변환 장치는 3상 전원(계통)전압과 인덕터로 구성된 3상 PWM 컨버터로서 전원 전압( $e$ )의 d-축과 q-축 성분  $e_{sd}$ ,  $e_{sq}$ 과 PWM컨버터의 제어 전압( $v_i$ )의 d-축과 q-축 성분  $v_{sdi}$ ,  $v_{sqi}$  항을 이용할 수 있고 [수학식 6]과 같은 관계를 가진다.

[0085]

[수학식 6]

$$v_{sd} = e_{sd} - v_{sdi}$$

[0086]

$$v_{sq} = e_{sq} - v_{sqi}$$

[0087]

[0088]

동기 좌표계에서의 고정자 쇄교 자속에 대한 식을 이용하고, 입력 신호를 d-q축 전압( $v_{sdi}$ ,  $v_{sqi}$ )이라 하고 출력을 d-q축 전류(전류  $i_s$ 의 d-축 성분  $i_{sd}$ 과 q-축 성분  $i_{sq}$ )라고 할 때 고정자 전류항의 미분 형태를 좌변으로 오도록 표현하면 [수학식 7]과 같은 고정자 전류에 대한 상태 방정식을 얻을 수 있다.

[0089]

[수학식 7]

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{e_{sd} - v_{sdi}}{L_s}$$

[0090]

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{e_{sq} - v_{sqi}}{L_s}$$

[0091]

[0092]

고정자 모델의 전류에 대한 상태방정식 [수학식 7]는 고정자 측 컨버터의 전류제어를 위한 기본 모델식이 된다. 한편, 고정자 측 컨버터에서 공급되는 전력과 부하 전력과의 관계를 계통의 동기 위상각을 유효 성분을 d-축으로 잡은 뒤, 직류단에서 회전자 측 컨버터로 유입되는 전류인 부하단 전류를  $i_L$ 로( $i_L = i_{or}$ ) 정의 하여 표현하면

[수학식 8]과 같다. [수학식 7]의 계통 전원 전압  $e_{sdq}$  은  $v_{sdq}$  와 같이 표현한다.

[0093] [수학식 8]

$$\frac{C}{2} \frac{d}{dt} v_{dc}^2 = \frac{3}{2} v_{sd} i_{sd} - v_{dc} i_L$$

[0094] [수학식 8]을 직류단 전압 제곱 항에 대해 테일러 시리즈로 전개한 후, 2차 이상의 항을 무시하여 식을 다시 표현 한 뒤, 고정자 측 컨버터 전류에 대한 상태방정식과 함께 고정자 측 컨버터의 제어를 위한 상태방정식의 매트릭스 형 모델로 표현하면 [수학식 9]와 같다( $\omega = \omega_s$ 는 각속도,  $i_{or}$ =직류단에서 회전자 측 컨버터로 유입되는 전류).

[0095] [수학식 9]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \omega i_{sq} \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \omega i_{sd} \\ \frac{3}{2Cv_{dc}} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) - \frac{i_{or}}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} - v_{sdi} \\ v_{sq} - v_{sqi} \end{bmatrix}$$

[0096] 권선형 유도발전시스템에서 고정자 측 컨버터의 동적 모델은 [수학식 9]와 같으며, 직류단 전압을 표현하는 미분방정식을 포함하여 총 3개의 미분방정식으로 나타난다. [수학식 9]에서 제어기 설계가 용이하도록 직류단 전압 값은 항상 양수라는 가정을 이용하여, 새로운 상태 변수와 시스템 입력을 [수학식 10]과 같이 정의한다.

[0097] [수학식 10]

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [v_{dc}^2 \ i_{sd} \ i_{sq}]^T$$

$$u^T = [u_1 \ u_2]^T = [v_{sd} - v_{sdi} \ v_{sq} - v_{sqi}]^T$$

[0098] 고정자 측 컨버터의 동적 모델의 제어기 설계를 위해 새롭게 정의한 상태 변수와 시스템 입력에 따라 [수학식 9]의 상태방정식은 [수학식 11]과 같이 표현된다.

[0099] [수학식 11]

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{C} v_{sd} x_2 - \frac{2}{C} i_{or} \sqrt{x_1} \\ -\frac{R_s}{L_s} x_2 + \omega x_3 \\ -\frac{R_s}{L_s} x_3 - \omega x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

[0100] [수학식 11]의 벡터 매트릭스 형태의 표현식을 각 상태변수의 미분방정식으로 나타내면 [수학식 12], [수학식 13], [수학식 14]와 같다.

[0106] [수학식 12]

$$\dot{x}_1 = \frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or}\sqrt{x_1}$$

[0107]

[0108] [수학식 13]

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_s}x_2 + \omega x_3 + \frac{1}{L_s}u_1$$

[0109]

[0110] [수학식 14]

$$\dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_s}x_3 - \omega x_2 + \frac{1}{L_s}u_2$$

[0111]

[0112] 고정자 측 컨버터 제어기의 주요한 제어 목적은 직류단 전압을 원하는 값으로 유지시키기 위한 것이고 이러한 제어 목적을 달성하기 위하여 비선형의 모델을 제어하기 위한 백스테핑 제어기를 설계한다. [수학식 12]에서 가상 제어 변수(Virtual control variable)를  $(3/C)v_{sd}x_2$ 와 같이 선택하고 안정화 함수(Stablizing Function)를 [수학식 15]와 같이 설계한다.

[0113] [수학식 15]

$$\alpha_1 = -c_1z_1 + \frac{2}{C}i_L\sqrt{x_1}$$

[0114]

[0115] 상기 안정화 함수 [수학식 15]에서  $z_1$ 은  $z_1 = x_1 - v_{dc}^{ref^2}$  로 정의된다( $v_{dc}^{ref^2}$ 는 상수). 한편 [수학식 16]과 같이  $z_2$ 에 대한 정의를 추가하게 되면  $z_1$ 의 미분방정식은 [수학식 17]과 같이 표현 된다.

[0116] [수학식 16]

$$z_2 = \frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \alpha_1$$

[0117]

[0118] [수학식 17]

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 = \frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or}\sqrt{x_1} + \alpha_1 - \alpha_1 = -c_1z_1 + z_2$$

[0119]

[0120]  $z_2$ 의 미분방정식은 [수학식 18]과 같이 계산되고 그에 따라 제어 입력은 [수학식 19]와 같이 설계한다.

[0121] [수학식 18]

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 + c_1\dot{z}_1 - \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} - \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} \\ &= \frac{3}{C}v_{sd}\left(-\frac{R_s}{L_s}x_2 + \omega x_3 + \frac{1}{L_s}u_1\right) + c_1(-c_1z_1 + z_2) - \\ &\quad \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} - \frac{1}{C}i_{or}\frac{1}{\sqrt{x_1}}\left(\frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or}\sqrt{x_1}\right) \end{aligned}$$

[0122]



[0123] [수학식 19]

$$u_1 = L_s \left( \frac{R_s}{L_s} x_2 - \omega x_3 \right) + \frac{L_s C}{3v_{sd}} \left[ -c_2 z_2 - z_1 - c_1 (-c_1 z_1 + z_2) + \frac{2}{C} i_{or} \dot{\sqrt{x_1}} + \frac{1}{C} i_{or} \frac{1}{\sqrt{x_1}} \left( \frac{3}{C} v_{sd} x_2 - \frac{2}{C} i_{or} \sqrt{x_1} \right) \right]$$

[0124]

[0125] [수학식 19]에 대해 리아푸노프 함수(Lyapunov function)를 [수학식 20]와 같이 선택하고  $z_1, z_2$  미분방정식의 해를 따라서 시간에 대한 미분 값을 구하면 [수학식 21]과 같다. 이는 설계한 입력에 대해 전체 시스템이 광역 점진적 안정성(Globally asymptotically stability)을 가진다는 것을 증명한다.

[0126] [수학식 20]

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2$$

[0127]

[0128] [수학식 21]

$$\dot{V} = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 < 0$$

[0129]

[0130] 한편,  $x_3$ 의 상태 변수 값의 상수 수렴점이  $X_3^{ref}$  라고 한다면 입력  $u_2$ 은 [수학식 22]와 같이 설계될 수 있다. 또한 이러한 입력을 [수학식 14]에 적용하면 [수학식 23]과 같은 미분방정식을 얻게 된다.

[0131] [수학식 22]

$$u_2 = L_s \omega x_2 + R_s X_3^{ref}$$

[0132]

[0133] [수학식 23]

$$\dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_s} (x_3 - X_3^{ref})$$

[0134]

[0135] 설계한 두 가지 입력에 대해 전체 상태변수를 포함한 시스템 전체에 대해 리아푸노프 함수를 [수학식 24]와 같이 선택하면 전체 시스템은 광역 점진적 안정성을 가진다는 것을 [수학식 25]과 같이 증명할 수 있다.

[0136] [수학식 24]

$$V_1 = V + \frac{1}{2} (x_3 - X_3^{ref})^2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} (x_3 - X_3^{ref})^2$$

[0137]

[0138] [수학식 25]

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \frac{R_s}{L_s} (x_3 - X_3^{ref})^2 \leq 0$$

[0139]

[0140] [수학식 24]와 [수학식 25]에 의해  $z_1$ 은 영으로 수렴하므로,  $x_1$ 은 상수 수렴점  $V_{dc}^2$ 에 수렴하고,  $x_3$ 은 상수 수렴점  $X_3^{ref}$ 에 수렴한다.  $x_2$ 의 수렴 값은 다음과 같이 계산 될 수 있다. 먼저  $a_1$ 은  $(2/C)i_{L}V_{dc}$ 으로 수렴하고,  $z_2$ 은  $z_2 = (3/C)v_{sd}x_2 - a_1$ 은 영으로 수렴하므로  $x_2$ 은  $(C/3v_{sd}) a_1 = (2/3v_{sd}) i_{L}V_{dc}$ 으로 수렴한다.

[0141] 위에서 설계하고 광역 점진적 안정성을 증명한 백스테핑 제어 방식은 주어진 리아푸노프 함수의 미분 값을 음

로 만들기 위해서 모든 불확실한 항을 제어 입력을 통하여 제거한다.

[0142]

이번에는 고정자 측 컨버터 모델에서 사용하고 있는  $R_s$ ,  $L_s$  시스템 변수에 불확실성이 있는 경우에 대하여 백스테핑 적응 제어기를 설계한다. 백스테핑 적응 제어기를 설계하기 위해서는 시스템 변수의 불확실성을 미지의 상수 파라미터로 표현하는 것이 필요하다. 본 발명에서는 시스템의 불확실성을 반영하여 고정자 측 컨버터 모델 방정식 수학식 12,13,14를 수학식 26,27,28로 표현한다.

[0143]

[수학식 26]

$$\dot{x}_1 = \frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or} \sqrt{x_1}$$

[0144]

[0145]

[수학식 27]

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_s}x_2 + \omega_s x_3 + \theta_2 x_2 + \frac{1}{L_s}u_1$$

[0146]

[0147]

[수학식 28]

$$\dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_s}x_3 - \omega_s x_2 + \theta_3 x_3 + \frac{1}{L_s}u_2$$

[0148]

[0149]

[수학식 27]과 [수학식 28]에서  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ 는 시스템 변수인  $R_s$ ,  $L_s$ 의 불확실성을 보상해주는 상수 파라미터이며 상태 변수  $x_2$ ,  $x_3$ 에 대한 상태 방정식에 포함 되는 파라미터이므로 아랫첨자를 일치 시킨다. 즉, 실제 값  $R_s/L_s$ 이 미리 알려져 있는 상수 값  $R_s/L_s$ 과  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ 만큼 차이가 있다고 정한 것이고 이는 실제의  $R_s/L_s$ 값이  $(R_s/L_s) - \theta$ 와  $(R_s/L_s) - \theta$ 로 표현될 수 있다는 것을 의미한다. 이러한 불확실성을 포함하는 모델에 대하여 백스테핑 적응 제어기를 설계하기 위하여 우선 [수학식 26]에서  $(3/C)v_{sd}x_2$ 항을 가상 제어 변수로 선택하고 안정화 함수를 [수학식 15]와 같이 정의한다. 한편,  $z_2 = (3/C)v_{sd}x_2 - \alpha_1$ 로 정의하면  $z_1$ 의 미분방정식은 백스테핑 제어방식과 마찬가지로 [수학식 17]과 같이 계산되고, 수학식 26,27,28과 같이 불확실성을 보상해주는 상수 파라미터가 추가된 모델의 경우  $z_2$ 의 미분방정식은 [수학식 29]과 같이 계산된다.

[0150]

[수학식 29]

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 + c_1\dot{z}_1 - \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} - \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} \\ &= \frac{3}{C}v_{sd}\left(-\frac{R_s}{L_s}x_2 + \omega_s x_3 + \theta_2 x_2 + \frac{1}{L_s}u_1\right) + c_1(-c_1 z_1 + z_2) \\ &\quad - \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} - \frac{1}{C}i_{or}\frac{1}{\sqrt{x_1}}\left(\frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or}\sqrt{x_1}\right) \end{aligned}$$

[0151]

[0152]

[수학식 29]로부터 제어입력을 [수학식 30]와 같이 설계한다.

[0153]

[수학식 30]

$$\begin{aligned} u_1 &= L_s\left(\frac{R_s}{L_s}x_2 - \omega_s x_3 - \hat{\theta}_2 x_2\right) \\ &\quad + \frac{L_s C}{3v_{sd}}\left[-c_2 z_2 - z_1 - c_1(-c_1 z_1 + z_2) + \frac{2}{C}i_{or}\dot{\sqrt{x_1}} + \frac{1}{C}i_{or}\frac{1}{\sqrt{x_1}}\left(\frac{3}{C}v_{sd}x_2 - \frac{2}{C}i_{or}\sqrt{x_1}\right)\right] \end{aligned}$$

[0154]

[0155] [수학식 30]에서  $\hat{\theta}_2$ 는 미지의 파라미터  $\theta_2$ 에 대한 추정치로서 나중에 시간에 대한 업데이트 규칙(Update law)을 설계할 것이고 파라미터 추정 오차로서  $\tilde{\theta}_2$ 를  $\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2$ 로 정의한다. 이러한 제어 입력에 대하여 리아푸노프 함수를 [수학식 31]과 같이 선택하고  $z_1, z_2$  미분방정식의 해를 따라서 시간에 대한 미분 값을 구하면 [수학식 32]와 같다.

[0156] [수학식 31]

$$V = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\theta}_2^2$$

[0157]

[0158] [수학식 32]

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 + \tilde{\theta}_2 \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\theta}_2\dot{\tilde{\theta}}_2 \\ &= -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 + \tilde{\theta}_2 \left[ \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\tilde{\theta}}_2 \right] \end{aligned}$$

[0159]

[0160] [수학식 32]의 리아푸노프 함수의 미분 값을 음의 값으로 만들기 위하여 [수학식 33]과 같은 파라미터 업데이트 규칙(Parameter update law)을 설계한다.

[0161] [수학식 33]

$$\dot{\tilde{\theta}}_2 = -\dot{\hat{\theta}}_2 = \gamma_2 \frac{3}{C}v_{sd}\dot{x}_2 z_2$$

[0162]

[0163] [수학식 33]의 업데이트 규칙을 적용하면 [수학식 32]의 리아푸노프 함수의 미분 값은 [수학식 34]과 같이 음의 값이 된다.

[0164] [수학식 34]

$$\dot{V} = -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 \leq 0$$

[0165]

[0166] 한편,  $x_3$ 의 상태 변수 값의 수렴점이  $X_3^{ref}$ 라고 한다면 입력  $u_2$ 는 [수학식 35]와 같이 설계 될 수 있다.

[0167] [수학식 35]

$$u_2 = L_s\omega x_2 + R_s X_3^{ref} - \hat{\theta}_3 x_3$$

[0168]

[0169] [수학식 35]에서  $\hat{\theta}_3$ 는 미지의 파라미터  $\theta_3$ 에 대한 추정치로서 나중에 시간에 대한 업데이트 규칙을 설계할 것이고 파라미터 추정 오차로서  $\tilde{\theta}_3$ 를  $\tilde{\theta}_3 = \theta_3 - \hat{\theta}_3$ 로 정의한다. 이러한 입력을 [수학식 28]에 적용하면 [수학식 36]과 같은 미분방정식을 얻게 된다.

[0170] [수학식 36]

$$\dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_s}(x_3 - X_3^{ref}) + \tilde{\theta}_3 x_3$$

[0171]

[0172] 전체 상태변수를 포함한 시스템에 대하여 리아푸노프 함수  $V_1$ 을 [수학식 37]과 같이 선택하면 시간에 대한 미분

값은 [수학식 38]과 같이 얻어진다.

[0173] [수학식 37]

$$V_1 = V + \frac{1}{2}(x_3 - X_3^{ref})^2 + \frac{1}{2\gamma_3}\tilde{\theta}_3^2$$

[0175] [수학식 38]

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \frac{R_s}{L_s}(x_3 - X_3^{ref})^2 + \tilde{\theta}_3(x_3 - X_3^{ref})x_3 + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\theta}_3\dot{\tilde{\theta}}_3 \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \frac{R_s}{L_s}(x_3 - X_3^{ref})^2 + \tilde{\theta}_3\left[(x_3 - X_3^{ref})x_3 + \frac{1}{\gamma_3}\dot{\tilde{\theta}}_3\right] \end{aligned}$$

[0177] [수학식 38]의 리아푸노프 함수의 미분 값을 음의 값으로 만들기 위하여 [수학식 39]와 같은 파라미터 업데이트 규칙을 설계한다.

[0178] [수학식 39]

$$\dot{\tilde{\theta}}_3 = -\tilde{\theta}_3 = \gamma_3(x_3 - X_3^{ref})x_3$$

[0180] [수학식 39]의 업데이트 규칙을 적용하면 [수학식 38]의 리아푸노프 함수의 미분 값은 [수학식 40]과 같이 음의 값이 된다.

[0181] [수학식 40]

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \frac{R_s}{L_s}(x_3 - X_3^{ref})^2 \leq 0$$

[0183] 리아푸노프 이론에 의하여  $z_1$ 은 영으로 수렴하므로,  $x_1$ 은 수렴점  $V_{dc}^2$ 에 수렴하고,  $x_3$ 은 수렴점  $X_3^{ref}$ 에 수렴한다.  $x_2$ 의 수렴 값은 다음과 같이 계산될 수 있다. 먼저  $a_1$ 은  $(2/C)i_{LV_{dc}}$ 으로 수렴하고,  $z_2$ 은  $z_2 = (3/C)V_{sd}x_2 - a_1$ 은 영으로 수렴하므로  $x_2$ 은  $(C/3V_{sd}) a_1 = (2/3V_{sd}) i_{LV_{dc}}$ 으로 수렴한다.

[0184] 위에서 설계하고 광역 점진적 안정성을 증명한 백스테핑 적용 제어 방식은 주어진 리아푸노프 함수의 미분 값을 음으로 만들기 위해서 모든 불확실한 항을 제어 입력을 통하여 제거하였다.

[0185] 전술한 제어 고정자 측 컨버터 제어 방식은 고정자 측 컨버터 모델에서 사용하고 있는 시스템 변수에 불확실성이 있는 경우에 권선형 유도발전 시스템의 제어 동작에 지속적인 안정성을 가져 오며, 기존의 제어 수행능력을 유지, 향상 시키는 방법이다.

[0186] 권선형 유도발전 시스템에서 회전자 측 컨버터의 동적모델은 [수학식 5]과 같으며, 제어기 설계가 용이하도록 새로운 상태변수와 새로운 입력을 [수학식 41]과 같이 정의한다.

[0187] [수학식 41]

$$\begin{aligned} x^T &= [x_1 \ x_2]^T = [i_{rd} \ i_{rq}]^T \\ u^T &= [u_1 \ u_2]^T = [v_{rd} \ v_{rq}]^T \end{aligned}$$

[0189] 회전자 측 컨버터 동적 모델의 제어기 설계를 위해 새롭게 정의한 상태 변수와 시스템 입력에 따라 [수학식 5]

의 상태방정식은 [수학식 42]의 벡터 매트릭스 형태의 식으로 다시 표현된다.

[0190] [수학식 42]

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{slip} x_2 \\ -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{slip} x_1 - \frac{w_{slip} L_m^2 i_{ms}}{L_s \sigma L_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

[0191] [수학식 42]의 벡터 매트릭스 형태의 표현식을 각 상태변수의 미분방정식으로 나타내면 수학식 43, 44과 같다.

[0192] [수학식 43]

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{slip} x_2 + \frac{1}{\sigma L_r} u_1$$

[0193] [수학식 44]

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{slip} x_1 - \frac{w_{slip} L_m^2}{L_s \sigma L_r} i_{ms} + \frac{1}{\sigma L_r} u_2$$

[0194] 한편,  $x_1, x_2$ 의 상태 변수 값의 상수 수렴점이  $X_1^{ref}, X_2^{ref}$  라고 한다면 입력  $u_1, u_2$ 은 수학식 45,46와 같이 설계될 수 있다. 또한 이러한 입력을 수학식 43, 44에 적용하면 [수학식 47]과 같은 미분방정식을 얻게 된다.

[0195] [수학식 45]

$$u_1 = \sigma L_r \left( -w_{slip} x_2 + \frac{R_r}{\sigma L_r} X_1^{ref} \right)$$

[0196] [수학식 46]

$$u_2 = \sigma L_r \left( w_{slip} x_1 + \frac{w_{slip} L_m^2 i_{ms}}{L_s \sigma L_r} + \frac{R_r}{\sigma L_r} X_2^{ref} \right)$$

[0197] [수학식 47]

$$\dot{x}_i = -\frac{R_r}{\sigma L_r} (x_i - X_i^{ref}) \quad (i = 1, 2)$$

[0198] 전체 상태 변수를 포함하는 시스템에 대하여 리아푸노프 함수  $V$ 를 [수학식 48]과 같이 선택하면 [수학식 49]와 같이 리아푸노프 함수가 음의 값을 갖게 되고 이는 전체 시스템이 광역 점진적 안정성을 가진다는 것을 증명한다.

[0199] [수학식 48]

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 (x_i - X_i^{ref})^2$$

[0207] [수학식 49]

$$\dot{V} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} \sum_{i=1}^2 (x_i - X_i^{ref})^2 \leq 0$$

[0208]

[0209] 따라서, 새롭게 정한 상태 변수  $x_1, x_2$ 는 수렴점  $X_1^{ref}, X_2^{ref}$ 로 수렴한다. 위에서 설계하고 광역 점진적 안정성을 증명한 리아푸노프 함수 기반 제어방식은 주어진 리아푸노프 함수의 미분 값을 음으로 만들기 위해 모든 불확실한 항을 제어 입력을 통하여 제거 하였다.

[0210] 이번에는 회전자 측 컨버터 모델에서 사용하고 있는  $R_r, \sigma, L_r$  시스템 변수에 불확실성이 있는 경우에 대하여 적응 제어기를 설계한다. 회전자 측 컨버터 모델을 위한 적응 제어기를 설계하기 위해서는 시스템 변수의 불확실성을 미지의 상수 파라미터로 표현하는 것이 필요하다. 본 발명에서는 회전자 측 컨버터 모델 방정식 수학식 43,44에 시스템 변수의 불확실성을 반영하여 수학식 50,51을 표현한다.

[0211] [수학식 50]

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_1 + w_{sl} x_2 + \theta_1 x_1 + \frac{1}{\sigma L_r} u_1$$

[0212]

[0213] [수학식 51]

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_r}{\sigma L_r} x_2 - w_{sl} x_1 + \theta_2 x_2 - \frac{w_{slip} L_m^2}{L_s \sigma L_r} i_{ms} + \frac{1}{\sigma L_r} u_2$$

[0214]

[0215] 수학식 50과 51에서  $\theta_1, \theta_2$ 는 각각 시스템 변수인  $R_r, \sigma, L_r$ 의 불확실성을 보상해주는 상수 파라미터이며 상태 변수  $x_1, x_2$ 에 대한 상태 방정식에 포함되는 파라미터이므로 아랫첨자를 일치시킨다. 즉, 실제 값  $R_s/\sigma L_s$ 이 미리 알려져 있는 상수 값  $R_s/\sigma L_s$ 과  $\theta_1, \theta_2$ 만큼 차이가 있다고 정한 것이고 이는 실제의  $R_s/L_s$ 값이  $(R_s/\sigma L_s) - \theta_1$ 와  $(R_s/\sigma L_s) - \theta_2$ 로 표현될 수 있다는 것을 의미한다. 이러한 불확실성을 포함하는 모델에 대하여 적응 제어기를 설계하기 위하여 우선 제어입력을 수학식 52, 53 과 같이 설계한다.

[0216] [수학식 52]

$$u_1 = \sigma L_r (-w_{sl} x_2 + R_r X_1^{ref} - \hat{\theta}_1 x_1)$$

[0217]

[0218] [수학식 53]

$$u_2 = \sigma L_r (w_{sl} x_1 + \frac{w_{sl} L_m^2 i_{ms}}{L_s \sigma L_r} + R_r X_2^{ref} - \hat{\theta}_2 x_2)$$

[0219]

[0220] 수학식 52,53 에서  $\hat{\theta}_1$ 와  $\hat{\theta}_2$ 는 미지의 파라미터  $\theta_1, \theta_2$ 에 대한 추정치로서 나중에 시간에 대한 업데이트 규칙을 설계할 것이고 파라미터 추정 오차로서  $\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2$ 를  $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2$ 로 정의한다. 새로운 입력인 수학식 52,53을 불확실성을 포함한 회전자 측 컨버터 동적 모델식 수학식 50,51에 적용하면 수학식 54,55과 같은 미분방정식을 얻게 된다.

[0221] [수학식 54]

$$\frac{d}{dt}x_1 = -\frac{R_r}{\sigma L_r}(x_1 - X_1^{ref}) + \tilde{\theta}_1 x_1$$

[0222]

[0223] [수학식 55]

$$\frac{d}{dt}x_2 = -\frac{R_r}{\sigma L_r}(x_2 - X_2^{ref}) + \tilde{\theta}_2 i_2$$

[0224]

[0225] [수학식 52]와 [수학식 53]의 제어 입력에 의해 전체 상태 변수를 포함하는 시스템에 대하여 리아푸노프 함수  $V$ 를 [수학식 56]과 같이 선택하면 시간에 대한 미분 값은 [수학식 57]과 같이 얻어진다.

[0226] [수학식 56]

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \left[ (x_i - X_i^{ref})^2 + \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\theta}_i^2 \right]$$

[0227]

[0228] [수학식 57]

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \left[ (x_i - X_i^{ref})^2 + \tilde{\theta}_i (x_i - X_i^{ref}) x_i + \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i \dot{\tilde{\theta}}_i \right]$$

[0229]

[0230] [수학식 57]의 리아푸노프 함수의 미분 값을 음의 값으로 만들기 위하여 수학식 58,59과 같은 파라미터 업데이트 규칙을 설계한다.

[0231] [수학식 58]

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = -\dot{\tilde{\theta}}_1 = \gamma_1 (x_1 - X_1^{ref}) x_1$$

[0232]

[0233] [수학식 59]

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = -\dot{\tilde{\theta}}_2 = \gamma_2 (x_2 - X_2^{ref}) x_2$$

[0234]

[0235] 수학식 58,59의 업데이트 규칙을 적용하면 [수학식 57]의 리아푸노프 함수의 미분 값은 [수학식 60]과 같이 음의 값이 된다.

[0236] [수학식 60]

$$\dot{V} = -\frac{R_r}{\sigma L_r} \sum_{i=1}^2 (x_i - X_i^{ref})^2 \leq 0$$

[0237]

[0238] 리아푸노프 이론에 의하여, 상태 변수  $x_1, x_2$ 는 수렴점  $X_1^{ref}, X_2^{ref}$ 로 수렴한다. 위에서 설계하고 광역 점진적 안정성을 증명한 회전자 측 컨버터를 위한 적응 제어 방법은 주어진 리아푸노프 함수의 미분 값을 음으로 만들기 위해 모든 불확실한 항을 제어 입력을 통하여 제거하였다.

- [0239] 전술한 회전자 측 컨버터 제어 방식은 회전자 측 컨버터 모델에서 사용하고 있는 시스템 제정수에 변동이 있을 경우나 그렇지 않은 경우에 대하여 권선형 유도발전시스템의 회전자 측 컨버터 제어 수행에 지속적인 안정성을 가져 오며 비례적분 제어를 기반으로 한 기존 제어 방식의 제어 수행 능력을 향상 시키는 방법이다.
- [0240] 도 4는 본 발명의 제 1 실시 예에 따른 권선형 유도발전기 고정자 측 컨버터 제어용 백스테핑 적응 제어기 제어 방식 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.
- [0241] 백스테핑 적응 제어기에서는, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류( $i_{sd}$ )와 전압( $v_{sd}$ )를 이용하여, 직류단 전압( $v_{dc}$ )을 간접 제어하고(430), 직류단 전압( $v_{dc}$ )을 지령치( $v_{dc}^{ref}$ )에 수렴시키기 위한 유효 전류 성분( $x_2=i_{sd}$ )을 만들어내며(440)(수학식 10, 13, 15, 16참조), 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류( $x_2=i_{sd}$ ) 상태 방정식(수학식 13 참조)의 불확실성 요소(예,  $R_s$ ,  $V_s$ ,  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$  등 모든 입력 변수에서 고정자 관련 불안정한 입력을 나타내는 요소)를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여(420) 제어 입력( $u_1$ )을 만들어 낸다(440) (수학식 30 참조).
- [0242] 또한, 무효 성분으로 분해한 q-축 전류( $i_{sq}$ )를 이용하여, 무효전류를 지령치( $i_{sq}^{ref}$ )에 수렴시키기 위한 무효 전류 성분( $x_3=i_{sq}$ )을 생성하고 고정자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류( $x_3=i_{sq}$ ) 상태 방정식(수학식 14 참조)의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터( $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ )를 업데이트하여(410) 제어 입력( $u_2$ )을 만들어 낸다(440) (수학식 35 참조).
- [0243] 도 4에 도시된 불확실성을 보상하기 위한 제어 블록(410)(420)에서 파라미터 업데이트 이득 값( $\gamma_3=450$ )( $\gamma_2=460$ )(수학식 33, 39 참조)은 조정이 가능하다. 즉 설계자는 파라미터 업데이트 이득 값을 컨버터 용량이 허용하는 범위와 원하는 과도 특성에 맞게 선택하여 적용 가능하다. 선택한 파라미터 업데이트 이득 값의 절대 값이 상대적으로 큰 값일수록 직류단 전압과 무효 전류 값의 실제 값이 지령치로 수렴 하는 속도가 상승하게 된다. 파라미터 업데이트 이득 값(450)(460)을 상승 시킬 경우 제어기의 최종 입력 생성부(440)로 보내는 파라미터 변화량에 대한 추정치( $\theta_1$ ,  $\theta_2$ )(480)의 전송 속도가 상승하게 되고 파라미터 변동량에 대응하는 전압 입력 값의 반응 속도 또한 상승하게 된다.
- [0244] 도 4에 도시된 간접 제어를 위한 이득 값(470) (수학식 40 참조)은 유효 전류를 이용한 직류단 간접제어의 과도 특성에 영향을 미친다. 즉 설계자는 간접 제어를 위한 이득 값( $c_1$ ,  $c_2$ )(470)을 컨버터 용량이 허용하는 범위 내에서 선택적으로 적용 가능하며, 상대적으로 큰 절대 값의 수치를 적용할수록 간접 제어 수행 속도를 상승시킬 수 있다. 도 4에 도시된 파라미터 업데이트 이득 값과 마찬가지로 간접 제어를 위한 이득 값(470)을 상승 시킬 경우 최종 입력 생성부(440)로 보내는 간접제어를 위한 변수 값의 전송 속도가 상승하게 되고, 직류단 전압을 제어를 위한 전압 입력 값의 전송 속도 상승에도 영향을 미치게 된다.
- [0245] 도 5는 본 발명의 제 2 실시 예에 따른 권선형 유도발전기 회전자 측 컨버터 제어용 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기의 제어 방식 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.
- [0246] 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기에서는, 유효 성분으로 분해한 d-축 전류( $x_1=i_{rd}$ )를 이용하여 유효 전력을 지령치로 수렴시키기 위한 유효 전류 성분을 생성해 지령치( $i_{rd}^{ref}$ )에 수렴시키고(530) 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 d-축 전류 상태 방정식의 불확실성 요소를 보상하기 위한 파라미터( $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ )를 업데이트하여(510) 제어 입력( $u_1$ )을 만들어 낸다(530) (수학식 52 참조).
- [0247] 또한, 무효 성분으로 분해한 q-축 전류( $x_2=i_{rq}$ )를 이용하여 무효전류를 지령치( $i_{rq}^{ref}$ )에 수렴시키기 위한 무효전류 성분을 생성해 지령치( $i_{rd}^{ref}$ )에 수렴시키고(530) 회전자 저항과 인덕턴스 값의 변화로 인하여 발생한 q-축 전류 상태 방정식의 불확실성 요소(예,  $R_r$ ,  $V_r$ ,  $v_{rd}$ ,  $v_{rq}$  등 회전자 관련 모든 입력 변수에서 불안정한 입력을 나타내는 요소)를 보상하기 위한 파라미터를 업데이트하여(520) 제어 입력( $u_2$ )을 만들어 낸다(530) (수학식 53



참조).

- [0248] 도 5에 도시된 불확실성을 보상하기 위한 제어 블록(510)(520)에서 파라미터 업데이트 이득 값( $\gamma_1=540$ )( $\gamma_2=550$ )은 조정이 가능하다. 즉, 설계자는 파라미터 업데이트 이득 값을 컨버터 용량이 허용하는 범위와 원하는 과도 특성에 맞게 선택하여 적용 가능하다. 선택한 파라미터 업데이트 이득 값의 절대 값이 상대적으로 클수록 회전자 측 유무효 전류의 실제 값이 지령치로 수렴 하는 속도가 상승하게 된다. 파라미터 업데이트 이득 값(540)(550)을 상승 시킬 경우 제어기의 최종 입력 생성부(530)로 보내는 파라미터 변화량에 대한 추정치( $\theta_1, \theta_2$ )(560)의 전송 속도가 상승하게 되고 파라미터 변동량에 대응하는 전압 입력 값의 반응 속도 또한 상승하게 된다.
- [0249] 도 6은 도 4의 알고리즘을 적용한 권선형 유도발전기 고정자 측 컨버터 제어 장치를 설명하기 위한 도면이다.
- [0250] 도 6은 위에서 설계하고, 도 4에 도시한 백스테핑 적응 제어기를 이용하여 권선형 유도발전시스템의 고정자 측 컨버터를 제어하기 위한 전체적인 제어 블록을 도시하고 있다. 고정자 측 컨버터를 제어하기 위한 벡터 형태의 전압 입력 값을 만들어 줄 때, 시스템 제정수와 제어 변수의 계산 및 측정 그리고 제어를 위한 직류단 전압 지령치( $v_{dc}^{ref}$ )과 무효전류 지령치( $i_{sq}^{ref}$ )의 계산 방식과 쇄교 자속의 추정 방식 그리고 동기 위상각을 계산하는 방식은 기존의 비례적분 제어기 기반 제어 방식의 형태와 동일하며, 최종적인 제어 입력의 생성은 고정자 측 컨버터의 제어를 위해 본 발명에서 설계된 수학식1~60 중 고정자 측 컨버터 제어관련 수학식들에 따른 도 4의 제어 방식을 적용한 백스테핑 적응 제어기를 이용하여 이루어진다.
- [0251] 도 7은 도 5의 알고리즘을 적용한 권선형 유도발전기 회전자 측 컨버터 제어 장치를 설명하기 위한 도면이다.
- [0252] 도 7은 위에서 설계하고, 도 4에 도시한 회전자 측 컨버터를 위한 적응 제어기를 이용하여 권선형 유도발전시스템의 회전자 측 컨버터를 제어하기 위한 전체적인 제어 과정을 도시하고 있다. 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기를 이용하여 회전자 측 컨버터를 제어하기 위한 벡터 형태의 전압 입력 값을 만들어 줄 때, 시스템 제정수와 제어 변수의 계산 및 측정 그리고 제어를 위한 유효 전류 지령치( $i_{rd}^{ref}$ )와 무효 전류 지령치( $i_{rq}^{ref}$ )의 계산 방식과 쇄교 자속의 추정 방식 그리고 슬립 각속도를 계산하는 방식은 기존의 비례적분 제어기 기반 제어 방식의 형태와 동일하며, 최종적인 제어 입력의 생성 부분은 회전자 측 컨버터의 제어를 위하여 본 발명에서 설계된 수학식1~60 중 회전자 측 컨버터 제어관련 수학식들에 따른 도 5의 제어방식을 적용한 적응 제어기를 이용하여 이루어지게 된다.
- [0253] 도 8은 도 4와 도 5의 제어방식을 모두 적용한 권선형 유도발전기의 제어장치를 나타낸다.
- [0254] 도 8은 위에서 설계하고, 도 6과 7에 도시한 고정자 측 컨버터의 제어를 위한 백스테핑 적응 제어기와 회전자 측 컨버터의 제어를 위한 적응 제어기를 이용한 권선형 유도발전시스템의 전체적인 제어 과정을 나타내고 있다. 권선형 유도발전시스템을 제어하기 위한 벡터 형태의 전압 입력 값을 만들어 줄 때, 시스템 제정수와 제어 변수의 계산 및 측정 그리고 제어 변수의 제어를 위한 각종 지령치의 계산 방식과 쇄교 자속의 추정 방식 그리고 동기 위상각과 슬립 각속도를 계산하는 방식은 기존의 비례적분 제어기 기반 제어 방식의 형태와 동일하며, 최종 제어 입력 생성 부분의 경우, 고정자 측 컨버터는 위에서 설계한 백스테핑 적응 제어기를 적용하고 회전자 측 컨버터의 경우는 위에서 설계한 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기를 적용한다.
- [0255] 도 9a은 도 6 또는 도 8에서 고정자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 직류단 전압( $v_{dc}$ )과 지령치( $v_{dc}^{ref}$ )의 수렴 오차를 나타내는 그래프이다. 도 9b은 도 6 또는 도 8에서 고정자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 고정자 d-q축 전류( $i_{sd}, i_{sq}$ )와 전압 제어 입력( $u_1, u_2$ )을 나타내는 그래프이다. 도 9c은 도 6 또는 도 8에서 고정자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 파라미터 변동에 대한 추정치의 변화를 나타내는 그래프이다. 여기서, 최악의 경우를 가정하여 권선형 유도발전기 모델이 불확실성 요소에 의해 0[sec]에서 250%의 파라미터 변동을 가진다고 설정하였다.
- [0256] 도 9a의 첫 번째 파형은 직류단 전압( $v_{dc}$ ) 값을 나타내며, 두 번째 파형은 직류단 전압 값의 지령치( $v_{dc}^{ref}$ )와 프로브를 통하여 실시간으로 측정된 직류단 전압 간의 차를 나타낸다.

- [0257] 도 9b의 첫 번째 파형은 고정자 측 유무효 전류( $i_{sd}, i_{sq}$ ) 값을 나타내고 있고, 두 번째 파형은 유효 전류를 이용하여 간접적으로 직류단 전압을 제어하기 위한 제어 입력( $u_1$ ) 값과 무효 전류를 제어하기 위한 제어 입력( $u_2$ ) 값의 변화를 나타내고 있다. 직류단 전압을 간접 제어하기 위한 고정자 측 d-축 전류는 9a의 직류단 전압 값이 700V의 지령치로 수렴하는 동안 비슷한 변화 양상을 보인다는 것을 관찰 할 수 있다.
- [0258] 도 9c의 첫 번째 파형은 불확실성 요소에 의한 고정자 d-축 전류 상태 방정식의 파라미터 변동의 추정치를 도시하고 있다. 도 9c의 두 번째 파형은 첫 번째 파형과 같은 불확실성 요소에 의한 고정자 q-축 전류 상태 방정식의 파라미터 변동의 추정치를 도시하고 있다. 도 9c는 고정자 측 컨버터 모델이 불확실성 요소에 의해 0[sec]에서 250%의 파라미터 변동을 가지게 된 후, 불확실성 요소에 의한 모델의 파라미터 변동폭을 0%로 보상해주는 백스테핑 적응 제어기의 성능을 보여주며, 이는 결과적으로 불확실성 요소로 인한 모델과 제어기 간 파라미터 불일치 상태를 벗어나 시스템이 안정화 된다는 것을 의미한다. 파라미터 변동에 대응하고 직류단 전압, 무효 전류를 제어하기 위한 제어 입력 역시 도 9b의 두 번째 파형에 도시 된 바와 같이 변화 한다.
- [0259] 도 9에 도시된 바와 같이, 위에서 설계하고 도 4에 도시한 고정자 측 컨버터를 위한 백스테핑 제어 방식은 기존의 제어 목적을 달성함과 동시에 불확실성 요소로 인한 권선형 유도발전시스템의 고정자 파라미터 값의 변동이 발생하는 경우에도 능동적으로 대처가 가능하다는 것을 보여준다.
- [0260] 도 10a은 도 7 또는 도 8에서 회전자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 회전자 d-q축 전류( $i_{rq}, i_{rd}$ )와 전압 제어 입력( $u_1=u_{rd}, u_2=u_{rq}$ ), 회전자 d-q축 전류의 수렴 오차를 나타내는 그래프이다. 도 10b은 도 7 또는 도 8에서 회전자 측 컨버터에 대한 제어방식을 권선형 유도발전기의 제정수 변동 구간에 적용하였을 때의 파라미터 변동에 대한 추정치의 변화를 나타내는 그래프이다. 도 10a, 10b는 전술하고, 도 7에 도시한 회전자 측 컨버터 제어를 위한 리아푸노프 함수 기반 적응 제어기를 권선형 유도발전시스템에 적용 했을 때 회전자 측 컨버터 제어 변수들의 출력 특성을 나타내고 있다. 최악의 경우를 가정하여 권선형 유도발전기 모델이 불확실성 요소에 의해 0[sec]에서 250%의 파라미터 변동을 가진다고 설정하였고, 이는 고정자 측 컨버터 제어 방법의 시뮬레이션 상황과 같다.
- [0261] 도 10a의 첫 번째 파형은 회전자 측 d-q전류 성분의 지령치와 실제 값의 수렴 특성을 나타내며, 두 번째 파형은 유무효 전력을 제어하기 위한 전압 입력 값을 나타낸다. 세 번째 파형은 회전자 측 유무효 전류의 실제값과 지령치 간의 차를 나타낸다.
- [0262] 도 10b의 첫 번째 파형은 불확실성 요소에 의한 회전자 d-축 전류 상태 방정식의 파라미터 변동의 추정치를 도시하고 있다. 도 10b의 두 번째 파형은 첫 번째 파형과 같은 불확실성 요소에 의한 회전자 q-축 전류 상태 방정식의 파라미터 변동에 대한 추정치의 변화를 도시하고 있다.
- [0263] 도 10b는 회전자 측 컨버터 모델이 불확실성 요소에 의해 0[sec]에서 250%의 파라미터 변동을 가지게 된 후, 불확실성 요소에 의한 모델의 파라미터 변동폭으로 0%로 보상해주는 회전자 측 컨버터의 제어를 위한 적응 제어 방식의 성능을 보여주며, 이는 결과적으로 불확실성 요소로 인한 모델과 제어기 간 파라미터 불일치 상태로부터 시스템이 안정화 된다는 것을 의미한다. 파라미터 변동에 대응하고 유무효 전류를 제어하기 위한 제어 입력 역시 도 10a의 두 번째 파형에 도시 된 바와 같이 변화 한다.
- [0264] 도 10에 도시된 바와 같이, 위에서 설계하고 도 5에 도시한 회전자 측 컨버터를 위한 리아푸노프 함수 기반 적응 제어 방식은 기존의 제어 목적을 달성함과 동시에 불확실성 요소로 인한 권선형 유도발전시스템의 파라미터 값의 변동이 발생하는 경우에도 능동적으로 대처가 가능하다는 것을 보여준다.
- [0265] 도 11은 본 발명에 따른 고정자와 회전자 측 컨버터에 대한 제어방식과 비례적분 제어 방식을 이용한 기존의 선형 제어 방식을 권선형 유도발전기에 적용하였을 때의 직류단 전압의 수렴 특성을 나타내는 그래프이다.
- [0266] 또한, 위에서 설계한 권선형 유도발전시스템의 제어 방식은 비례적분 제어기 기반의 기존 제어방식에 비해 향상된 과도 특성을 보인다. 도 11은 540V의 직류단 전압 값을 갖는 권선형 유도발전시스템에서 같은 조건 내에 700V의 지령치를 인가했을 때 백스테핑 적응 제어 방식과 비례적분 제어기 기반의 기존 제어 방식의 직류단 전압 값의 실제 값의 변화를 나타낸 그래프이다. 도 11의 첫 번째 파형은 본 발명에 의한 백스테핑 제어 방식에 의한 직류단 전압의 수렴 형태이며, 두 번째 파형은 기존의 비례적분 제어기를 이용한 선형 제어 방식에 의한 직류단 전압의 수렴 형태이다. 같은 조건 내에서 직류단 전압을 지령치로 수렴시키는데, 백스테핑 제어방식의 경우 130[ms]가 소요되는 반면, 선형 제어 방식의 경우 수렴하여 안정화 하는 순간까지 300[ms]가 소요 된다는 것을 관찰할 수 있다.

[0267]

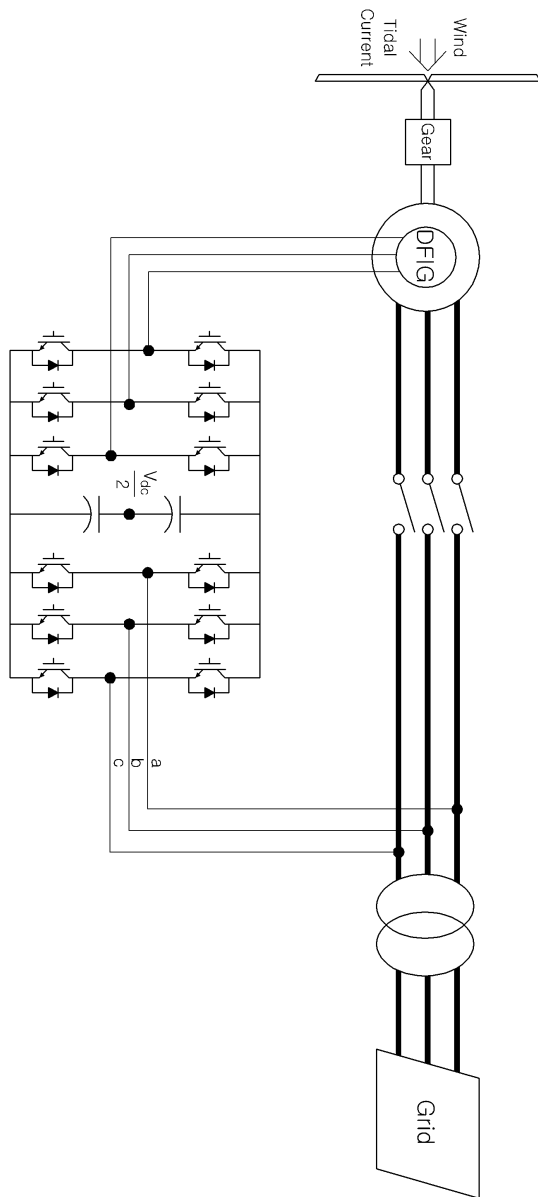
이처럼 본 발명에 따른 권선형 유도발전기 제어 방식은 기존의 비례 적분 제어기 기반의 선형 제어 방식 보다 우수한 과도 응답을 보이며, 온도 상승과 자속 포화와 같은 외란 및 시스템의 내부적 불확실성 요소에 의한 시스템 파라미터의 변동이 발생할 시에도 유효 전력 및 직류단 전압의 제어를 안정적으로 수행한다는 것을 알 수 있다.

[0268]

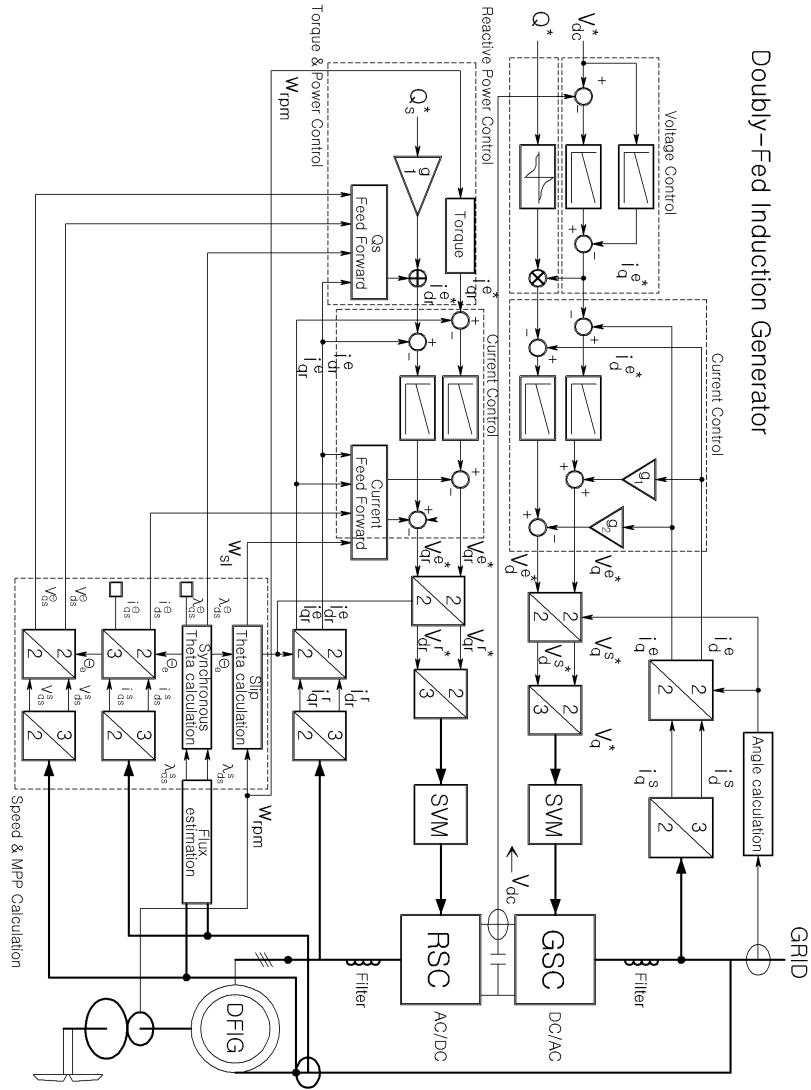
이상과 같이 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 그러므로, 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 아니 되며, 후술하는 특허청구범 위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

**도면**

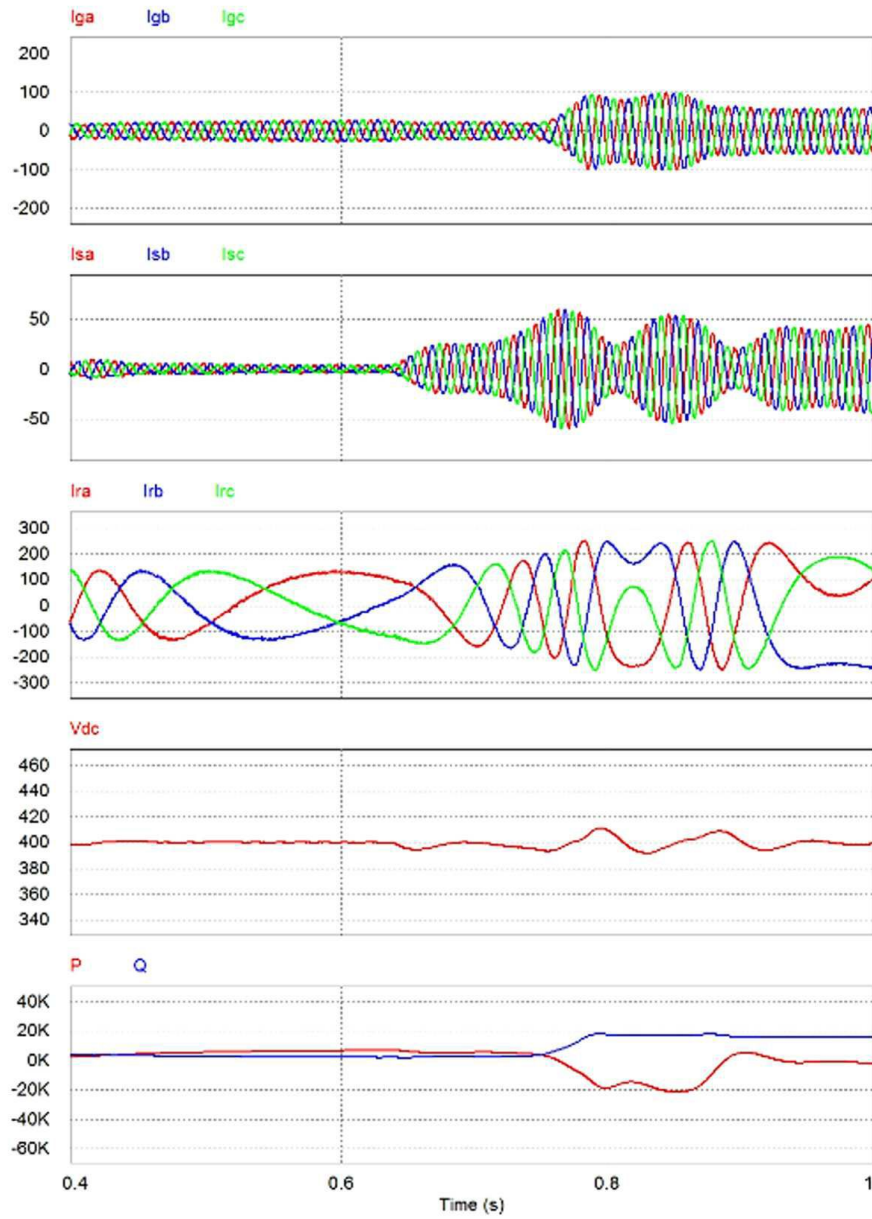
**도면1**



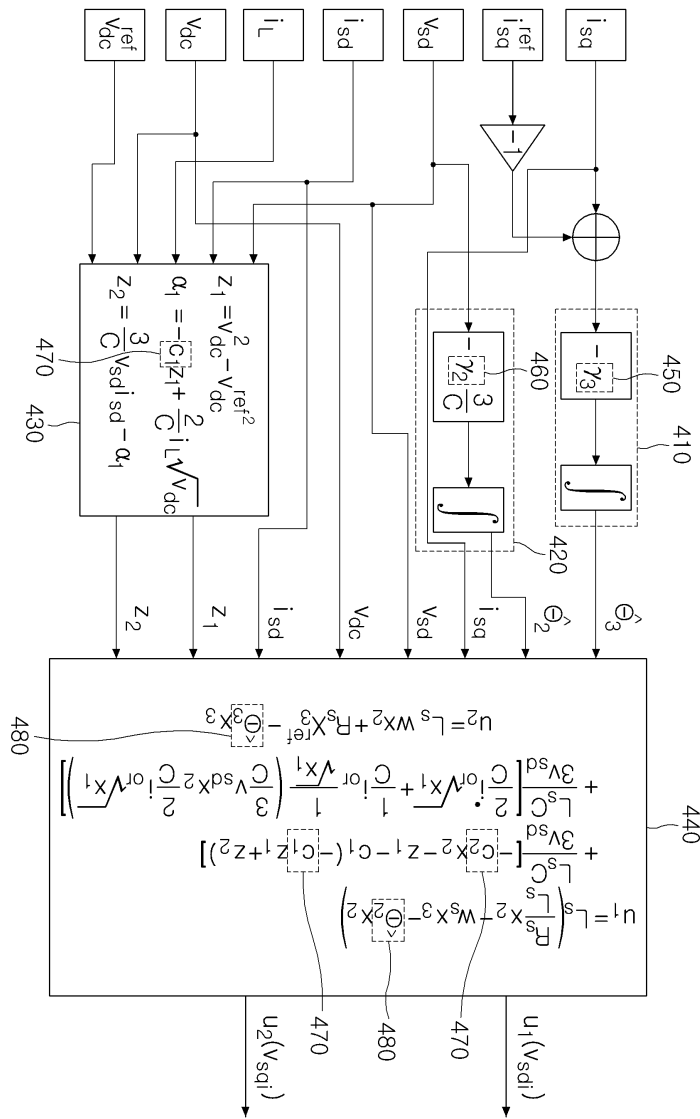
도면2



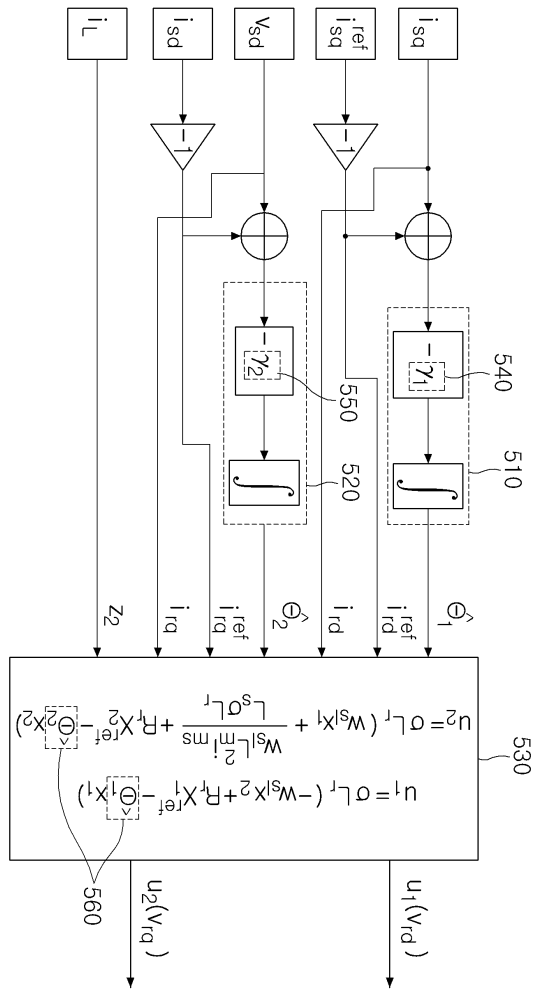
도면3



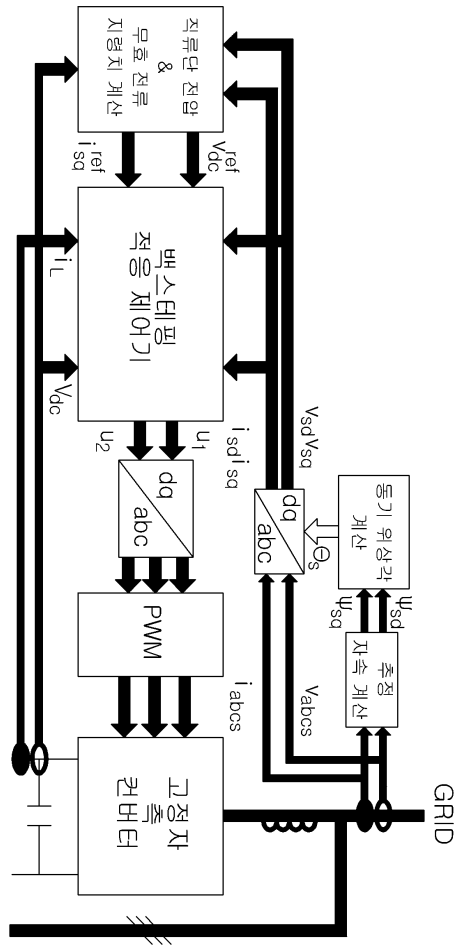
도면4



도면5



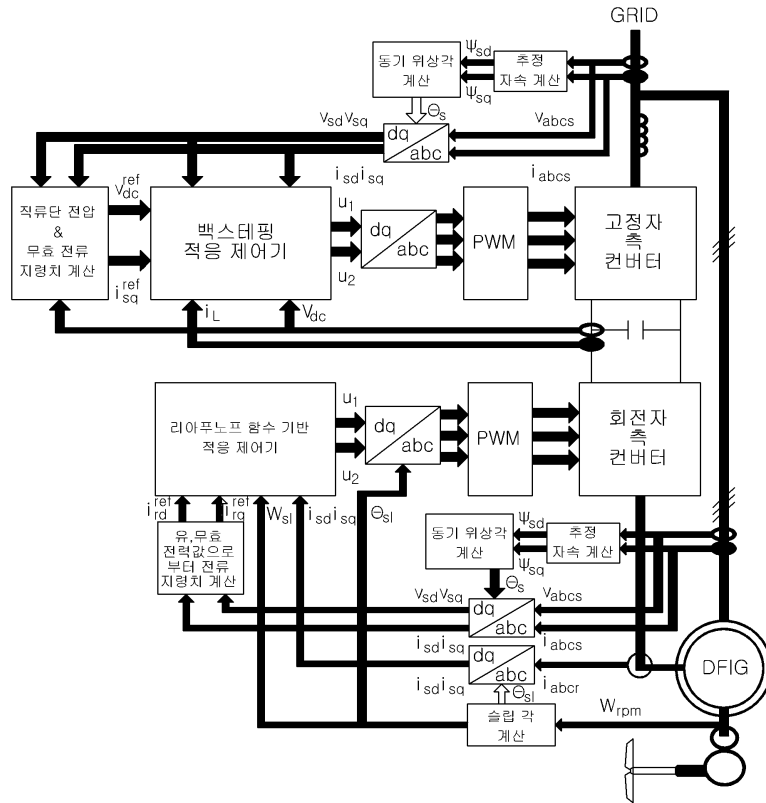
도면6



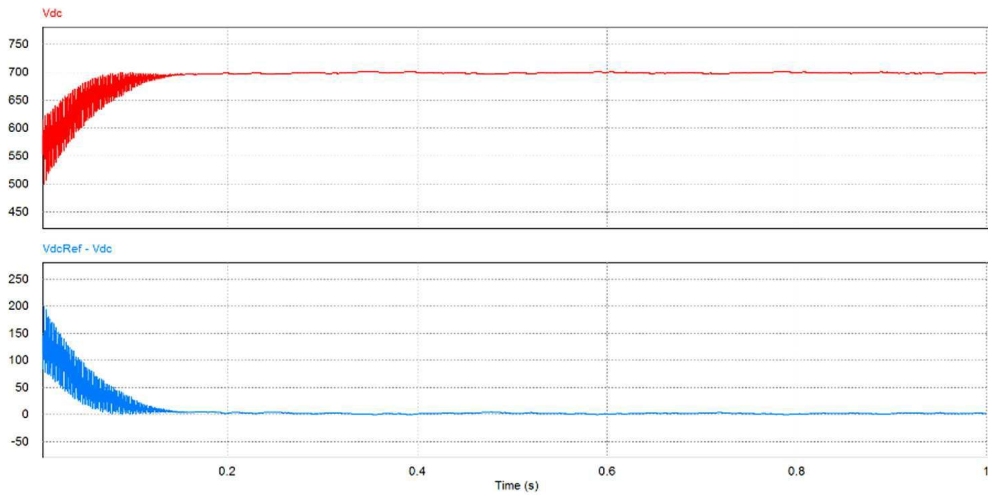




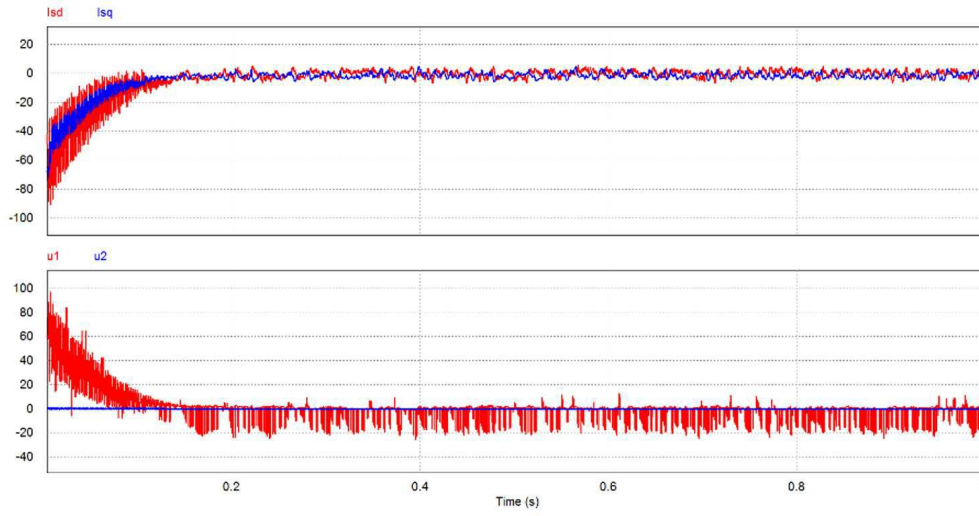
도면8



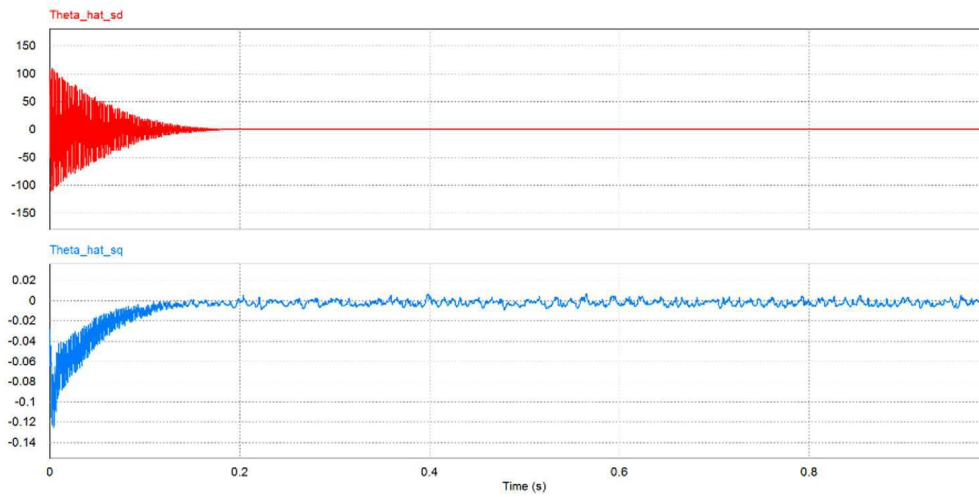
도면9a



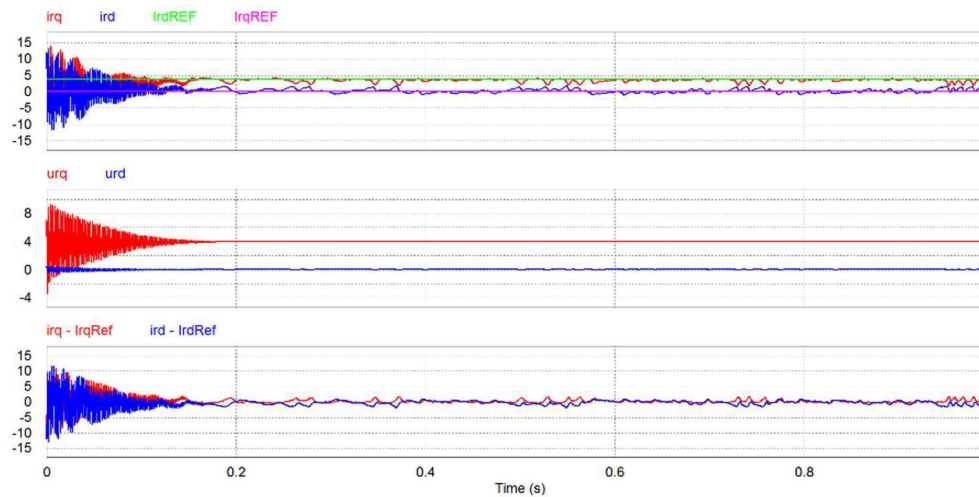
도면9b



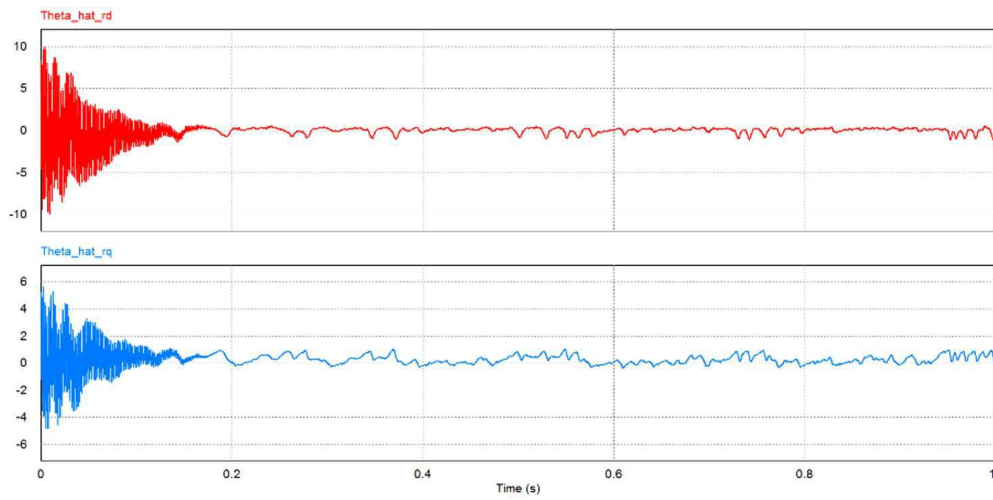
도면9c



도면10a



도면10b



도면11

