

# 슬라이딩 모드 기반의 가변이득을 가지는 직접전력제어를 이용한 계통연계형 인버터의 성능개선

이병섭<sup>1</sup>, 이준석<sup>2</sup>, 이교범<sup>†</sup>

## Performance Improvement of a Grid-Connected Inverter System using a Sliding-Mode Based Direct Power Control with a Variable Gain

Byoung-Seoup Lee<sup>1</sup>, June-Seok Lee<sup>2</sup>, and Kyo-Beum Lee<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper proposes a performance improvement of grid-connected inverter system using sliding-mode based direct power control with a variable gain. The proposed control method determine variable gain of PI controller by using modeling at direct power control (DPC) applied to space vector modulation method. Also, this method use sliding-mode control to maintain excellent dynamic response of character of direct power control (DPC). The validity of the proposed algorithm are verified by simulations and experiments.

**Keywords** : grid connected inverter system, direct power control (DPC), variable structure control (VSC), sliding mode control (SMC)

### 1. 서 론

최근 화석 에너지의 고갈과 함께 신재생 에너지를 이용한 발전 방법이 대두되고 있으며, 태양광 및 풍력 발전에서 사용되는 발전 시스템에 대한 연구 또한 많이 수행되고 있다. 계통연계형 발전 시스템의 여러 연구 분야 중 DC/AC 전력변환 시스템에 관한 연구는 신재생 에너지를 이용하여 계통으로 전력을 전달하기 위해 DC/AC 전력변환 시스템이 필수적으로 사용된다는 점에서 가장 활발한 연구가 이루어지는 분야이다. DC/AC 전력변환 시스템은 직류를 교류로 변환하기 위한 인버터와 직류전압을 저장 할 수 있는 캐패시터와 같은 에너지 저장 장치로 구성된다. 이러한 DC/AC 전력변환 시스템은 대개 직류단의 전압제어기와 비례-적분제어를 이용한 전류제어기를 설계하여 동작되며, 최종적으로 전류제어기를 통해서 계산된 값을 스위칭 동작에 사용한다.

앞에서 언급한 전류제어기를 이용한 전력변환 시스템의 제어방법 외에도 현재까지 DC/AC 전력변환 장치가

포함된 시스템의 성능 개선을 위한 다른 여러 제어 방법들이 제안되었다. 제안된 여러 방법들 중, 전동기가 존재하는 풍력발전 시스템에서 과도응답에 장점을 가지는 방법으로 직접토크제어(Direct Torque Control : DTC)가 있다<sup>[1]-[2]</sup>. 직접토크제어(DTC)는 간단한 구조를 가지고 있지만, 정상상태에서 토크 및 자속과 전류의 변동이 생기고 스위칭 주파수가 가변된다는 단점을 가지고 있다. 이런 단점은 히스테리시스 제어기를 이용한 스위칭 방법 대신 공간벡터변조(SVM) 방법을 이용한 스위칭 방법을 적용함으로써 보완이 가능하다.

직접토크제어(DTC) 알고리즘의 개발과 함께 제안된 것이 직접토크제어(DTC)와 비슷한 방법인 직접전력제어(Direct Power control : DPC) 이다. 직접전력제어(DPC)는 전압원인버터(Voltage Source Inverter : VSI)에서 사용되는 방법으로 유효전력과 무효전력을 즉각적으로 제어하는 방법이다. 최근에 직접전력제어(DPC)에 관련된 이론들이 많이 제시되고 있다<sup>[3]-[6]</sup>. 직접전력제어(DPC)의 경우도 우수한 응답속도와 간단한 구조를 장점으로 가지며, 직접토크제어(DTC)와 마찬가지로 스위칭 주파수의 변동 현상을 보완하기 위해서 공간벡터변조(SVM) 방법이 함께 사용된다<sup>[7]-[8]</sup>. 하지만 이러한 공간벡터(SVM) 방법의 적용은 직접전력제어(DPC)의 응답속도를 저감시키는 요인이 된다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 본 논문에서는 직접전력제어(DPC)와 슬라이

Paper number : TKPE-2012-17-1-9

<sup>†</sup> Corresponding Author : kyl@ajou.ac.kr, Dept. of Electrical and Comp. Eng., Ajou University.

<sup>1,2</sup> Dept. of Electrical and Comp. Eng., Ajou University.

Manuscript received Nov. 7, 2011; revised Dec. 12, 2011

딩모드제어 (Sliding mode control : SMC)를 함께 이용하였으며, 이것은 직접전력제어(DPC)의 장점인 빠른 동적 특성을 유지하면서 일정한 스위칭 주파수로 전류의 변동을 줄일 수 있다는 장점을 가진다.

슬라이딩모드제어(SMC)는 가변구조제어 (Variable Structure Control : VSC) 의 종류로서 슬라이딩 평면 위에서 제어 시스템의 구조를 변화시키는 불연속 스위칭 입력에 강인한 비선형제어이다<sup>[9]-[11]</sup>. 시스템의 상태 변수가 슬라이딩 평면을 이동하는 동안, 시스템은 외란과 모델링의 불확실성(uncertainty)에 독립적인 운동을 가지는 불변(invariant)의 특성을 가진다.

본 논문에서는 슬라이딩모드 기반의 가변이득을 가지는 직접전력제어(DPC)를 제안한다. 제안하는 제어 기법은 가변이득을 가지는 비례-적분제어기와 슬라이딩모드 제어기로 유효전력과 무효전력을 직접 제어 할 수 있는 간단한 제어 구조를 가지며, 정상상태에서 스위칭 주파수를 일정하게 유지하기 위해 공간벡터변조(SVM) 방식이 사용된다.

제안하는 알고리즘은 DC/AC 전력변환 장치가 사용된 10kW급 계통연계형 인버터 시스템에 적용됐다. 또한 제안하는 알고리즘의 우수성을 확인하기 위하여 유효전력과 무효전력의 주입 시 출력 전력의 동작 특성에 초점을 맞추었으며, 이를 시뮬레이션 및 실험을 통해서 확인하였다.

## 2. 계통연계형 인버터 시스템

그림 1은 본 논문에서 사용된 계통연계형 인버터 시스템을 나타낸다. 계통연계형 인버터 시스템은 직류단 커패시터와 전력변환부, 계통연계 필터로 구성된다.

계통연계 및 제안하는 알고리즘의 전력 계산을 위해서 계통 전압과 전류를 측정해야 한다. 측정된 전압과 전류를 이용하여 유효전력과 무효전력을 계산하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} P &= i_{de} V_{de} + i_{qe} V_{qe} \\ Q &= i_{de} V_{qe} - i_{qe} V_{de} \end{aligned} \quad (1)$$

식 (1)을 통해서 계산된 출력전력과 전력지령의 차가 슬라이딩모드 기반의 가변이득을 가지는 비례-적분제어기의 입력이 된다. 제어기의 출력은 인버터 스위칭을 위한 전압 지령이 된다.

## 3. 제안하는 슬라이딩모드 기반의 가변이득을 가지는 비례-적분제어기

### 3.1 가변이득을 가지는 직접전력제어(DPC)의 비례-적분제어기 설계

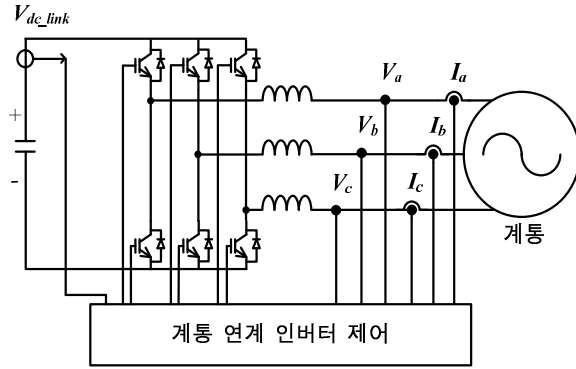


그림 1 계통연계형 인버터 시스템의 회로도

Fig. 1 The circuit of grid connected inverter system

직접전력제어(DPC)는 유효전력과 무효전력을 직접 제어하는 방법이며, 출력전력과 전력지령의 차가 제어기의 입력이 된다. 비례-적분 제어기의 출력은 인버터 스위칭 동작을 위한 공간벡터변조(SVM) 방법의 지령전압이 되어야 한다. 이와 같은 목적을 만족시키기 위해서 비례-적분 제어기의 블록도는 그림 2와 같다.

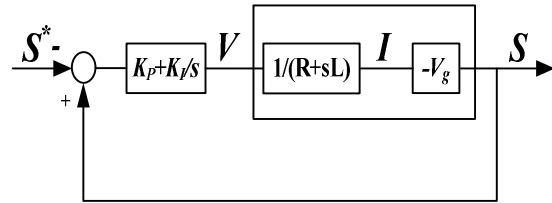


그림 2 비례-적분제어기 블록도

Fig. 2 The block diagram of PI-controller

식 (2)는 시스템의 출력전력을 나타낸다.

$$S = P_s + jQ_s = \vec{V}_g \cdot \vec{I}_g \quad (2)$$

좌표 변환을 통하여 d, q축으로 변환된 전압과 전류의 곱으로 식 (2)의 시스템의 출력전력을 나타내면 다음의 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} S &= P_s + jQ_s \\ &= \frac{3}{2}(i_{gd}v_{gd} + i_{gq}v_{gq}) + j\frac{3}{2}(i_{gd}v_{gq} - i_{gq}v_{gd}) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (2)와 (3)에서 전력은 전압벡터와 전류벡터의 곱으로 구해진다. 계통전압  $v_g$ 의 전압변동은 실제로 매우 작다고 할 수 있으며, 따라서 동기좌표계에서 계통전압  $v_{gd}$ 와  $v_{gq}$ 는 상수로 표현할 수 있다. 식 (3)은 다음의 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} S &= P_s + jQ_s \\ &= \frac{3}{2}(i_{gd}V_{gd} + i_{gq}V_{gq}) + j(i_{gd}V_{gq} - i_{gq}V_{gd}) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $V_{gd}$ ,  $V_{gg}$  는 상수이다.

계통전압  $V_g$ 의 전압변동이 없다고 가정할 경우 전력은 시간에 따른 전류 변화에만 영향을 받게 되며,  $V_g$ 를 상수로 취급하고 전달함수를 계산하여 비례-적분 제어기의 이득인  $K_P$  와  $K_I$  값을 설계할 수 있다. 그림 2에서 나타난 PI 제어기 블록도의 개루프 전달함수를 구하면 식 (5), (6)과 같다.

$$S = S^* \left( K_P + \frac{K_I}{s} \right) \left( \frac{1}{R + sL} \right) V_g \quad (5)$$

$$G_c^o = \frac{S}{S^*} = \frac{\frac{K_P}{L} \left( s + \frac{K_I}{K_P} \right)}{s \left( s + \frac{R}{L} \right)} V_g \quad (6)$$

$$\frac{K_I}{K_P} = \frac{R}{L} \quad (7)$$

식 (6)에 식 (7)을 대입하여 비례-적분제어기의 영점 ( $-K_I/K_P$ )이 시스템의 극점 ( $-R/L$ )을 상쇄시키도록 설계하면 개루프 전달함수는 식 (8)과 같다.

$$G_c^o = \frac{S}{S^*} = \frac{1}{\frac{L}{K_P} s} V_g \quad (8)$$

식 (8)에서 전달함수의 이득이 1이 되는 차단 주파수를 구하게 되면 식 (9), (10)과 같다.

$$\left| G_c^o(w_{cc}) \right| = \left| \frac{1}{\frac{L}{K_P} jw_{cc}} \right| V_g = 1 \quad (9)$$

$$w_{cc} = \frac{K_P}{L} V_g \quad (10)$$

식 (7)과 식 (10)을 통해서 가변 이득을 가지는 직접 전력제어(DPC)의 비례-적분제어기의  $K_P$ ,  $K_I$  값을 결정할 수 있다.

$$K_P = \frac{L}{V_g} w_{cc} \quad (11)$$

$$K_I = \frac{R}{V_g} w_{cc}$$

식 (11)을 통해서 계산되는 제어기의 이득을 보면 계통전압이 제어기 이득 계산에 포함되며, 계통 전압에 따라서 시스템의 이득이 변화된다. 따라서 앞에서 구한 제어기의 이득은 계통 전압의 변동에서도 가변적으로 시스템에 적절한 이득을 가진다.

그림 3과 그림 4는 계통전압을  $V_g$ 에서  $0.2V_g$ 로 가변

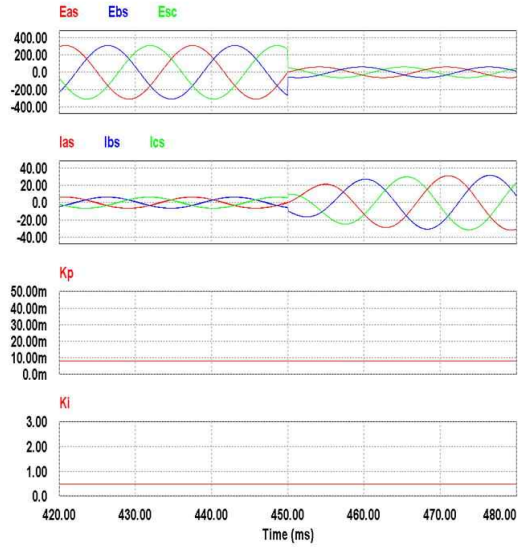


그림 3 고정이득을 가지는 제어기  
(a) 계통 전압, (b) 출력 전류,  
(c)  $K_P$  이득, (d)  $K_I$  이득

Fig. 3 The controller with fixed gain

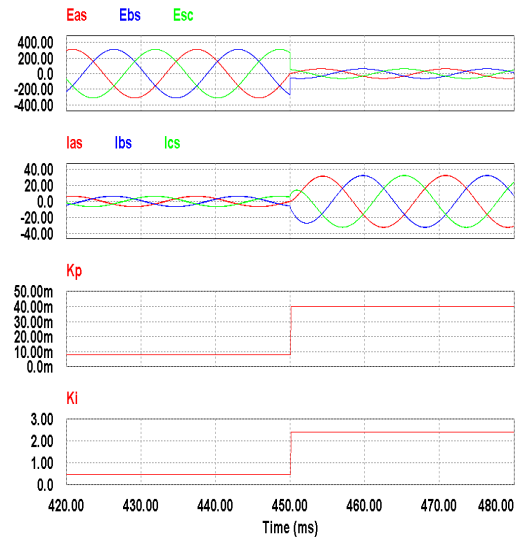


그림 4 가변이득을 가지는 제어기  
(a) 계통 전압, (b) 출력 전류,  
(c)  $K_P$  이득, (d)  $K_I$  이득

Fig. 4 The controller with variable gain

시켰을 때, 출력전류의 파형을 나타낸다. 그림 3은 계통 전압의 크기에 상관없이 일정한 제어기 이득을 가지는 제어기의 경우이며, 계통 전압의 변동 시 출력 전류를 유지하기 위한 전류 출력의 응답 속도가 느린 것을 확인할 수 있다.

그림 4는 계통전압에 따라서 가변적으로 제어기 이득을 가지는 제어기의 출력 전압, 전류 파형이다. 그림 3과는 달리 출력 전력을 유지하기 위한 출력 전류의 동적 응답 특성이 그림 3과 비교하여 크게 향상되었으며,

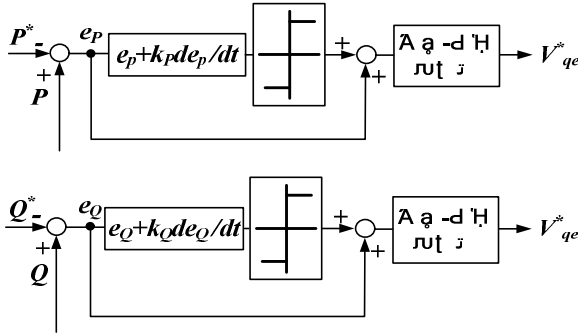


그림 5 슬라이딩모드가 적용된 비례-적분제어기 블록도  
Fig. 5 The PI-controller using sliding mode control

제어기 이득  $K_P$ ,  $K_I$  가 계통 전압에 따라서 변화되었음을 확인할 수 있다.

### 3.2 슬라이딩모드제어 적용

그림 5는 슬라이딩모드 기반의 가변이득을 가지는 비례-적분제어기의 제어 블록도이다. 직접전력제어의 장점인 우수한 응답 특성을 유지하기 위해서 슬라이딩모드 제어가 적용되었다.

슬라이딩 평면은 식 (12)과 같이 전력과 전력지령값의 오차, 그리고 오차의 미분값의 합으로 구성된다.

$$\begin{aligned} S_P &= e_P + k_P \frac{de_P}{dt} \\ S_Q &= e_Q + k_Q \frac{de_Q}{dt} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $e_P = P - P^*$ ,  $e_Q = Q - Q^*$  이며,  $k_P$ 와  $k_Q$ 는 슬라이딩 평면 상수이다.

$$\begin{aligned} S_P &= \dot{S}_P = 0 \\ S_Q &= \dot{S}_Q = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

슬라이딩모드제어에서 오차 값이 슬라이딩 평면으로 수렴하기 위해서는 식 (13)이 만족되어야 한다. 따라서 식 (13)은 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} e_P &= -k_P \frac{de_P}{dt} \\ e_Q &= -k_Q \frac{de_Q}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에서 슬라이딩 평면 상수인  $k_P$ ,  $k_Q$ 를 적절하게 선택함에 따라 우수한 응답 속도를 얻을 수 있다.

슬라이딩모드의 적용을 위해서 식 (15)와 같이 3.1절에서 결정한 선형구조를 가지는 비례-적분제어기와 가변구조가 함께 존재하는 제어 입력을 사용한다.

$$\begin{aligned} u_P &= e_P + K_{SP} \text{sgn}(S_P) \\ u_Q &= e_Q + K_{SQ} \text{sgn}(S_Q) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $K_{SP}$ ,  $K_{SQ}$ 는 가변구조제어기(VSC)의 스위칭 이득이다.

식 (15)에서 제시한 제어 입력은 선형구조의 제어 입력과 가변구조의 제어 입력이 병렬로 적용되는 형태이며, 선형제어는 비례-적분제어기 이득인  $K_P$ ,  $K_I$  에 의해서 제어되며, 가변구조제어는 슬라이딩모드 제어기의 이득인  $K_{SP}$ ,  $K_{SQ}$ 에 의해서 제어가 수행된다.

제어기의 입력신호를 식 (15)과 같이 결정함으로써 강인하고 속응성이 우수한 제어 특성을 갖게 된다. 하지만, 정상 상태에서는 오차가 0에 가깝기 때문에 가변구조제어기는 작은 노이즈에도 민감한 반응을 하게 되며, 이러한 민감한 반응은 제어기 출력 신호에 떨림(chattering)현상을 발생 시킬 수 있다. 민감도에 의해서 발생하는 떨림(chattering)현상 문제를 해결하기 위하여 스위칭 함수( $\text{Sgn}(S_P)$ ,  $\text{Sgn}(S_Q)$ )를 식 (16)과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \text{sgn}(S_P(t)) &= \frac{S_P(t)}{|S_P(t)| + r} \\ \text{sgn}(S_Q(t)) &= \frac{S_Q(t)}{|S_Q(t)| + r} \end{aligned} \quad (16)$$

여기서  $r = \begin{cases} 0, & |S_{P,Q}(t)| \geq \delta \\ \lambda, & |S_{P,Q}(t)| < \delta \end{cases}$  이며,  $\lambda$ 는 큰 양수 값,  $\delta$ 는 작은 양수 값이다.

$\lambda$ 와  $\delta$ 값의 결정은 제어의 강인함과 떨림(chattering)현상 사이에서 성능을 결정한다. 따라서  $\lambda$ 와  $\delta$  값은 양수 값으로 설정하며, 시스템의 특성에 따라 적절한 값을 결정한다.

### 3.3 슬라이딩모드 안정도 판별

슬라이딩모드 평면을 식 (12)과 같이 결정하였다. 본 절에서는 앞서 제안한 슬라이딩모드 제어기의 안정도를 판별한다. 제어 입력인 식 (15)를 이용하면, 제어기의 출력으로 인버터 스위칭의 지령 전압을 얻을 수 있다. 지령 전압 식은 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} V_p^* &= (K_{PP} + \frac{K_{IP}}{s})u_P \\ &= (K_{PP} + \frac{K_{IP}}{s})(e_P + K_{SP} \text{sgn}(S_P)) \\ V_d^* &= (K_{PQ} + \frac{K_{IQ}}{s})u_Q \\ &= (K_{PQ} + \frac{K_{IQ}}{s})(e_Q + K_{SQ} \text{sgn}(S_Q)) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서  $K_{PP}$ ,  $K_{IP}$ ,  $K_{PQ}$ ,  $K_{IQ}$ 는 비례-적분제어기의 이득,  $K_{SP}$ ,  $K_{SQ}$ 는 가변구조제어기의 이득이며,  $S_P$ ,  $S_Q$ 는  $S_P$ 와  $S_Q$ 의 라플라스 변환식이다.

출력되는 유효전력과 무효전력을 계산하면 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_s &= \frac{-V_g}{R+Ls} \left( K_{PP} + \frac{K_{IP}}{s} \right) (e_P + K_{SP} s g_n(S_{P_s})) \\
 &= \frac{-V_g}{R+Ls} \left( \frac{K_{PP}s + K_{IP}}{s} \right) (P_s - P_s^* + K_{SP} s g_n(S_{P_s}))
 \end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
 Q_s &= \frac{-V_g}{R+Ls} \left( K_{PQ} + \frac{K_{IQ}}{s} \right) (e_Q + K_{SQ} s g_n(S_{Q_s})) \\
 &= \frac{-V_g}{R+Ls} \left( \frac{K_{PQ}s + K_{IQ}}{s} \right) (Q_s - Q_s^* + K_{SQ} s g_n(S_{Q_s}))
 \end{aligned}$$

안정도 판별을 위해서 Lyapunov 함수를  $V_{2P} = S_{P_s}^2/2$ ,  $V_{2Q} = S_{Q_s}^2/2$  과 같이 정하고, Lyapunov 함수의 미분 항을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{2P} &= S_{P_s} \dot{S}_{P_s} = -b_P k_P S_{P_s}^2 + (1 - a_P k_P + b_P k_P^2) e_2 S_{P_s} \\
 &\quad + k_P \frac{L}{R} \dot{P}_s S_{P_s} - b_P k_P K_{SP} |S_{P_s}| \\
 &= -b_P k_P S_{P_s}^2 - E_P |S_{P_s}|
 \end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{2Q} &= S_{Q_s} \dot{S}_{Q_s} = -b_Q k_Q S_{Q_s}^2 + (1 - a_Q k_Q + b_Q k_Q^2) e_4 S_{Q_s} \\
 &\quad + k_Q \frac{L}{R} \dot{Q}_s S_{Q_s} - b_Q k_Q K_{SQ} |S_{Q_s}| \\
 &= -b_Q k_Q S_{Q_s}^2 - E_Q |S_{Q_s}|
 \end{aligned}$$

여기서  $E_P = |(a_P k_P - b_P k_P^2 - 1) e_2| - |k_P \frac{L}{R} \dot{P}_s| + b_P k_P K_{SP}$

$E_Q = |(a_Q k_Q - b_Q k_Q^2 - 1) e_4| - |k_Q \frac{L}{R} \dot{Q}_s| + b_Q k_Q K_{SQ}$ ,

$a_P = \frac{V_g K_{PP}}{R}$ ,  $b_P = \frac{V_g K_{IP}}{R}$ ,  $a_Q = \frac{V_g K_{PQ}}{R}$ ,  $a_Q = \frac{V_g K_{IQ}}{R}$ ,

이다.

식 (19)에서  $S_{P_s} \dot{S}_{P_s} < 0$ 를 만족시키기 위하여, 슬라이딩 모드 제어기의 이득을 식 (20)과 같이 제한한다.

$$K_{SP} \geq (|(1 - a_P k_P + b_P k_P^2) e_2| + |k_P \frac{L}{R} \dot{P}_s|) / (b_P k_P) \tag{20}$$

$$K_{SQ} \geq (|(1 - a_Q k_Q + b_Q k_Q^2) e_4| + |k_Q \frac{L}{R} \dot{Q}_s|) / (b_Q k_Q)$$

식 (20)과 같이  $K_{SP}$ 와  $K_{SQ}$  값을 결정하면, 전체 시스템은 안정하다고 할 수 있다. 시스템의 안정성은 검증되었지만, 안정한 영역으로 수렴하는 시간이 유한한 값을 가져야 한다. 수렴 도달 시간을 계산하기 위하여 식 (19)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{V}_{2P} \leq -E_P |S_{P_s}| \tag{21}$$

식 (21)은 Lyapunov 함수 정의에 의해서 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$\dot{V}_{2P} \leq -E_P \sqrt{2V_{2P}} \tag{22}$$

식 (22)를 변경하여 적분하면 수렴 도달 시간( $t_f$ )는 다음과 같이 정해진다.

$$\begin{aligned}
 dV_{2P} / \sqrt{2V_{2P}} &\leq -E_P dt \\
 (\sqrt{2V_{2P}(t_f)} - \sqrt{2V_{2P}(t_0)}) &\leq -E_P(t_f - t_0)
 \end{aligned} \tag{23}$$

$$t_f \leq \sqrt{2V_{2P}(t_f)} / E_P + t_0$$

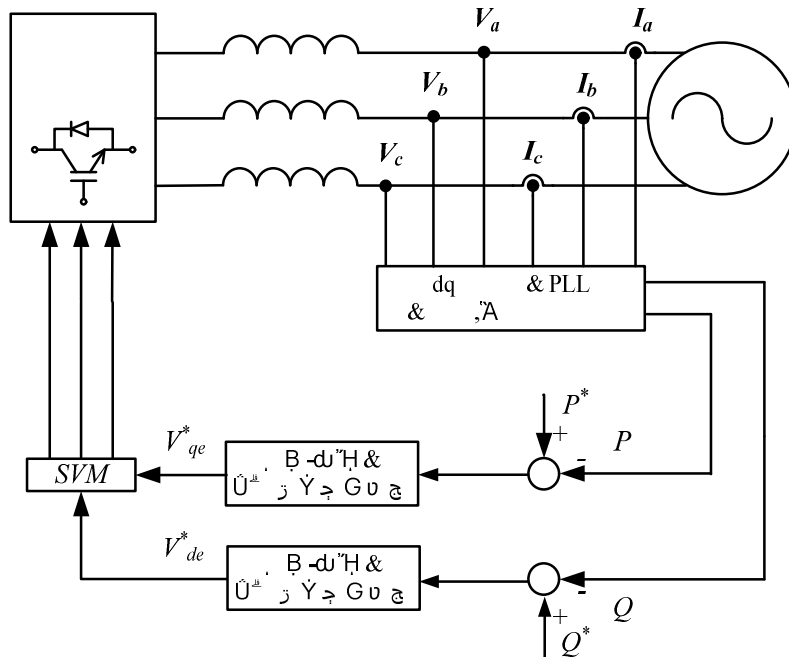


그림 6 제한한 직접전력제어를 이용한 계통연계형 인버터 시스템 제어 블록도  
 Fig. 6 The control block using proposed direct power control in grid connected inverter system

표 1 시뮬레이션 파라미터  
Table 1 Simulation parameter of grid connected inverter system

파라미터	값
계통 상 전압	100 [Vrms]
직류단 전압	400 [V]
제어 주기	100 [us]
스위칭 주파수	20 [Khz]
계통 주파수	60 [Hz]

여기서  $t_0$ 는 초기 시간이며 안정한 상태에서 수렴 도달 시간에서의 오차는 없으므로  $V_{2p}(t_f) = 0$  이다. 따라서 수렴 도달 시간이 유한함을 확인 할 수 있다.

위와 같이 이득을 설정함으로 전체 시스템이 안정한 영역에서 동작 할 수 있다는 것을 확인하였다. 슬라이딩 평면으로 수렴 도달 시간이 유한한 시간으로 존재함을 보임으로  $e_p$ 와  $e_q$ 가 수렴 도달 시간 후에 0으로 수렴된다는 것을 확인하였다.

#### 4. 시뮬레이션

그림 6은 본 논문에서 제안하는 슬라이딩모드 기반의 가변이득을 가지는 직접전력제어(DPC)기법의 블록도를 나타낸다. 제안하는 직접전력제어(DPC)의 성능을 확인하기 위한 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션은 표 1의 조건으로 수행하였다. 계통연계 L-필터는 5mH를 사용했다. 3.1절에서 식 (11)을 통해 비례-적분제어기의 이득을 결정하였으며,  $W_{cc}$ 는 500rad로  $K_{SP}$ ,  $K_{SQ}$ 는 2000으로 각각 설정하였다.

그림 7은 직접전력제어기법을 이용하여 유효전력제어를 수행하였을 때, 유효전력, 무효전력, 계통전류의 파형이다. 무효전력 지령은 0 [kVAR]이며, 유효전력지령값을  $t=0.35$  [s]에서 1 [kW]로 증가시키고 0.4 [s]에서 0 [kW]로 감소시켰다. 유효전력 지령 발생 시 출력 전력의 증가로 전류가 증가함을 볼 수 있다.

그림 8은 앞의 그림 7의 경우와 동일한 조건으로 유효전력을 변동시키며, 슬라이딩모드제어가 추가된 직접전력제어 기법의 결과 파형이다. 그림 7의 직접전력제어기법만을 사용했을 때에 비해, 유효전력 지령값에 대한 실제 유효전력의 응답속도가 개선되었음을 확인 할 수 있으며, 유효전력 지령값의 변화에 따라 슬라이딩모드 제어기가 동작함을 볼 수 있다.

그림 9는 직접전력제어방식을 이용하여 무효전력 제어를 수행할 때, 유효전력, 무효전력, 계통전류 파형이다. 유효전력 지령은 300 [W]로 발생되고 있으며, 무효전력 지령은  $t=0.35$  [s]에서 1 [kVAR]를 증가시키고 0.4 [s]에서 0 [kVAR]로 감소시킨다. 무효전력지령 발생할 때,

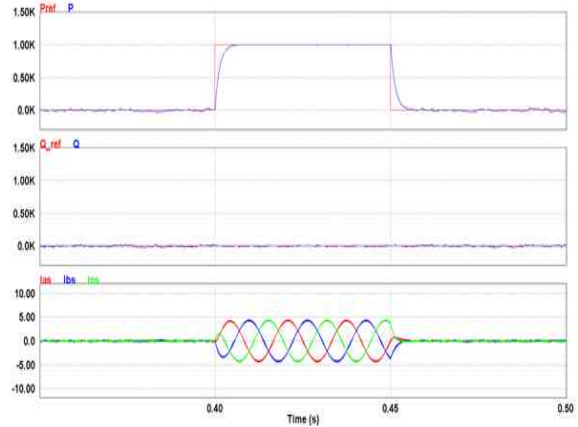


그림 7 DPC를 이용한 유효전력제어  
(a) 유효전력지령/유효전력, (b) 무효전력지령/무효전력, (c) 계통출력상전류  
Fig. 7 Active power control with DPC

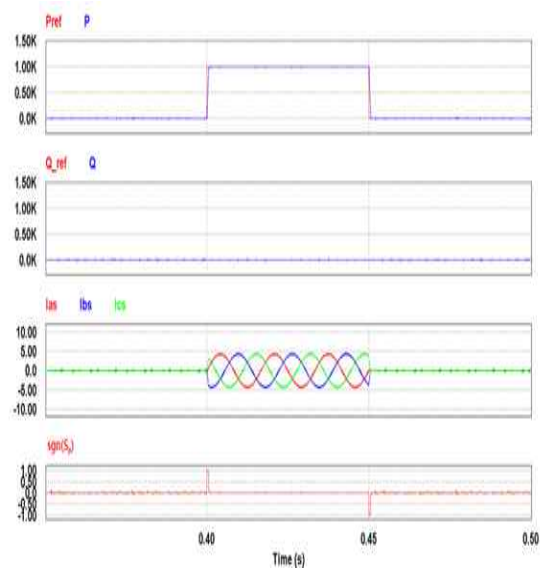


그림 8 DPC-SMC를 이용한 유효전력제어  
(a) 유효전력지령/유효전력, (b) 무효전력지령/무효전력, (c) 계통출력상전류, (d)  $\text{sgn}(S_p)$   
Fig. 8 Active power control with DPC-SMC

무효전력을 추가적으로 발생시키기 위해서 전류의 크기가 커진 것을 확인 할 수 있다.

그림 10은 앞의 그림 9의 경우와 동일한 조건으로 유효전력을 변동시키며, 슬라이딩모드제어가 추가된 직접전력제어 기법의 방식을 이용한 무효전력제어 파형이다. 무효전력 지령값에 대한 실제 무효전력의 응답속도가 개선되었으며, 유효전력 지령값의 변화에 따라 슬라이딩모드 제어기가 동작하였다.

#### 5. 실험

제안하는 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 11과 같

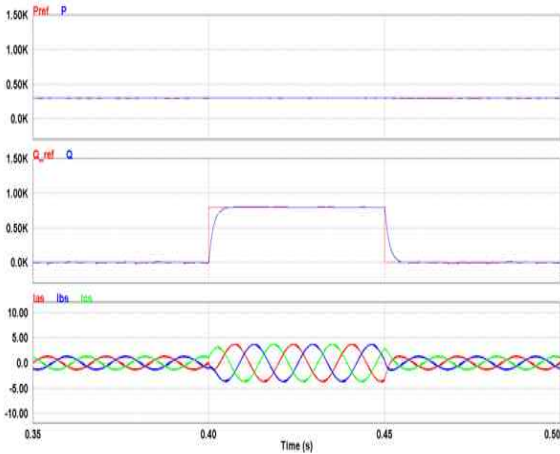


그림 9 DPC를 이용한 무효전력제어  
 (a) 유효전력지령/유효전력, (b) 무효전력지령/무효전력, (c) 계통출력상전류  
 Fig. 9 Reactive power control with DPC

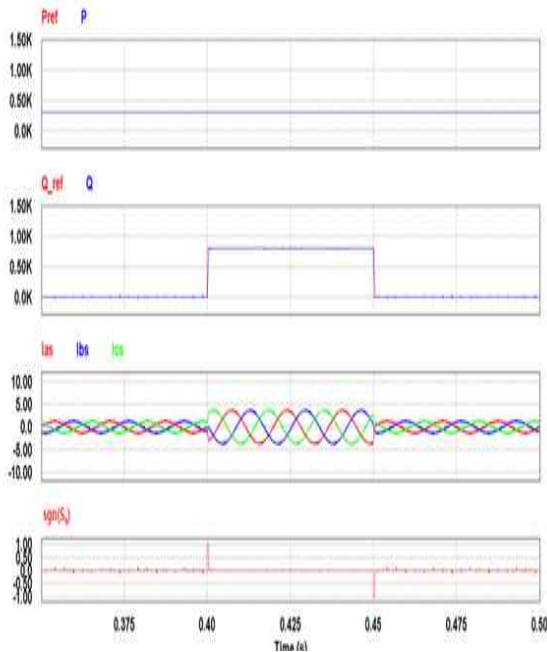


그림 10 DPC-SMC를 이용한 무효전력제어  
 (a) 유효전력지령/유효전력, (b) 무효전력지령/무효전력, (c) 계통출력상전류, (d)  $\text{sgn}(S_q)$   
 Fig. 10 Reactive power control with DPC-SMC

이 10kW급의 계통연계형 인버터를 이용하여 실험을 수행하였다. 전력지령에 대한 출력전력의 응답특성의 개선을 확인하는 것을 목적으로 하였기에, 아래 표 2와 같이 정격보다 작은 상황에서 실험을 수행하였다.

계통연계 필터의 인덕터는 4 [mH], 저항은 0.3 [Ω]을 사용하였다. 앞서 수행한 시뮬레이션과 마찬가지로 3.1 절에서 유도된 식 (11)을 이용하여 비례-적분제어기의 이득을 결정하였으며,  $\omega_{cc}$ 는 1500 [rad]로  $K_{SP}$ ,  $K_{SQ}$ 는 각각 500으로 결정하였다.

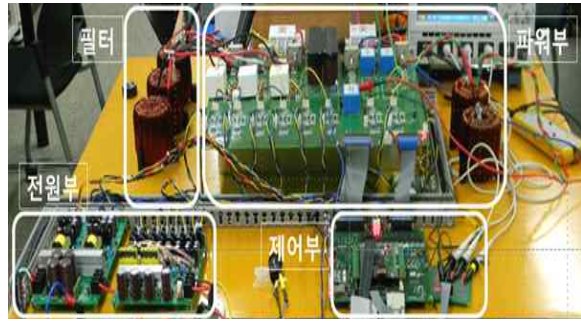
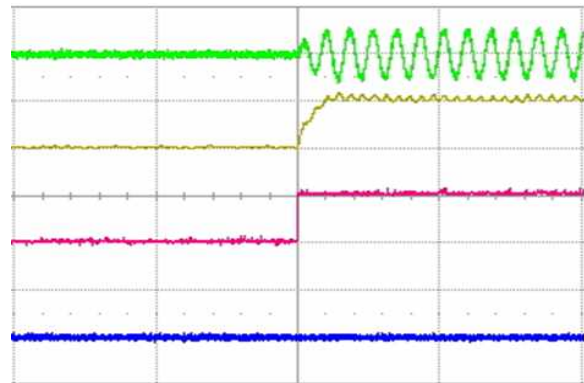


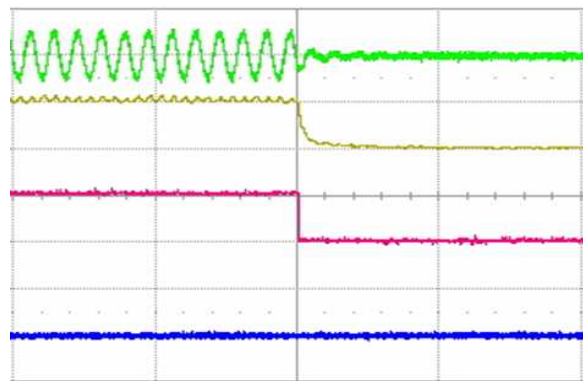
그림 11 10kW급 인버터 실험 장비  
 Fig. 11 The experimental setup



Time Division : 100ms/div  
 C1 : Ia (10A/div) C2 : P (1kW/div)  
 C3 : P\_ref (1kW/div) C4 : Q (1kW/div)

그림 12 DPC를 이용한 전력제어  
 (a) 계통 출력전류, (b) 유효전력, (c) 유효전력지령, (d) 무효전력

Fig. 12 The power control with DPC



Time Division : 100ms/div  
 C1 : Ia (10A/div) C2 : P (1kW/div)  
 C3 : P\_ref (1kW/div) C4 : Q (1kW/div)

그림 13 DPC를 이용한 전력제어  
 (a) 계통 출력전류, (b) 유효전력, (c) 유효전력지령, (d) 무효전력

Fig. 13 The power control with DPC



표 2 실험 파라미터  
Table 2 Experimental parameters of Grid connected inverter system

파라미터	값
계통 상 전압	110 [Vrms]
직류단 전압	400 [V]
제어 주기	100 [us]
스위칭 주파수	20 [Khz]
계통 주파수	60 [Hz]

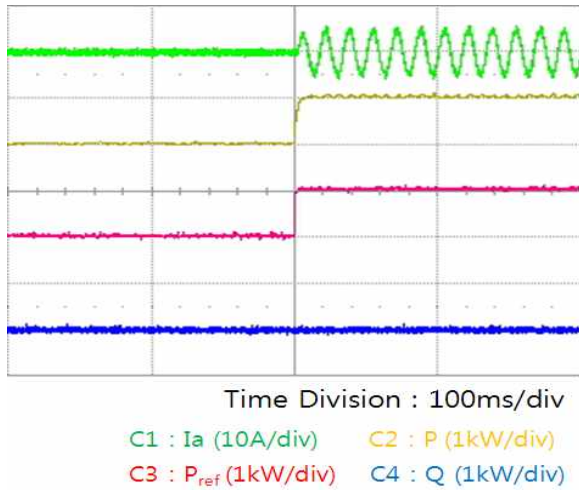


그림 14 DPC-SMC를 이용한 전력제어  
(a) 계통 출력전류, (b) 유효전력, (c) 유효전력지령, (d) 무효전력  
Fig. 14 The power control with DPC-SMC

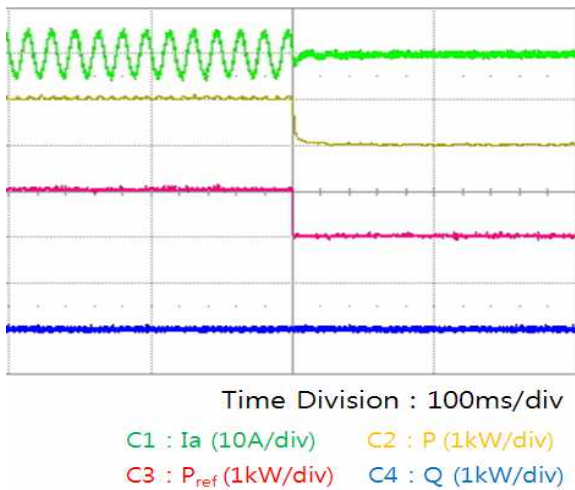


그림 15 DPC-SMC를 이용한 전력제어  
(a) 계통 출력전류, (b) 유효전력, (c) 유효전력지령, (d) 무효전력  
Fig. 15 The power control with DPC-SMC

그림 12와 그림 13은 직접전력제어기법을 이용하여 유효전력제어를 수행하였을 때, 계통전류와 유효전력,

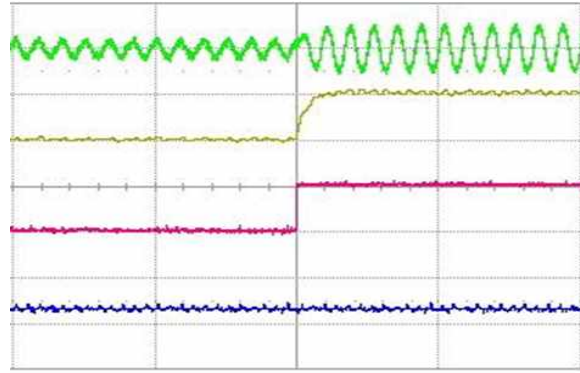


그림 16 DPC를 이용한 전력제어  
(a) 계통 출력전류, (b) 무효전력, (c) 무효전력지령, (d) 유효전력  
Fig. 16 The power control with DPC

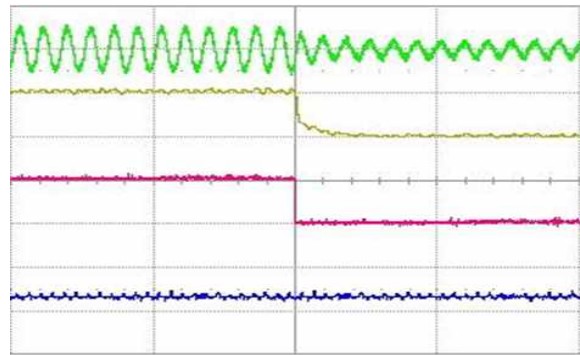


그림 17 DPC를 이용한 전력제어  
(a) 계통 출력전류, (b) 무효전력, (c) 무효전력지령, (d) 유효전력  
Fig. 17 The power control with DPC

유효전력지령, 무효전력 파형이다. 무효전력 지령은 0 [VAR]이며, 그림 12는 유효전력지령을 0 [W]에서 1000 [W]로 증가시켰고, 그림 13은 유효전력지령을 1000 [W]에서 0 [W]로 감소 시켰을 때의 실험 파형이다. 유효전력 지령 변화 시 출력 전력과 출력 전류가 증가함을 확인할 수 있다.

그림 14와 그림 15는 제안하는 슬라이딩모드제어가 추가된 직접전력제어 기법을 이용하여 실험을 통해 얻은 파형이다. 그림 14는 그림 12의 실험조건과 같은 조건으로 그림 15는 그림 13과 같은 실험 조건으로 실험을 진행 하였다.

그림 12와 그림 13의 직접전력제어기법만을 사용했을 때에 비해, 유효전력 지령값에 대한 실제 유효전력의 응



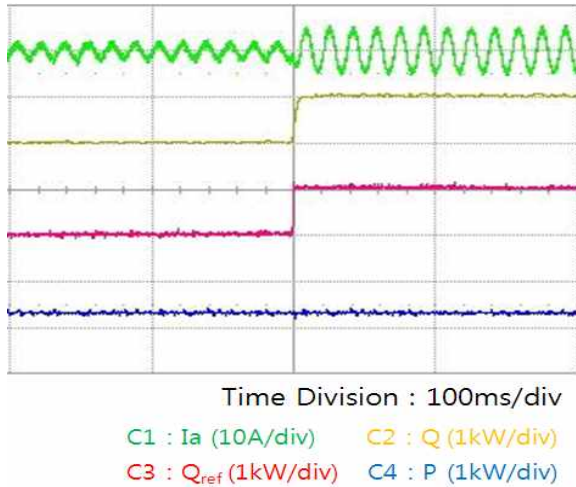


그림 18 DPC-SMC를 이용한 전력제어  
(a) 계통 출력전류, (b) 무효전력,  
(c) 무효전력지령, (d) 유효전력

Fig. 18 The power control with DPC-SMC

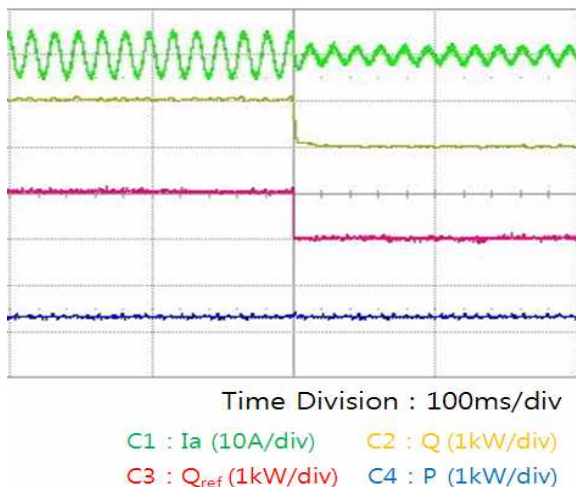


그림 19 DPC-SMC를 이용한 전력제어  
(a) 계통 출력전류, (b) 무효전력,  
(c) 무효전력지령, (d) 유효전력

Fig. 19 The power control with DPC-SMC

답속도가 개선되었음을 확인 할 수 있다.

그림 16과 그림 17은 직접전력제어기법을 이용하여 무효전력제어를 수행하였을 때, 계통전류와 무효전력, 무효전력지령, 유효전력 파형이다. 유효전력 지령은 300 [W]이며, 그림 16은 무효전력지령을 0 [W]에서 800 [W]로 증가시켰고, 그림 17은 유효전력지령을 800 [W]에서 0 [W]로 감소 시켰을 때의 실험 파형이다. 무효전력 지령 변화 시 출력 전력과 출력 전류가 증가함을 확인할 수 있다.

그림 18과 그림 19는 제안하는 슬라이딩모드제어가 추가된 직접전력제어 기법을 이용하여 실험을 통해 얻은 파형이다. 그림 18은 그림 16의 실험 조건과 같은 조

건으로 그림 19는 그림 17과 같은 실험조건으로 실험을 진행 하였다. 유효전력지령에 대한 유효전력의 응답속도를 비교 했던 실험과 마찬가지로 직접전력제어기법만을 사용했을 때와 비교하여, 무효전력지령에 대한 응답속도가 개선되었음을 확인 할 수 있다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 슬라이딩 모드 기반의 가변이득을 가지는 직접전력제어(DPC) 기법을 제안하였다. 제안한 방법은 계통 전압의 변화에 따라서 시스템에 적절한 이득을 가지며, 직접전력제어만 단독으로 제어를 수행할 경우보다 전력 지령에 대한 빠른 응답속도를 가진다. 또한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안하는 제어기법의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 20111020400030-11-1-000).

## 참 고 문 헌

- [1] I. Takahashi and H. Tomiki, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 22, No. 5, pp. 820-827, 1986, Sep.
- [2] K. B. Lee and F. Blaabjerg, "An Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", *IJCAS (International Journal of Control, Automation, and Systems)*, Vol. 4, No. 1, pp. 113-123, 2006, Feb.
- [3] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No 5, pp. 2516-2523, 2008, Sep.
- [4] J. Restrepo, J. M. Aller, J. Viola, A. Bueno, and T. Habetler, "Optimum Space Vector Computation Technique for Direct Power Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No 2, pp. 1637-1645, 2009, Jun.
- [5] S. T. Jou, S. B. Lee, Y. B. Park, and K. B. Lee, "Direct Power Control of a DFIG in Wind Turbines to Improve Dynamic Responses", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 781-790, 2009, Sept.
- [6] 김원상, 심경훈, 이교범, 정병창, 송승호, "슬라이딩 모드 기반의 이중역자 유도형 풍력발전 시스템의 직접전력 제어기법", *전력전자학회논문지*, 제13권, 제2호, pp. 152-162, 2008. 4.

- [7] A. Bouafia, J. Gaubert, and F. Krim, "Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No 1, pp. 228-236, 2010, Jan.
- [8] D. K. Chwa and K. B. Lee, "Variable Structure Control of the Active and Reactive Powers for a DFIG in Wind Turbines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 6, pp. 2545-2555, 2010, Nov.
- [9] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He and Z.Q. zhu, "Direct Active and Reactive Power Regulation of DFIG Using Sliding-Mode Control Approach", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 25, No. 4, pp. 1028-1036, 2010, Dec.
- [10] 정해광, 이교범, "슬라이딩 모드 기반의 직접전력제어를 이용한 계통연계형 풍력발전 시스템의 LVRT 제어" *전력 전자학회논문지*, 제16권, 제4호, pp. 324-331, 2011. 8.
- [11] A. Nasri, A. Hazzab, I. K. Bousserhane, S. Hadjer, and P. Sicard, "Fuzzy-Sliding Mode Speed Control for Two Wheels Electric Vehicle Drive", *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 4, No. 4, pp. 499-509, 2009.



학원 석사과정.

### **이병섭(李秉燮)**

1971년 1월 14일생. 1996년 아주대 제어계측 공학과 졸업. 1996년~1998년 현대전자 전장사업부 선임연구원. 1999년~2007년 이지텍 개발부 책임연구원. 2008년~현재 아이오시스템 대표. 현재 아주대 전자공학과 대



### **이준석(李濬錫)**

1986년 3월 18일생. 2010년 아주대 전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



### **이교범(李敎範)**

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학과 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측 공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.