

# 독립형 풍력발전용 PWM 인버터의 출력전압의 비선형 제어

張正翼\*, 李東椿†, 具城永\*\*

## Nonlinear Control of Output Voltages of PWM Inverters for Stand-Alone Wind Power Generation

Jeong-Ik Jang, Dong-Choon Lee and Seung-Young Koo

### 요 약

본 논문은 출력단에 LC필터를 갖는 3상 PWM 인버터의 출력전압을 일정전압/일정주파수로 제어하기 위한 새로운 비선형 제어기법을 제안한다. 출력 LC필터를 포함한 비선형 모델을 궤환선형화(feedback linearization) 이론을 통하여 선형화하고 선형 제어이론에 기초하여 제어기를 설계한다. 이 제어기는 LC 출력필터를 갖는 PWM 인버터를 사용하는 독립형 풍력발전 시스템에 적용된다. 제안한 제어기법은 정상상태와 부하변동의 과도상태에 대한 실험을 통하여 검증된다.

### ABSTRACT

In this paper, a novel nonlinear control method of the CVCF(constant voltage and constant frequency) output voltage for the three-phase PWM inverter with LC output filters is proposed. A nonlinear modeling including the output LC filters is linearized by feedback linearization theory, the controllers of which can be designed based on a linear control theory. It is applied to the DC/AC power conversion of the PWM inverter for stand-alone wind power generation system. It has been verified by the experimental results that the proposed control scheme gives high dynamic responses at load variation as well as a zero steady-state error.

**Key Words** : Wind power generation, PWM inverter, LC filter, feedback linearization

### 1. 서 론

풍력발전 시스템은 계통연계형과 독립형으로 구분된다. 계통연계에서 권선형 유도발전기의 경우에는 고장자 출력단이 직접 계통에 연결되며 영구자석 동기발

전기나 농형 유도발전기의 경우 일부는 양방향(back-to-back) 컨버터를 거쳐 계통에 연결된다. 대용량 시스템에서는 발전기의 출력전압을 CVCF(constant voltage and constant frequency) 제어하여 독립 부하에 직접 전력을 공급할 수도 있지만 중소형 시스템에서는 대부분 배터리에 에너지를 저장하여 인버터를 통해 부하에 전력을 공급한다. 인버터의 출력전압은 부하에 직접 연결되기 때문에 민감한 부하의 경우에는 인버터 출력전압이 정현파가 아니면 문제가 야기될 수 있다. 일반적으로 CVCF 전압제어를 위해 인버터의 출력단에 LC 필터를 부착하여 출력전압이 펄스파가 아

\*교신저자 : 정희원, 영남대 전기공학과 교수

E-mail : dclee@yu.ac.kr

\*\*학생회원, 케이알 터보풍력연구소 연구원.

정희원, 현대중공업 전기전자시스템 사업본부 근무

접수일자 : 2006. 12. 12 1차 심사 : 2007. 2. 8

심사완료 : 2007. 2. 20

닌 정현파가 되도록 한다. 그러나 인버터가 LC 출력필터를 가질 경우 출력전압은 부하 변동에 대한 출력전압 응답이 느리게 된다. 따라서 부하변동에 무관하게 출력전압이 CVCF 특성을 갖게 하는 것이 중요하다.

LC 필터를 갖는 인버터의 성능은 출력전압의 전고조파율(THD)과 과도응답특성에 의해서 평가된다. 무정전전원장치에서 THD를 5% 이내로 제한하고 빠른 과도응답특성을 얻기 위해 여러 가지 제어기법이 제안되었다<sup>[1]-[3]</sup>. 내부에 전류제어루프를 가지고 외부에 전압제어루프를 갖는 직렬형 제어구조는 제어 특성이 안정되나 과도응답이 느린 단점이 있다. 반면 데드비트 제어기법은 빠른 과도응답의 장점을 가지고 있으나<sup>[4]</sup> 파라미터의 변동이나 측정 노이즈 등에 민감하여 동작이 불안정해지기 쉬운 단점이 있다. 또한 부하변동에 민감하여 안정된 제어를 위해 부하전류에 대한 정보가 필요하다. 이러한 단점을 보완하기 위해 개선된 데드비트 제어<sup>[5]</sup>가 제안된 바 있지만 이는 부하전류의 센서를 제거하기 위해 전차원 외란 관측기의 도입을 필요로 한다.

본 논문에서는 LC 출력필터를 갖는 3상 PWM 인버터 시스템에 입출력 궤환선형화 기법을 적용하여 인버터 출력전압을 CVCF 제어하고자 한다. 먼저 LC 출력필터를 포함한 인버터 시스템으로부터 비선형 모델을 유도하고 궤환선형화 기법을 적용하여 선형화시킨 후 선형 제어이론에 의해 제어기를 설계한다. 시스템 모델링에서 d-q 간섭항을 전향보상 처리하면 다변수 시스템은 2개의 단일 변수 시스템으로 변환된다. 즉 d-축 전류는 d-축 전압에 의해 q-축 전류는 q-축 전압에 의해 각각 독립적으로 제어된다. 단일 변수 시스템은 다변수 시스템에 비하여 제어가 간단하고 이득의 선정이 보다 용이한 장점을 지닌다. 제시된 비선형 제어 알고리즘을 독립형 풍력발전 시스템의 인버터 출력전압 제어에 적용하고 실험을 통해 그 타당성을 입증한다.

## 2. 독립형 풍력 발전 시스템

그림 1은 농형 유도발전기를 이용한 독립형 풍력발전 시스템의 전체 블록도를 보인다. 터빈 블레이드에 포획된 풍력에너지를 농형 유도발전기를 구동시키고 여기서 발생한 전력은 컨버터를 통해 직류로 변환되어 배터리 뱅크에 저장된다. 이는 다시 부하측 인버터를 통하여 CVCF의 교류전압으로 변환되며 LC 필터를 통해 고조파를 저감시켜 부하에 공급하게 된다.

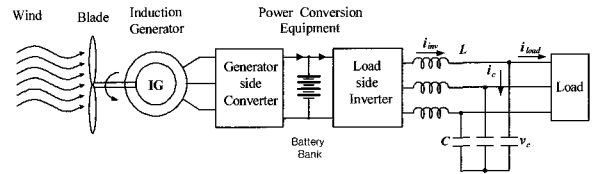


그림 1 독립형 풍력발전 시스템  
Fig. 1 Stand-alone wind power generation system

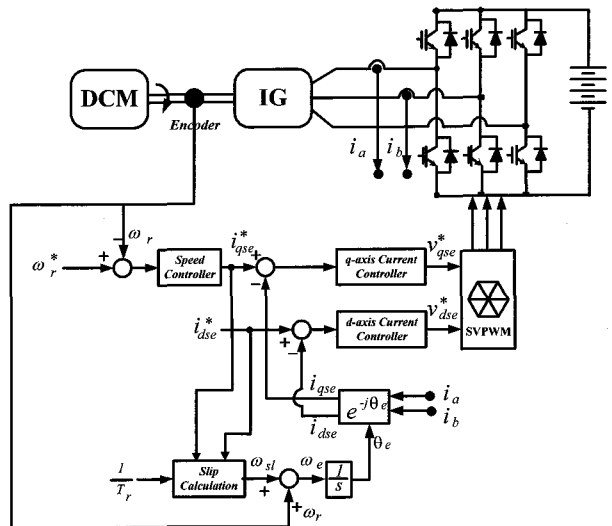


그림 2 유도발전기의 제어 블록도  
Fig. 2 Control block diagram of induction generators

풍력터빈 블레이드의 특성은 발전기에 직결된 직류 전동기의 토크제어에 의해 얻는다.

그림 2는 가변속 풍력발전 시스템을 위한 제어 블록도를 나타낸다. 유도발전기는 간접벡터 모드로 제어된다. 발전기의 속도는 주어진 풍속에서 항상 최대의 전력을 발생하는 값으로 설정된다<sup>[6]</sup>.

## 3. LC 출력필터를 갖는 인버터의 비선형 제어

독립형 풍력발전 시스템에 의해서 배터리에 저장된 에너지를 부하에 공급하고자 할 때 PWM 인버터를 사용한다. 이 인버터의 출력단에는 고조파 전압을 줄이기 위해 LC 필터가 연결된다. 본 연구에서는 비선형 제어이론을 도입하여 인버터 출력전압을 제어하고자 한다.

### 3.1 시스템의 비선형 모델링

그림 3은 LC 출력필터를 갖는 3상 PWM 인버터 시

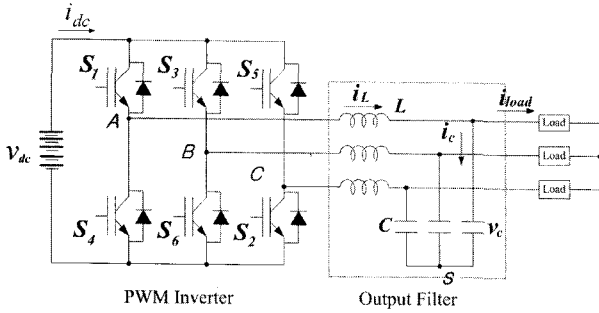


그림 3 LC 출력 필터를 가지는 3상 PWM 인버터  
Fig. 3 Three-phase PWM inverter with LC output filters

시스템의 전력회로도를 나타낸다. 시스템의 입력과 출력의 관계에 의해서 인버터의 회로방정식은 다음과 같은 미분방정식으로 표현된다.

$$C \frac{dV_c}{dt} = I_{inv} - I_{load} \quad (1)$$

$$L \frac{dI_{inv}}{dt} = V_i - V_c \quad (2)$$

$$V_c = \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cd} \end{bmatrix}, V_i = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, I_{inv} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, I_{load} = \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{ld} \end{bmatrix}$$

여기서,  $V_c$ ,  $V_i$ ,  $I_{inv}$ ,  $I_{load}$ 는 각각 3상 커패시터 전압, 인버터 전압, 인버터 전류, 부하전류를 나타내는 열벡터이다. 그리고 L, C는 각각 출력필터의 인덕턴스와 커패시턴스 값이다.

식(1)과 (2)를 동기좌표계상에서 표시하면 d-q축 전압, 전류 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{v}_{cq} = \frac{1}{C} i_q - \omega v_{cd} - \frac{1}{C} i_{lq} \quad (3)$$

$$\dot{v}_{cd} = \frac{1}{C} i_d + \omega v_{cq} - \frac{1}{C} i_{ld} \quad (4)$$

$$i_q = \frac{1}{L} v_q - \omega i_d - \frac{1}{L} v_{cq} \quad (5)$$

$$i_d = \frac{1}{L} v_d + \omega i_q - \frac{1}{L} v_{cd} \quad (6)$$

여기서,  $v_{cd}$ 와  $v_{cq}$ 는 출력 커패시터의 d-q축 전압,  $v_d$ 와  $v_q$ 는 인버터 d-q축 전압,  $i_d$ 와  $i_q$ 는 인버터 d-q축

출력전류,  $i_{ld}$ 와  $i_{lq}$ 는 부하에 흐르는 d-q축 출력전류이고  $\omega$ 는 인버터 출력전압의 각주파수이다.

필터의 리플성분과 인버터의 손실을 무시하고 직류링크단의 입력전력이 순시적으로 부하에 공급된다고 하면 직류입력과 교류출력의 전력평형으로부터 식(7)을 얻을 수 있다.

$$v_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} (v_{cq} i_{lq} + v_{cd} i_{ld}) \quad (7)$$

여기서,  $v_{dc}$ 와  $i_{dc}$ 는 직류링크단의 전압과 전류이다.

비선형 모델을 간소화하기 위해 출력전압의 기준치를  $v_{cq} = V_m$ ,  $v_{cd} = 0$ 로 설정한다. 여기서  $V_m$ 은 원하는 출력전압의 크기이다. 또 d-q 좌표축 변환에 기인된 성분인  $\omega L i_d$ ,  $\omega L i_q$ ,  $\omega C v_{cb}$ ,  $\omega C v_{cq}$ 를 제어기 마지막 단계에서 전향(feedforward) 보상한다면 비선형방정식에서 이 항들을 배제시킬 수 있다<sup>[7]</sup>. 이 조건을 고려하면 식(3)으로부터 q-축 부하전류는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{lq} = i_q - C \dot{v}_{cq} \quad (8)$$

식(8)을 식(7)에 대입하면 식(9)와 같다.

$$\dot{v}_{cq} = -\frac{2V_{dc}I_{dc}}{3Cv_{cq}} + \frac{i_q}{C} \quad (9)$$

여기서 식(5)와 식(9)을 비선형 상태방정식 모델로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{v}_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} v_{cq} \\ -\frac{2V_{dc}I_{dc}}{3Cv_{cq}} + \frac{i_q}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_q}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

### 3.2 비선형 제어기 설계

입출력 선형화 기법에 의한 비선형제어 기법은 이미 3상 AC/DC PWM 컨버터 제어에 응용된 바 있어 여기서는 비선형제어 이론 소개를 생략한다<sup>[8]</sup>. 먼저 단일 입력 단일출력의 비선형 시스템의 일반적인 모델을 표시하면 다음과 같다.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (11)$$

$$y = h(x) \quad (12)$$

여기서  $x$ 는 상태변수이고,  $u$ 는 제어입력,  $y$ 는 출력이다. 식(10)의 비선형 시스템을 위의 일반적인 모델로 다시 표현하면

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}x_2 \\ -\frac{2V_{dc}I_{dc}}{3Cx_2} + \frac{1}{C}x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$y = x_2 \quad (14)$$

와 같고, 여기서 상태변수는  $x_1 = i_q$ ,  $x_2 = v_{cq}$ 이고 제어입력은  $u = v_q$ 이다. 다음은 출력  $y$ 를 제어입력  $u$ 가 나올 때까지 계속 미분하여 입력과 출력의 선형 관계를 유도한다.

$$\dot{y} = \dot{v}_{cq} \quad (15)$$

$$\ddot{y} = -\frac{2V_{dc}I_{dc}}{3Cx_2} - \frac{4V_{dc}^2I_{dc}^2}{9C^2x_2^3} + \frac{2V_{dc}I_{dc}x_1}{3C^2x_2^2} - \frac{x_2}{LC} + \frac{u}{LC} \quad (16)$$

여기서 제어입력을 식(17)과 같이 선정하면

$$u = LC(v - A) \quad (17)$$

여기서

$$A(x) = -\frac{2V_{dc}I_{dc}}{3Cx_2} - \frac{4V_{dc}^2I_{dc}^2}{9C^2x_2^3} + \frac{2V_{dc}I_{dc}x_1}{3C^2x_2^2} - \frac{x_2}{LC} \quad (18)$$

식(16)은 다음과 같이 된다.

$$\ddot{y} = v \quad (19)$$

선형화된 새로운 제어입력  $v$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$v = \ddot{y}_{ref} - k_1 \dot{e} - k_2 e \quad (20)$$

여기에서  $e = y - y_{ref}$ ,  $\dot{e} = \dot{y} - \dot{y}_{ref}$ 이고  $k_1$ 과  $k_2$ 는 제어기의 이득이다. 제어입력인 식(19)를 식(20)에 대입하면 다음과 같은 출력오차의 동적방정식을 얻을 수 있다.

$$\ddot{e} + k_1 \dot{e} + k_2 e = 0 \quad (21)$$

이 때 이득  $k_i$ 는 극점배치 기법에 의해 구해지고 오차가 점근적으로 0에 수렴하는 추종제어 특성을 얻을 수 있다.

한편, 케환선형화 기법은 시스템 정수의 변동에 민감하다. 이러한 문제점은 식(20)에 아래와 같이 적분기를 추가함으로써 해결할 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$v = y_{ref} - k_1 \dot{e} - k_2 e - k_3 \int e dt \quad (22)$$

식(22)를 이용한 오차의 동적방정식은

$$\ddot{\ddot{e}} + k_1 \ddot{e} + k_2 \dot{e} + k_3 e = 0 \quad (23)$$

이 된다.

식(16)에서 부하전류의 미분항은 빠른 과도응답에 기여한다. 그러나 일반적으로 인버터에서 직류링크 전류 센서는 사용하지 않으므로 본 연구에서는 직류링크 전류를 다음 식을 이용하여 추정한다<sup>[10]</sup>.

$$\hat{I}_{dc} = \frac{1}{T_s} (T_{ga}i_a + T_{gb}i_b + T_{gc}i_c) \quad (24)$$

여기서  $T_{ga}$ ,  $T_{gb}$ ,  $T_{gc}$ 와  $T_s$ 는 각 상의 게이팅 시간과 PWM 주기이다. 이렇게 얻어진  $\hat{I}_{dc}$ 는 리플성분을 포함하고 있기 때문에 미분을 하기 전에 저역통과 필터를 통과시켜 리플을 제거한다.

결과적으로 q-축 전압 지령은 다음과 같이 주어진다.

$$v_q^* = u = LC(A - v) \quad (25)$$

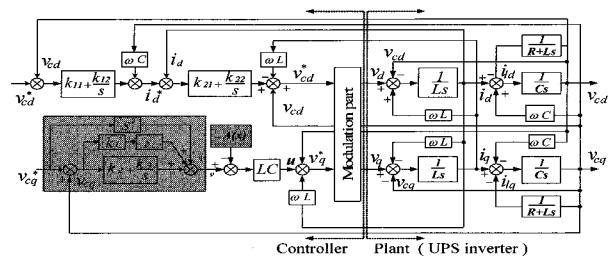


그림 4 PWM 인버터 시스템의 비선형 제어 블록도  
Fig. 4 Nonlinear control block diagram of PWM inverter system

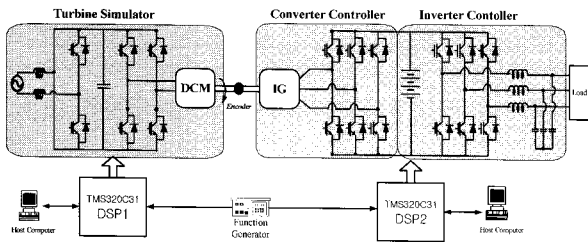


그림 5 풍력발전 시스템의 구성도  
Fig. 5 Configuration of wind power generation system

여기서  $A$ 는 식(18),  $v$ 는 식(22)의 값을 각각 나타낸다.

그림 4는 전체 제어블럭도를 나타낸다. d-축 제어는 일반적인 PI 제어를 이용하여 이중 제어루프를 구성하며, q-축 성분은 제안된 비선형 제어 기법을 적용하여 PWM 인버터의 제어입력 전압을 생성한다.

#### 4. 실험 결과 및 검토

LC 필터를 가지는 PWM 인버터를 위한 제안된 비선형 제어 알고리즘의 타당성을 검증하고자 실험을 수행하였다. 그림 5는 풍력발전 시스템의 실험 구성도이다.

풍력터빈 시뮬레이터는 직류전동기를 토크 제어하여 구현하였고 이것이 농형 유도발전기를 구동시킨다. 두 개의 DSP(TMS320C31)제어 보드를 사용하였으며, 하나는 터빈 시뮬레이터를 제어하기 위해, 다른 하나는 유도발전기와 계통측 컨버터를 제어하기 위해 사용되었다. 실험에 사용한 유도 발전기는 정격전력 3[kW], 정격전압 220[V], 정격속도 1800[rpm]이며 터빈 블레이드는 반지름 0.95[m], 최적 주속비  $\lambda_{opt} = 5$ 로 가정한다. 함수발생기의 출력을 풍속으로 사용하며 각 제어보드의 A/D컨버터를 통하여 두 제어기에 입력된다. 실험에 사용된 배터리는 12[V], 65[AH]의 유닛 12개를 직렬로 연결하여 144[V]로 하였다. LC필터의 파라미터는 기본주파수의 33차 고조파까지 고려할 때 출력전압의 THD를 3%이하로 하기 위해 차단 주파수를 2.7kHz로 설정하여  $L=1.9[mH]$ 와  $C=75[\mu F]$ 로 선정하였다<sup>[11]</sup>. IGBT 인버터의 스위칭 주파수는 7[kHz]이다.

그림 6은 풍속이 1[Hz] 주파수로 4[m/s]에서 6[m/s]로 변동하는 경우에 대한 여러 변수의 파형을 나타낸다. 위로부터 (a)풍속, (b)터빈 시뮬레이터 출력, (c)유도발전기 출력, (d)배터리 저장전력, (e)터빈 시뮬레이터 토크, (f)유도발전기 토크, (g)발전기 속도와 지령치, (h)발전기 q-축 전류와 지령치이다.

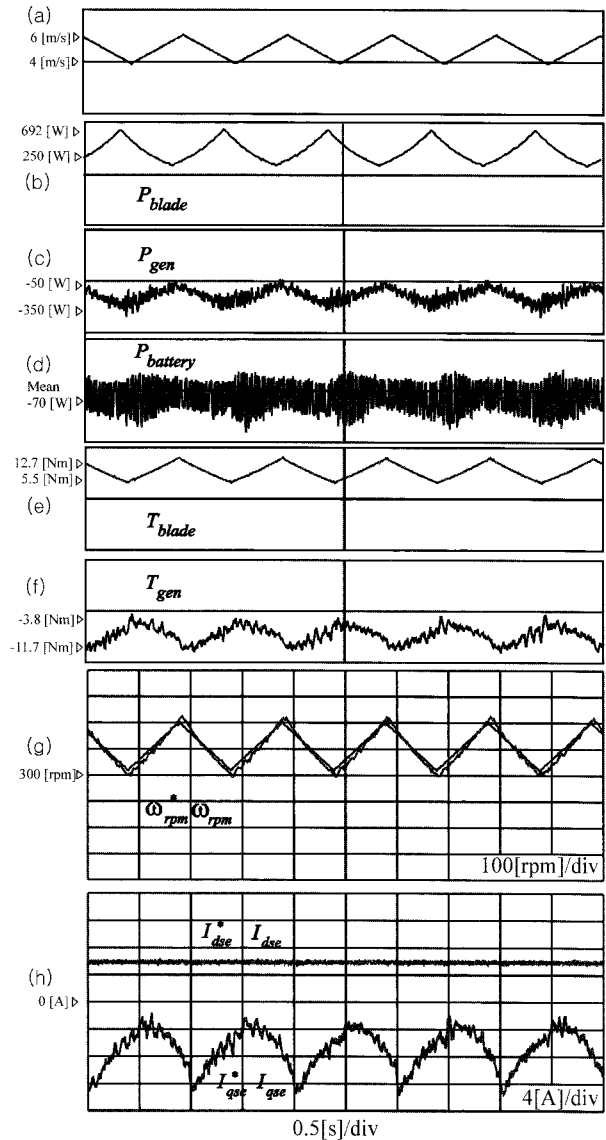


그림 6 가변 풍속에 따른 여러 변수의 파형 (a)풍속 (b)터빈 출력 (c)발전기 출력 (d)배터리 충전전력 (e)터빈 토크 (f)발전기 토크 (g)발전기 속도와 지령치 (h)발전기 q-축 전류와 지령치

Fig. 6 The waveform of the variables for variable wind speed (a)wind speed (b)turbine power (c)generator power (d)battery charging power (e)turbine torque (f)generator torque (g)generator speed and its reference (h)generator q-axis current and its reference

발전기 q축 전류와 지령치이다. 풍속이 4[m/s]에서 6[m/s]로 증가할 때 터빈의 출력( $P_{blade} = T_{blade} \omega_m$ )이 증가함을 알 수 있으며 발전기의 출력( $P_{gen} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$ ) 또한 증가한다. 이 때 터

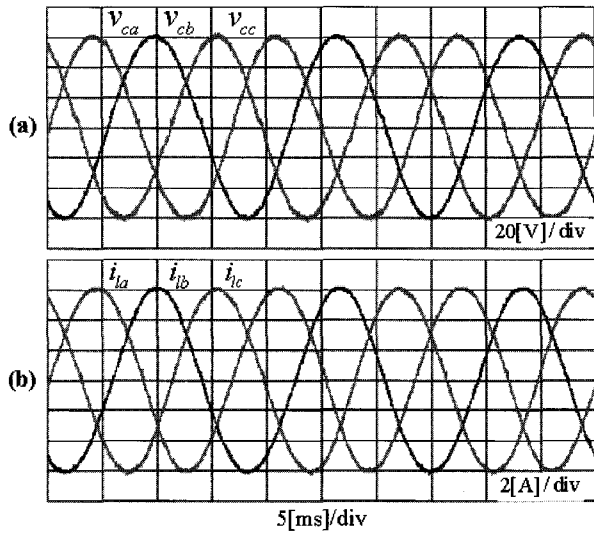


그림 7 전압, 전류 파형 (a)부하 전압 (b)부하 전류  
Fig. 7 Voltage and current waveforms  
(a) load voltage (b) load current

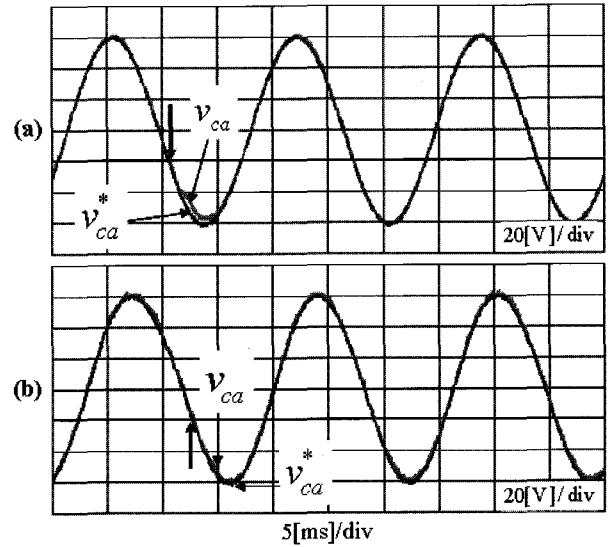


그림 9 부하 증가시 출력전압의 응답  
(a) PI제어 (b) 비선형 제어  
Fig. 9 Transient responses at load increase  
(a) PI control (b) nonlinear control

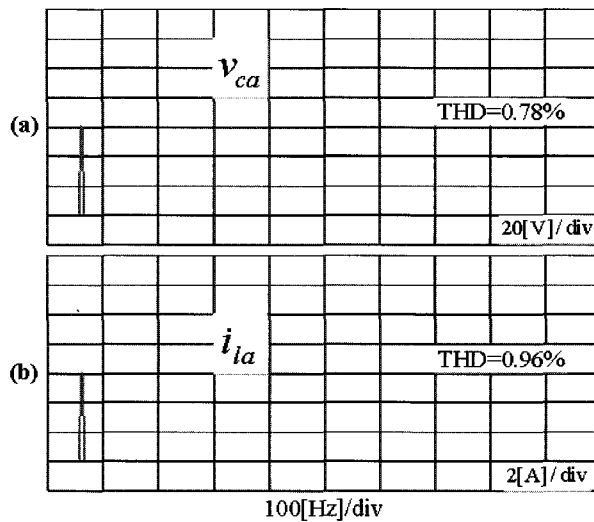


그림 8 고조파 스펙트럼 (a)부하전압 (b)부하전류  
Fig. 8 Harmonic spectrum (a) load voltage (b) load current

빈의 출력과 발전기의 출력의 차이는 시스템의 손실에 해당한다. 풍속이 증가하면 이에 대응되는 구동토크를 발생하기 위해 직류전동기가 제어된다. 유도발전기의 d-축 전류는 일정한 자속을 유지하기 위해서 일정한 값으로 제어되고 q-축 전류는 요구되는 토크에 따라 제어된다.

비선형 제어기의 이득은 극점을  $s_1 = -500$ ,  $s_{2,3} = -3000 \pm j1000$ 에 배치함으로써  $k_1 = 6500$ ,

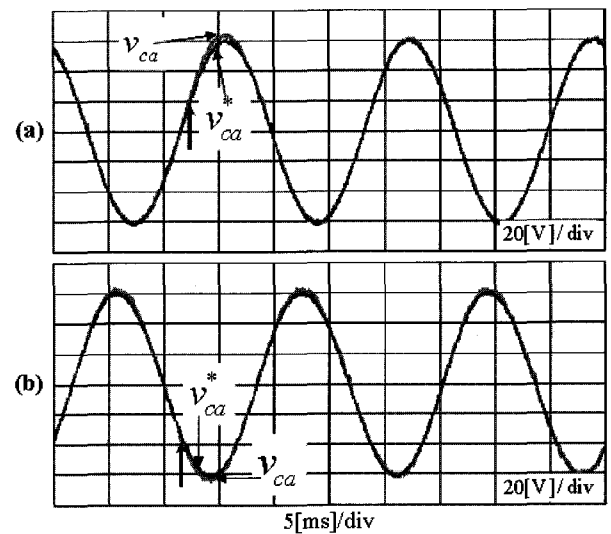


그림 10 부하 감소시 출력전압의 과도응답  
(a) PI 제어 (b) 비선형 제어  
Fig. 10 Transient response at load decrease  
(a) PI control (b) nonlinear

$k_2 = 13 \times 10^6$ ,  $k_3 = 5 \times 10^9$ 로 결정된다<sup>[8]</sup>. 그림 7은 3상 저항 부하에 인가되는 전압과 부하에 흐르는 전류를 나타내고, 그림 8은 (a)부하전압, (b)부하전류의 고조파 스펙트럼을 나타낸다. 3상이 평형을 이루고 있으며 고조파 스펙트럼에서도 기본주파수 외의 주파수에서 값이 나타나지 않고, 고조파 함유율도 약 1%로

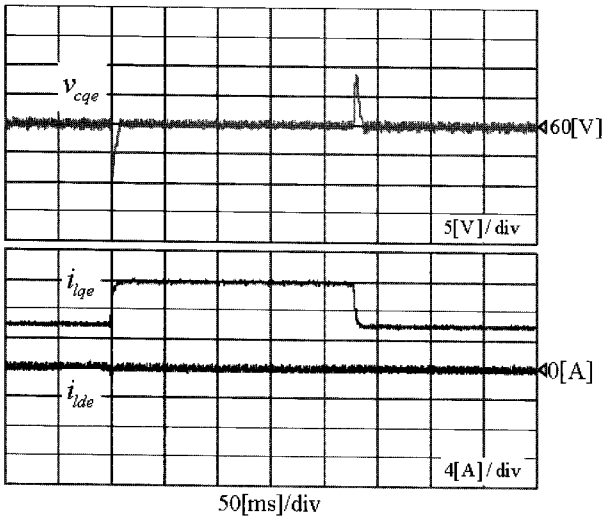


그림 11 부하스텝 변동시 과도응답 (PI제어)  
Fig. 11 Step response at load variation (PI control)

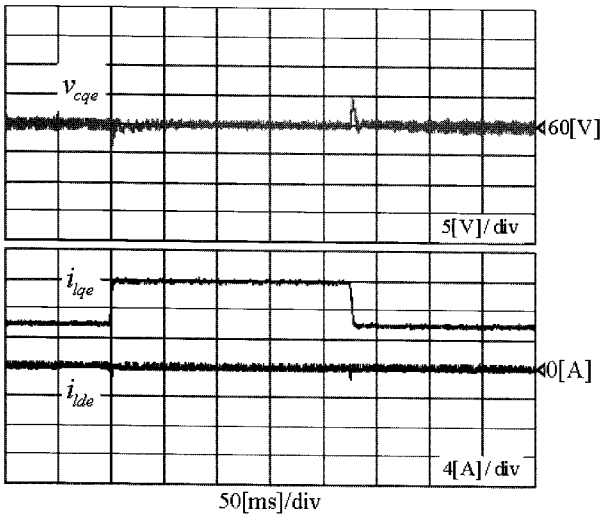


그림 12 부하스텝 변동시 과도응답 (비선형 제어)  
Fig. 12 Step response at load variation (nonlinear control)

허용치 이내임을 보인다. 그림 9는 부하증가시(저항부하 20[Ω]→10[Ω])의 출력전압을 보인다. 그림 10은 부하감소시(저항부하 10[Ω]→20[Ω])의 출력전압의 응답특성을 보인다. 기존의 PI 제어와 비교하여 제안된 비선형 제어를 이용한 쪽이 더 빠른 응답을 보인다. 여기서 PI 제어기는 내부에 PI 전류제어루프, 외부에 전압 제어루프인 종속형(cascade)으로 구성된다. 전압, 전류 제어기의 대역폭은 각각 300[rad/sec], 4,000[rad/sec]로 설정하였으며, 이 때  $k_{p,v} = 0.106$ ,  $k_{i,v} = 90$ ,

$k_{p,i} = 7.6$ ,  $k_{i,i} = 4000$ 이 된다.

그림 11과 12는 부하를 스텝으로 변화시킬 경우 동기좌표계로 표시한 출력전압과 부하전류의 과도상태 응답특성을 보인다. 부하의 스텝 변화시 전압제어의 유효성분인 q축 전류의 과도상태 응답특성은 비슷하지만 q축 전압성분의 정상상태 도달시간과 전압의 변동이 PI 제어보다 비선형제어가 더 우수함을 보인다.

### 5. 결 론

본 논문은 LC 필터를 가지는 3상 PWM 인버터의 출력전압제어를 위해 새로운 비선형 제어기를 제안하였다. 먼저 인버터 시스템의 비선형 모델을 유도하고 폐환선형화 이론을 적용하여 시스템을 선형화하였다. 파라미터 변동 등 외란에 둔감하게 하기 위해 적분제어기를 추가하고 극점배치 기법에 의해 선형시스템의 제어기 이득을 구하였다. 비선형제어기는 정상상태에서 정현파를 유지할 뿐만 아니라 부하변동시 빠른 과도상태 응답을 보였다. 제안된 비선형 제어기는 독립형 풍력발전 시뮬레이터에 적용되었으며 태양광 발전이나 연료전지 등 신재생 에너지변환 시스템에 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

### 참 고 문 헌

- [1] U. B. Jensen, P. N. Enjeti, and F. Blaabjerg, "A New Space Vector Based Control Method for UPS Systems Powering Nonlinear and Unbalanced Loads," IEEE APEC proc., pp 895-901, 2000.
- [2] H. A. Grundling, E. G. Carati, and J. R. Pinheiro, "Analysis and Implementation of a Modified Robust Model Reference Adaptive Control with Repetitive Controller for UPS Applications," IEEE IECON proc., pp. 391-395, 1998.
- [3] Y. Ito and S. Kawauchi, "Microprocessor-Based Robust Digital DSP for UPS with Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans. on Power Elec., vol. 10, no. 2, pp. 196-204, 1995.
- [4] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 5, pp. 21-28, 1990.
- [5] J. S. Cho, S. Y. Lee, H. S. Mok, and G. H. Choe, "Analysis and Design of Modified Deadbeat Controller for 3-Phase Uninterruptible Power Supply," IEEE PEDS proc., pp. 1003-1009, 1999.
- [6] 김형균, 이동훈, 석줄기, "농형 유도발전기를 이용한 독

- 립형 풍력 발전시스템의 최대출력제어,” 전력전자학회논문지 제9권 제1호, pp. 73-80, 2. 2004.
- [7] D.-C. Lee and J.-I. Jang, "Output Voltage Control of PWM Inverters for Stand-Alone Wind Power Generation Systems using Feedback Linearization," IEEE IAS proc., in Hongkong, CD-ROM format, 10. 2005.
- [8] Jean-Jacques E. Slotine and Weiping Li, Applied Nonlinear Control. Prentice-Hall, pp. 207-271, 1991.
- [9] D. C. Lee, G. M. Lee, and K. D. Lee, "DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 36, no. 3, pp. 826-833, 2000.
- [10] 이동춘, 이지명, 임대식, "교류측 센서를 제거한 3상 PWM 정류기의 새로운 제어," 전력전자학회논문지 제5권 제6호, pp. 592-600, 12, 2000.
- [11] 김재식, 최재호, "CVCF용 VSI의 출력필터 설계," 전력전자학회논문지, pp. 287-290, 7. 1999.

## 저 자 소 개



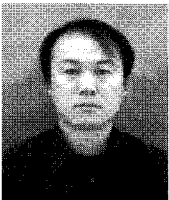
### 장정익(張正翼)

1979년 3월 18일생. 2004년 영남대 전기공학과 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 케이알 터보풍력연구소 연구원.



### 이동춘(李東椿)

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임 연구원. 1998년 미국 텍사스 A&M Univ. 방문연구교수. 2004년 미국 Univ. of Wisconsin 방문연구교수. 현재 영남대 전기공학과 교수. 당 학회 평의원.



### 구성영(具城永)

1973년 2월 13일생. 1999년 영남대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 현대중공업 전기전자 시스템 사업본부 근무.