

분산 전원 시스템의 전력품질 향상을 위한 계통연계 인버터의 이중 전류제어 기법

(Dual Current Control Scheme of a Grid-connected Inverter for Power Quality Improvement in Distributed Generation Systems)

김경화*

(Kyeong-Hwa Kim)

Abstract

To improve the power quality of distributed generation (DG) systems even in the presence of distorted grid condition, dual current control scheme of a grid-connected inverter is proposed. The proposed current control scheme is achieved by decomposing the inverter state equations into the fundamental and harmonic components. The derived models are employed to design dual current controllers. The conventional PI decoupling current controller is used in the fundamental model to control the main power flow in DG systems. At the same time, the predictive control is applied in the harmonic model to suppress undesired harmonic currents to zero quickly. To decompose the voltage inputs and state variables into the fundamental and harmonic components, the fourth order band pass filter (BPF) is designed in the discrete-time domain for a digital implementation. For experimental verification, 2kVA prototype of a grid-connected inverter has been constructed using digital signal processor (DSP) TMS320F28335. The effectiveness of the proposed strategy is demonstrated through comparative simulation and experimental results.

Key Words : Distorted Grid, Distributed Generation, Dual Current Control, Grid-Connected Inverter, Harmonic Compensation

1. 서 론

최근 화석연료의 고갈에 따른 에너지 위기에 능동적

으로 대응하고 환경오염 및 온실가스를 줄이기 위해 지속적으로 사용이 가능한 신재생 에너지에 대한 관심과 수요가 세계적으로 증가하고 있다[1]. 전력망에 연계되어 운전되는 여러 신재생 에너지원 중 특히 풍력발전은 다른 에너지원에 비해 경제성이 가장 큰 것으로 평가받고 있어 지난 10년간 풍력발전 설비의 용량이 급속도로 증가되었으며 국내·외에서 이에 관한 연구가 적극적으로 진행되고 있다[2-3]. 가변속 풍력

* Main author : Professor, Dept. of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology
Tel : 02-970-6406, Fax : 02-978-2754
E-mail : k2h1@seoultech.ac.kr
Received : 2015. 6. 7
Accepted : 2015. 7. 30

발전 시스템에서는 3상 컨버터(3-phase Converter)와 계통연계 인버터(Grid-connected Inverter)로 구성된 Back-to-back 컨버터가 발전기와 계통 사이에 위치하게 되며 이를 통해 가변전압 가변 주파수의 발전전력을 계통의 전압 및 주파수로 변환하게 된다[4]. 그림 1은 가변속 풍력발전이 사용된 분산전원 시스템의 일반적 구성을 나타낸다.

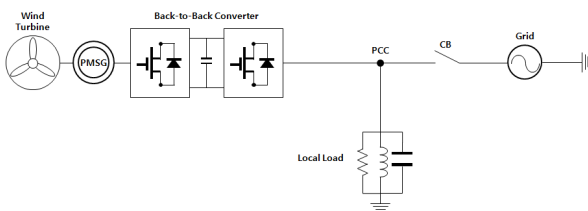


Fig. 1. Configuration of DG system

계통에 연계되는 신재생 에너지의 용량이 급속히 증가함에 따라 분산전원(Distributed Generation; DG) 시스템에서의 전력품질 향상이 매우 중요한 문제로 인식되고 있다. 전력망에서 비선형 부하에 의한 고조파 왜곡은 계통전압의 왜곡뿐만 아니라 전기설비의 전력손실과 과열을 일으킨다[5]. 따라서 계통에 주입되는 고조파 전류의 크기를 허용치 이하로 제한하기 위해 IEEE-519 혹은 IEC 61000-3-2와 같은 고조파 규격이 제시되었다[6].

분산전원 시스템에서 생성된 전력은 계통연계 인버터를 통해 계통에 전달되며 효과적인 전력의 제어를 위해 인버터는 빠른 응답, 영의 정상상태 오차 및 외란에 대해 강인한 응답 특성을 주어야 한다. 또한 계통연계 인버터는 고조파, 불평형 및 무효전력을 효과적으로 보상할 수 있어야 한다. 일반적으로 계통연계 인버터의 제어를 위해서는 PI 제어기 혹은 PI 비결합 제어기가 많이 사용되어 왔다. 하지만 PI 제어기는 외란 제거능력이 현저히 부족하며 고조파 왜곡을 가지는 계통에서 제어 성능이 떨어지는 단점이 있다.

최근에 분산전원 시스템의 전력품질을 향상시키기 위해 고조파 보상 기법에 관한 많은 연구가 이루어졌다. 고조파 보상 기법은 크게 선택적(Selective) 보상 기법과 비선택적(Nonselective) 보상기법으로 분류되고 있다. 선택적 고조파 보상기법은 각 고조파 차수로

회전하는 기준 좌표계에서의 PI 제어기 및 공진 제어기를 이용하여 설계된다[5-7]. 각각의 고조파 제어기들은 각 고조파 항들을 선택적으로 보상하도록 설계되며 주로 3상 시스템의 5차 및 7차 고조파들이 보상되도록 구현된다.

비선택적 고조파 보상기법으로는 반복 제어기(Repetitive Control)[8] 및 슬라이딩 모드 제어기(Sliding Mode Control)[9] 등이 연구되었다. 반복 제어기는 주기적인 고조파를 제거하는데 적합한 방식으로 알려져 있지만 설계가 복잡하고 응답 특성이 느린 단점을 가지고 있다. 슬라이딩 모드 제어기는 우수한 외란 제거 능력을 가져 왜곡된 계통 전압 조건에서도 강인한 제어 성능을 주지만 본질적으로 채터링 문제를 가져 분산전원의 전력품질을 떨어뜨릴 수 있다.

본 논문에서는 왜곡 계통 조건 하에서도 분산 전원 시스템의 전력품질을 향상시키기 위해 계통연계 인버터의 이중 전류제어 기법이 제안된다. 기존의 방법과 달리 제안된 기법에서는 인버터 모델이 기본과 성분 모델과 고조파 성분 모델로 분해되며 각각의 모델이 별도의 제어기를 구현하기 위해 사용된다. 분리된 인버터 모델을 사용하여 전류의 기본과 성분은 정상상태 제어 성능이 우수한 PI 비결합 제어 기법을 통해 제어되며 전류의 고조파 성분은 신속하게 원치 않는 고조파 항을 억제하기 위해 예측형 기법에 의해 제어된다.

인버터 모델을 기본과 성분과 고조파 성분으로 분리하고 고조파 전류 제어기를 설계하기 위해 고조파 항들이 정확하게 추출되어야 한다. 이를 위해 고조파 검출기가 설계되어야 하며 본 논문에서는 정지 좌표계에서 4차 대역통과 필터(Band Pass Filter; BPF)를 사용하여 전류와 전압의 고조파 항들을 구한다. 본 논문에서 사용한 예측형 전류 제어 기법은 빠른 과도 응답 특성을 주는 것으로 알려져 있어 고조파를 신속히 억제하는 데에 매우 효과적이며 계통연계 인버터에서 유해한 고조파를 보상하는 효과적인 방법이다.

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 2kVA 급 계통연계 인버터가 디지털 신호 처리 소자(Digital Signal Processor; DSP) TMS320F28335를 이용하여 구현되었으며[10] 이를 이용한 비교 시뮬레이션과 실험결과가 제시된다.

2. 계통연계 인버터 모델

분산전원용 계통연계 인버터의 구성이 그림 2에 나타나 있다. 계통연계 인버터는 계통과 연계되어 운전되며 주파수, 유효 및 무효 전력을 제어하는 역할을 한다. 계통과 3상 전압원 인버터를 이상적인 전원으로 고려하면 동기 좌표계에서 계통연계 인버터의 전압 방정식은 다음과 같이 나타난다[11].

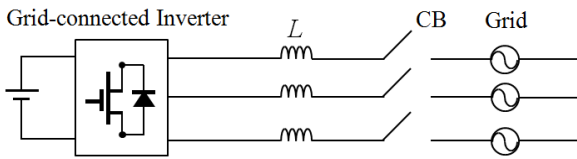


Fig. 2. The configuration of a grid-connected inverter for DG

$$v_{qs} = Ri_{qs} + Lp i_{qs} + \omega L i_{ds} + e_{qs} \quad (1)$$

$$v_{ds} = Ri_{ds} + Lp i_{ds} - \omega L i_{qs} + e_{ds} \quad (2)$$

여기서 v_{qs} 및 v_{ds} 는 각각 인버터의 q축과 d축 출력 전압, e_{qs} 및 e_{ds} 는 각각 q축과 d축의 계통 전압, i_{qs} 및 i_{ds} 는 각각 인버터의 q축과 d축 출력 전류, L은 필터 인덕턴스, R은 필터 저항, ω 는 계통의 각 주파수, 그리고 p는 미분 연산자이다.

3. 고조파 모델

왜곡 계통 조건 하에서 분산 전원 시스템의 전력품질을 향상시키기 위해 계통연계 인버터의 고조파 전류가 신속히 보상되어야 한다. 제안된 기법에서는 계통연계 인버터의 기본파 전류 성분을 제어하기 위해서 PI 비결합 제어가 사용되는 반면 고조파 성분을 영으로 제어하기 위해서는 응답성이 빨라 신속하게 원치 않는 고조파 성분을 억제할 수 있는 예측형 제어가 사용된다. 이를 위해 계통연계 인버터의 전압 모델식 (1)과 (2)는 기본파 성분과 고조파 성분 모델로 분해된다. 기본파 성분의 전압과 전류가 동기 좌표계에서는 DC 성분으로 나타나는 점을 고려하여 계통전압 및 인버터 출력 전류는 다음과 같이 기본파 성분을

나타내는 DC 항과 고조파 성분의 합으로 다음과 같이 정의된다.

$$e_{qs} = E_{qs} + e_{qsh} \quad (3)$$

$$e_{ds} = E_{ds} + e_{dsh} \quad (4)$$

$$i_{qs} = I_{qs} + i_{qsh} \quad (5)$$

$$i_{ds} = I_{ds} + i_{dsh} \quad (6)$$

$$v_{qs} = V_{qs} + v_{qsh} \quad (7)$$

$$v_{ds} = V_{ds} + v_{dsh} \quad (8)$$

여기서 첨자 “h”는 고조파 성분을 나타내며 E, I 및 V는 각각 계통전압, 인버터의 출력 전류 및 인버터의 출력 전압의 DC 항을 나타낸다. 식 (3)-(8)의 변수를 식 (1)과 (2)에 대입하여 다음의 전압 방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{qs} &= V_{qs} + v_{qsh} \\ &= R(I_{qs} + i_{qsh}) + Lp(I_{qs} + i_{qsh}) \\ &\quad + \omega L(I_{ds} + i_{dsh}) + (E_{qs} + e_{qsh}) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= V_{ds} + v_{dsh} \\ &= R(I_{ds} + i_{dsh}) + Lp(I_{ds} + i_{dsh}) \\ &\quad - \omega L(I_{qs} + i_{qsh}) + (E_{ds} + e_{dsh}) \end{aligned} \quad (10)$$

식 (9)와 (10)으로부터 인버터의 전압 방정식은 다음과 같이 기본파 성분을 나타내는 DC 항과 고조파 성분을 나타내는 전압 방정식으로 분리될 수 있다.

$$V_{qs} = RI_{qs} + LpI_{qs} + \omega LI_{ds} + E_{qs} \quad (11)$$

$$V_{ds} = RI_{ds} + LpI_{ds} - \omega LI_{qs} + E_{ds} \quad (12)$$

$$v_{qsh} = Ri_{qsh} + Lpi_{qsh} + \omega Li_{dsh} + e_{qsh} \quad (13)$$

$$v_{dsh} = Ri_{dsh} + Lpi_{dsh} - \omega Li_{qsh} + e_{dsh} \quad (14)$$

식 (11)과 (12)는 인버터의 기본과 성분의 상태 방정식이며 식 (13)과 (14)는 인버터의 고조파 상태 방정식 모델을 나타낸다.

4. 계통연계 인버터의 이중 전류제어

계통연계 인버터에서 주요 전력의 제어는 기본과 모델을 통해 이루어지며 PI 비결합 제어가 식 (11)과 (12)를 이용하여 다음과 같이 구현된다.

$$V_{qs}^* = (K_P + \frac{K_I}{s})(I_{qs}^* - I_{qs}) + \omega L I_{ds} + E_{qs} \quad (15)$$

$$V_{ds}^* = (K_P + \frac{K_I}{s})(I_{ds}^* - I_{ds}) - \omega L I_{qs} + E_{ds} \quad (16)$$

여기서 기호 “*”은 명령치 혹은 기준 값을 나타내며, K_P 및 K_I 는 각각 PI 제어기의 이득이다. 원치 않는 고조파 전류를 신속히 영으로 제거하기 위해 식 (13)과 (14)의 고조파 모델을 이용하여 예측형 제어기가 다음과 같이 설계된다.

$$v_{qsh}^* = R i_{qsh} + \frac{L}{T} [i_{qsh}^* - i_{qsh}] + \omega L i_{dsh} + e_{qsh} \quad (17)$$

$$v_{dsh}^* = R i_{dsh} + \frac{L}{T} [i_{dsh}^* - i_{dsh}] - \omega L i_{qsh} + e_{dsh} \quad (18)$$

여기서 T는 샘플링 주기이다. 제안된 기법에서 계통연계 인버터의 기준전압은 식 (15)와 (16)에 있는 PI 비결합 제어 입력 항과 식 (17)과 (18)에 있는 예측형 제어 입력 항을 합성하여 다음과 같이 계산된다.

$$v_{qs}^* = V_{qs}^* + v_{qsh}^* \quad (19)$$

$$v_{ds}^* = V_{ds}^* + v_{dsh}^* \quad (20)$$

계통연계 인버터의 전압 명령식 (19)와 (20)에서 주

요 분산전원의 발전 전력의 제어는 기본과 모델에 PI 비결합 제어를 적용함으로써 이루어지며 전류 고조파 항을 줄이기 위해서는 대역통과 필터를 통해 추출된 고조파 성분의 전류를 예측형 제어기법이 적용된다. 식 (17)과 (18)에 나타난 예측형 제어기법에서는 고조파 전류 명령치 i_{qsh}^* 및 i_{dsh}^* 를 영으로 하여 현 스텝에서의 고조파 전류 정보로부터 다음 제어 스텝에서의 고조파 전류를 영으로 만들 수 있는 전압명령을 계산하게 된다. 제안된 이중 전류제어 기법을 이용한 고조파 보상은 유해한 고조파 성분을 효과적으로 억제할 수 있어 풍력발전 시스템과 같은 분산전원에 효과적으로 사용할 수 있다. 제안된 기법이 효과적으로 동작하기 위해서는 전류 및 전압의 고조파 성분이 정확하게 검출되어야 한다. 본 논문에서는 기본과 성분으로부터 고조파 성분을 효과적으로 분리하기 위해 정지좌표계에서 대역통과 필터(BPF)가 사용된다. 2차 대역통과 필터의 전달함수는 다음과 같이 나타낸다.

$$G_B(s) = K \frac{\beta s}{s^2 + \beta s + \omega_c^2} \quad (21)$$

여기서 β 는 대역폭, ω_c 는 중심 주파수, 그리고 K는 필터 이득을 나타낸다. 정지좌표계에서 q축과 d축의 전류는 다음과 같이 나타낸다.

$$i_{qs}^s = i_{qs,f}^s + i_{qs,h}^s \quad (22)$$

$$i_{ds}^s = i_{ds,f}^s + i_{ds,h}^s \quad (23)$$

여기서 위첨자 “s”는 정지좌표계를 나타내며, 첨자 “f”는 기본과 성분을 나타낸다. 우선 기본과 성분 $i_{qs,f}^s$ 및 $i_{ds,f}^s$ 만을 정확히 검출하기 위해 2차 대역통과 필터는 2단으로 결합되어 4차 대역통과 필터를 구성한다. 전류 i_{qs}^s 와 i_{ds}^s 는 4차 대역통과 필터로 처리되어 $i_{qs,f}^s$ 및 $i_{ds,f}^s$ 를 정확하게 검출하게 된다. 구해진 기본과 성분 $i_{qs,f}^s$ 및 $i_{ds,f}^s$ 는 다시 식 (22)와 (23)을 사용하여 고조파 성분 $i_{qs,h}^s$ 및 $i_{ds,h}^s$ 를 구하게 된다. 계통전압과 인버터 출력전압의 기본과 및 고조파 성분도 이와 유사한 방법으로 구해져 각각 제어를 위해 기본과 모델 및 고조

파 모델에 사용된다. DSP 내에서 디지털 방식으로 대역통과 필터를 구현하기 위해 식 (21)은 Bilinear 변환 기법에 의해 이산화되어 사용된다[12].

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 기법의 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션과 실험이 수행된다. 전체 시뮬레이션은 PSIM으로 구현되며 제어기는 PSIM DLL 내에서 이루어진다. 그림 3은 DSP TMS320F28335를 이용하여 구현된 2kVA 급 계통연계 인버터 시스템의 구성을 나타낸다. 전체 시스템은 DSP 제어기, 3상 계통연계 인버터, 필터 및

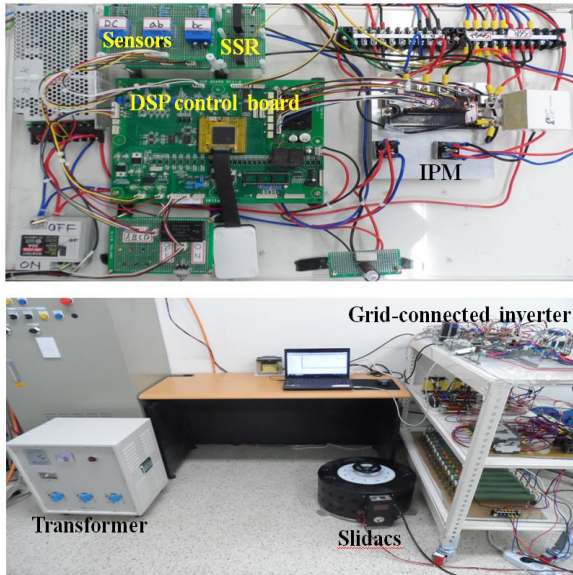
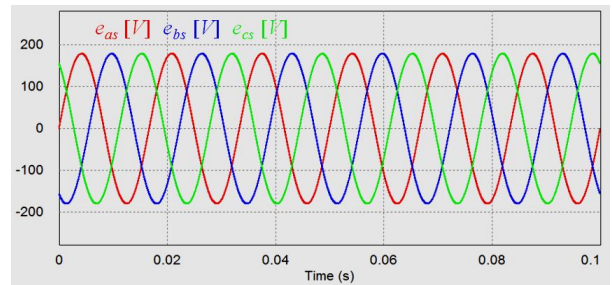


Fig. 3. The experimental test setup

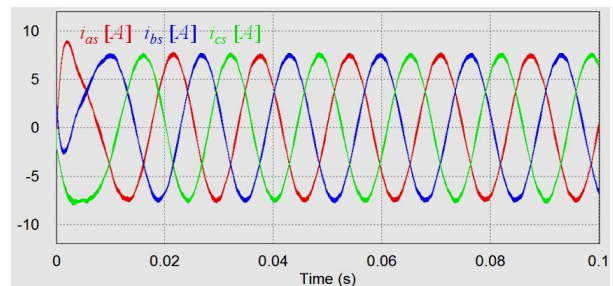
Table 1. System parameters

Rated power	2kW
DC link voltage	420V
DC link capacitor	5500uF
Switching frequency	10kHz
Grid voltage	380V
Grid frequency	60Hz
Filter inductance	7mH
Filter resistance	0.5Ω

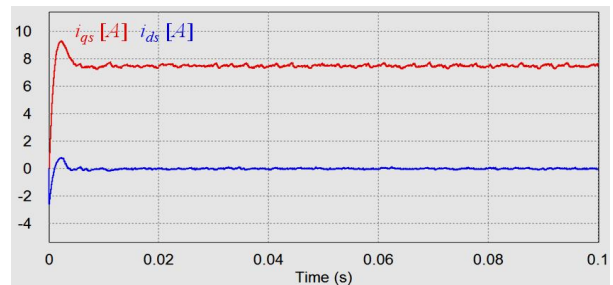
계통연계를 위한 변압기 등으로 구성된다. 샘플링 주기는 100msec이며 인버터의 기준 전압은 10kHz 스위칭의 대칭 공간 벡터 PWM 기법에 의해 인가된다. 실험 시스템에서 계통연계 인버터의 파라미터는 표 1에 나타나 있다.



(a) ideal three-phase grid voltages



(b) three-phase inverter currents



(c) q-axis and d-axis inverter currents

Fig. 4. Simulation results of the conventional PI decoupling current control under ideal grid voltages

그림 4는 이상적 계통전압 하에서 기존의 PI 비결합 전류 제어기만 사용될 때의 시뮬레이션 결과이다. q축 전류 명령치는 10A이며 d축 전류 명령치는 영이다. 계통전압은 그림 4 (a)에 나타난 e_{as} , e_{bs} 및 e_{cs} 의 파형과 같이 고조파 왜곡 없이 순 정현파 성분으로 주어지

있다. 이 그림에서 i_{as} , i_{bs} 및 i_{cs} 는 3상 인버터 전류를 나타내며 출력 전류에 왜곡이 나타나지 않은 정현파 성분이고 q축 전류와 d축 전류도 명령치를 잘 추종함을 확인할 수 있다.

그림 5는 시뮬레이션을 위해 사용된 왜곡된 3상 계통전압을 나타낸다. 그림에 보인 왜곡 계통전압을 발생하기 위해 5차 고조파 10%, 7차 고조파 7.1%, 11차 고조파 4.5% 및 13차 고조파 3.8%가 이상 계통 전원에 더해진다.

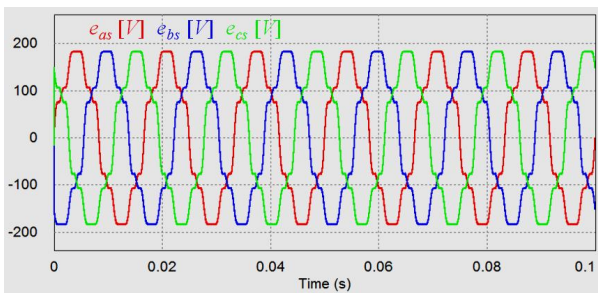
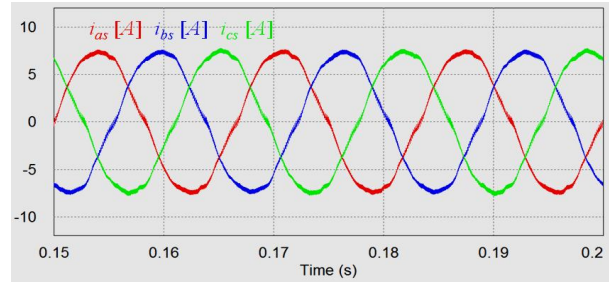


Fig. 5. Three-phase distorted grid voltages used for simulations

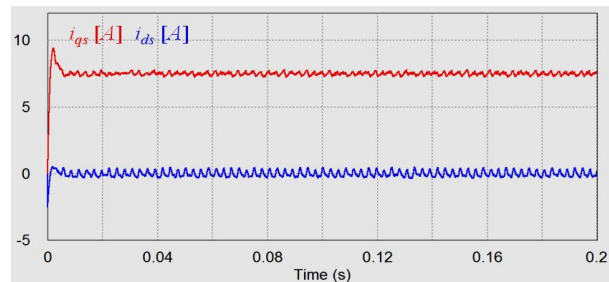
그림 6은 그림 5에 있는 왜곡된 3상 계통전압이 사용될 때 기존 PI 비결합 전류 제어기의 응답 특성을 나타내는 시뮬레이션 결과이다. 전류 명령치를 포함한 다른 동작 조건은 그림 4와 동일하게 설정되었다. 그림에서와 같이 3상 인버터 전류에 왜곡이 발생하고 q축과 d축 전류에도 전류 리플이 발생해 정확하게 제어되지 못함을 확인할 수 있다. 또한 그림 6 (c)에 나타난 상전류의 FFT 결과에서도 왜곡 계통의 사용으로 인해 큰 5차와 7차의 고조파 전류 성분이 나타남을 관찰할 수 있다.

그림 7은 그림 6과 동일한 왜곡 3상 계통전압 및 동작 조건 하에서 제안된 이중 전류제어 기법의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 6과 비교하여 3상 전류 파형에 나타나는 왜곡이 현저하게 줄어들었음을 확인할 수 있으며 q축과 d축 전류도 리플이 작아지고 명령치에 보다 더 정확히 제어되고 있음을 관찰할 수 있다. 그림 7 (c)의 FFT 결과에서도 그림 6 (c)에 비해 5차와 7차의 고조파 전류 성분이 크게 작아짐을 알 수 있다.

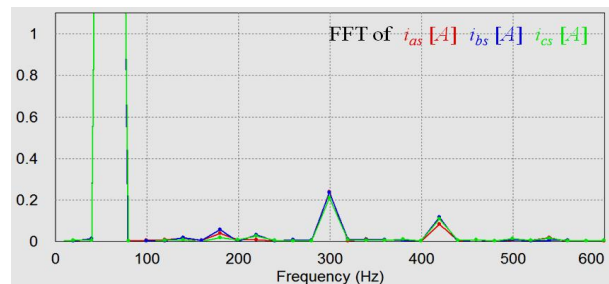
그림 8은 실험에서 계통연계를 위해 사용한 실제



(a) three-phase inverter currents



(b) q-axis and d-axis inverter currents

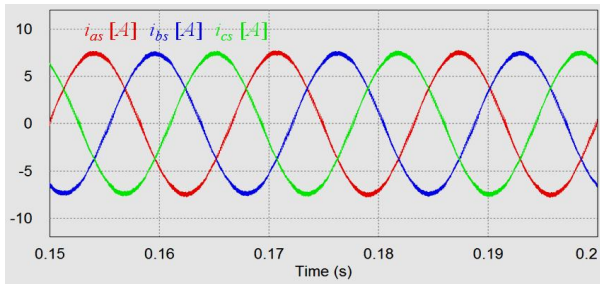


(c) FFT results of phase currents

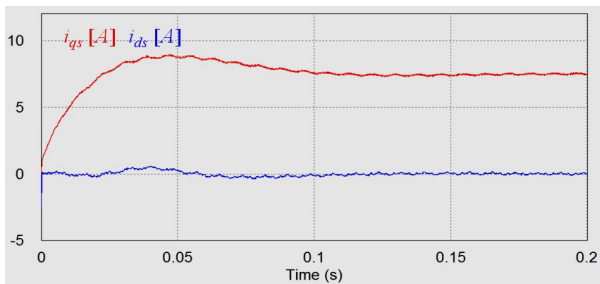
Fig. 6. Simulation results of the conventional PI decoupling current control under distorted grid voltages

3상 계통 전압의 파형을 나타낸다. 파형에서와 같이 실제의 3상 계통 전압은 이상적인 파형이 아니고 다수의 저차 고조파를 포함하고 있음을 확인할 수 있다.

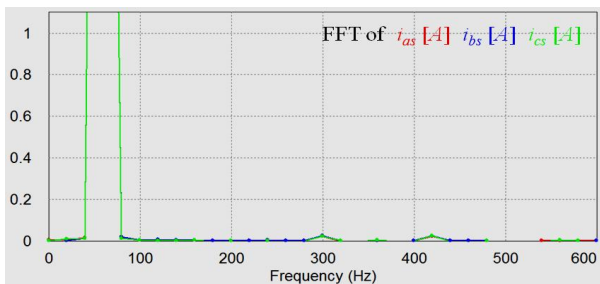
그림 9는 그림 8에 있는 왜곡된 3상 계통전압이 사용될 때 기존 PI 비결합 제어기를 사용한 실험 결과를 나타낸다. 그림의 각 파형은 q축 전류 i_{qs} , d축 전류 i_{ds} , a상전류 i_{as} 및 i_{asf} 파형을 나타낸다. 여기서 i_{asf} 는 실제의 a상전류 i_{as} 로부터 BPF를 통하여 기본과 성분만을 검출한 파형으로 인버터의 a상전류 i_{as} 가 얼마나 이상적인 정현전류 파형으로 제어되는지를 비교하기



(a) three-phase inverter currents



(b) q-axis and d-axis inverter currents



(c) FFT results of phase currents

Fig. 7. Simulation results of the proposed dual current control scheme under distorted grid voltages

위해 나타내었다. 그림 9에서와 같이 i_{as} 는 i_{asf} 에 비해 많은 왜곡이 일어나며 이는 기존의 PI 비결합 전류 제어기로는 계통전압의 왜곡에 인한 고조파를 효과적으로 보상할 수 없음을 나타낸다.

그림 10은 그림 9와 동일한 왜곡 3상 계통전압이 사용될 때 제안된 이중 전류제어 기법의 실험 결과를 나타낸다. 그림 9에 비해 q축과 d축 전류의 리플이 상당히 감소하며 a상전류 i_{as} 가 i_{asf} 에 상당히 가까워 계통전압의 왜곡에 인한 고조파를 효과적으로 보상함을 알 수 있다.

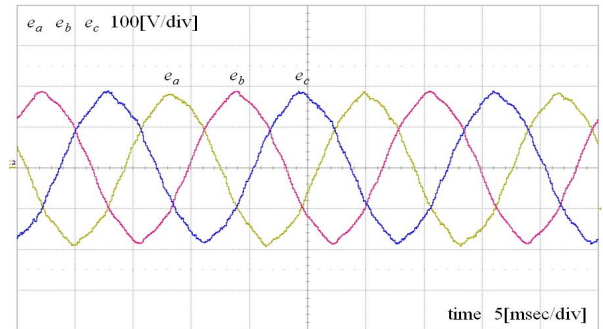


Fig. 8. Real three-phase grid voltages

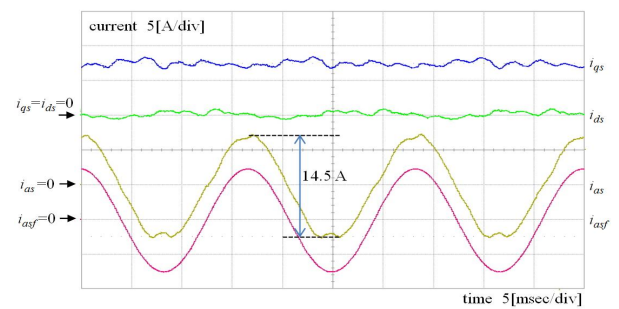


Fig. 9. Experimental results of the conventional PI decoupling current control under distorted grid voltages

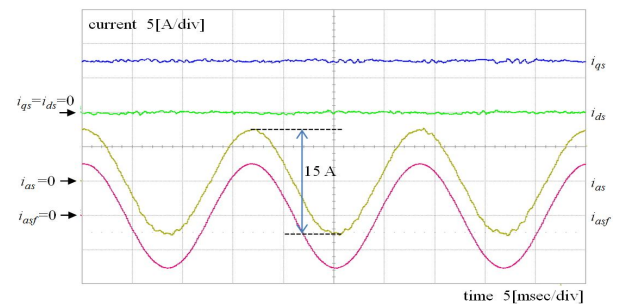


Fig. 10. Experimental results of the proposed dual current control scheme under distorted grid voltages

그림 11은 그림 9와 그림 10에 나타난 a상전류 i_{as} 의 FFT 결과를 나타낸다. 기존 PI 비결합 제어기에서는 5차와 7차의 고조파 전류 성분 외에 11차와 13차의 고조파 전류 성분도 나타나는 반면 제안된 제어 기법에서는 이러한 고조파 성분이 효과적으로 억제됨을 확인할 수 있다.

분산 전원 시스템의 전력품질 향상을 위한 계통연계 인버터의 이중 전류제어 기법

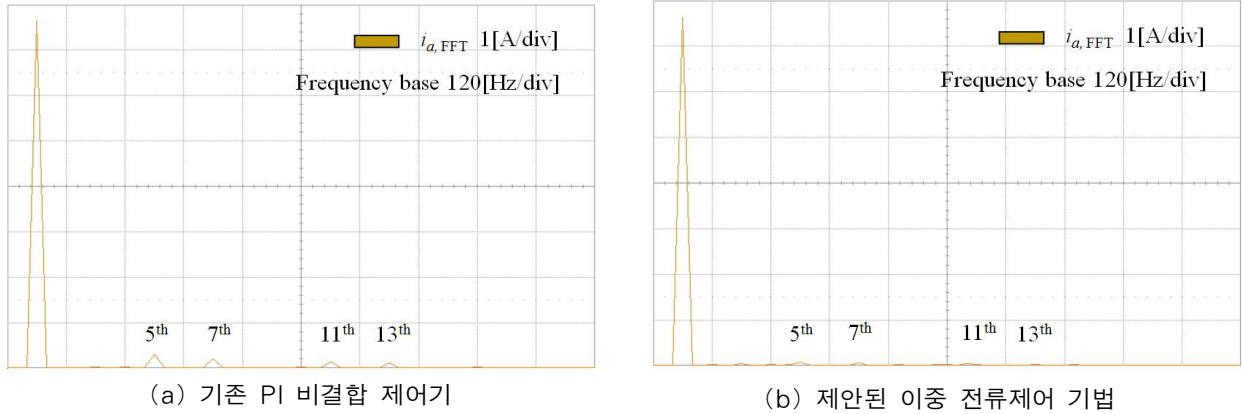


Fig. 11. FFT results of phase current

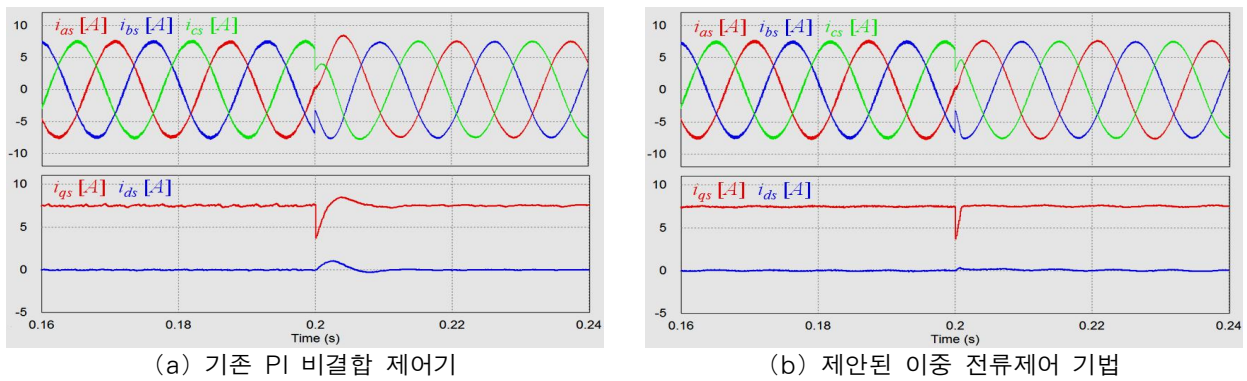


Fig. 12. Current control performance under the grid impedance variation at 0.2 second

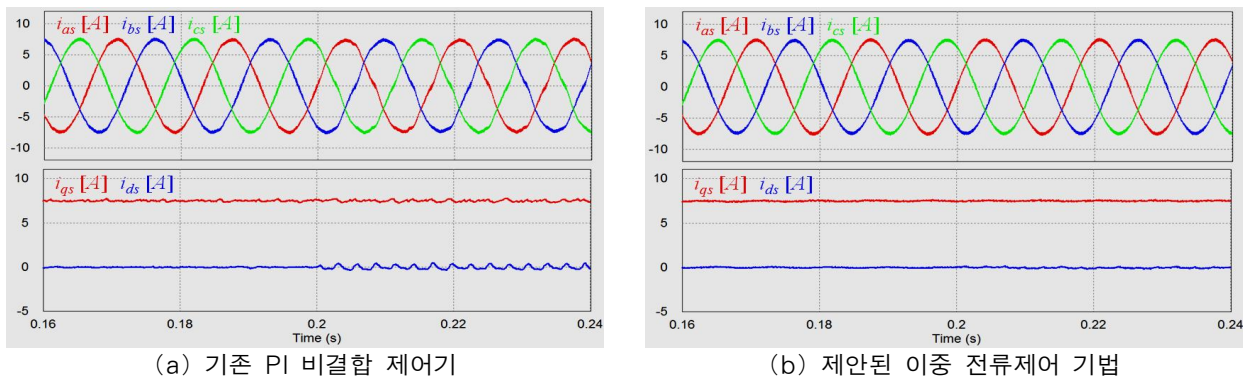


Fig. 13. Current control performance under the grid voltage variation at 0.2 second

그림 12와 그림 13은 계통의 동적인 변화에 대한 기존 PI 비결합 제어기와 제안된 제어 기법의 비교 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 12는 0.2초에서 계통의 임피던스가 약 2배로 변화할 때의 전류 제어 성능을

나타내며 제안된 기법이 계통의 동적 변화에 훨씬 더 잘 대응함을 확인할 수 있다. 그림 13은 0.2초에서 그림 4 (a)의 이상 계통이 그림 5의 왜곡 계통으로 변화할 때의 전류 제어 성능을 나타내며 제안된 제어기법

이 계통 전압의 변화에 무관하게 잘 제어됨을 관찰할 수 있다.

6. 결 론

왜곡된 계통전압 조건 하에서도 분산전원(DG) 시스템의 전력품질을 향상시키기 위해 계통연계 인버터의 이중 전류제어 기법이 제안되었다. 제안된 전류 제어 기법에서 인버터의 상태 방정식은 기본과 성분과 고조파 성분으로 분해되며 구해진 모델에 각각의 전류 제어기가 적용된다. 기본과 모델에는 DG 시스템의 주요 전력 흐름을 제어하기 위해 기존의 PI 비결합 전류 제어기가 적용된다. 이와 동시에 원치 않은 고조파 전류를 신속히 억제하기 위해 예측형 제어 기법이 고조파 모델을 이용하여 설계된다. 예측형 제어 기법은 빠른 과도응답 특성을 가지고 있어 제안된 이중 전류제어 기법은 계통연계 인버터의 유해한 고조파를 신속히 보상하는 데에 매우 효과적이다. 인버터의 입력과 상태변수를 기본과 성분과 고조파 성분으로 분해하기 위해 4차 대역통과 필터(BPF)가 설계된다. 제안된 기법의 타당성을 실험적으로 입증하기 위해 2kVA 급 계통연계 인버터가 디지털 신호처리 소자(DSP) TMS320F28335를 이용하여 제작되었다. 비교 시뮬레이션 및 실험결과를 통해 제안된 기법이 분산전원 시스템의 전력품질을 향상하는 데에 매우 유용함을 입증하였다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내연구비의 지원으로 수행되었습니다.

References

[1] S. W. Kang, and K. H. Kim, "A novel hybrid anti-islanding method to improve reliability of utility interactive inverter for a PMSG-based wind power generation system", *Journal of the KIIE*, vol. 27, no. 11, pp. 27-36, 2013.

[2] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines", *IEEE Trans. on Power Electr.*, vol. 24, no. 8, pp. 1859-1875, 2009.

[3] I. Munteanu, S. Bacha, A. Bratcu, J. Guiraud, and D. Roye,

"Energy-reliability optimization of wind energy conversion systems by sliding mode control", *IEEE Trans. on Energy Conv.*, vol. 23, no. 3, pp. 975-985, 2008.

[4] A. D. Hansen, and G. Michalke, "Multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbines' grid support capability in uninterrupted operation during grid faults", *IET Renewable Power Gen.*, vol. 3, no. 3, pp. 333-348, 2009.

[5] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters", *IEEE Trans. on Power Electr.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826-1835, 2007.

[6] Q. N. Trinh, and H. H. Lee, "An advanced current control strategy for three-phase shunt active power filters", *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, vol. 60, no. 12, pp. 5400-5410, 2013.

[7] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters", *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, vol. 56, no. 2, pp. 337-347, 2009.

[8] G. Escobar, P. G. Hernandez-Briones, P. R. Martinez, M. Hernandez-Gomez, and R. E. Torres-Olguin, "A repetitive-based controller for the compensation of harmonic components", *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, vol. 55, no. 8, pp. 3015-3158, 2008.

[9] A. Karaarslan, and I. Iskender, "Average sliding control method applied on power factor correction converter for decreasing input current total harmonic distortion using digital signal processor", *IET Power Electr.*, vol. 5, no. 5, pp. 617-626, 2012.

[10] TMS320F28335 Digital Signal Controller (DSC) - Data Manual. Texas Instrument, 2008.

[11] K. H. Kim, "Performance investigation and observer-based condition monitoring scheme for a PMSG-based grid-connected wind power system under switch open fault", *SERSC Int. Journal of Control and Automation*, vol. 6, no. 4, pp. 483-498, 2013.

[12] K. Ogata, *Discrete-time Control System*. Prentice-Hall International Editions, 1994.

◇ 저자소개 ◇



김경화 (金庚和)

1969년 3월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1993년 2월 KAIST 전기및전자공학과 졸업(석사). 1998년 2월 동 대학원 졸업(박사). 1998~2000년 삼성 전자 선임연구원. 2000~2002년 KAIST 연구교수. 2002년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수.