

독립운전 모드에서 가상 인덕터를 활용한 대용량 인버터 병렬운전을 위한 드롭제어

정교선¹, 임경배¹, 김동환¹, 최재호[†]

Droop Method for High-Capacity Parallel Inverters in Islanded Mode Using Virtual Inductor

Kyo-Sun Jung¹, Kyung-Bae Lim¹, Dong-Hwan Kim¹, and Jaeho Choi[†]

Abstract

This paper investigates the droop control-based real and reactive power load sharing with a virtual inductor when the line impedance between inverter and Point of Common Coupling (PCC) is partly and unequally resistive in high-capacity systems. In this paper, the virtual inductor method is applied to parallel inverter systems with resistive and inductive line impedance. Reactive power sharing error has been improved by applying droop control after considering each line impedance voltage drop. However, in high capacity parallel systems with large output current, the reference output voltage, which is the output of droop controller, becomes lower than the rated value because of the high voltage drop from virtual inductance. Hence, line impedance voltage drop has been added to the droop equation so that parallel inverters operate within the range of rated output voltage. Additionally, the virtual inductor value has been selected via small signal modeling to analyze stability in transient conditions. Finally, the proposed droop method has been verified by MATLAB and PSIM simulation.

Key words: Parallel inverter, Droop control method, Virtual inductor, Islanded mode, Power sharing, DG(Distributed Generation)

1. 서 론

분산발전 (DG: Distributed Generation)은 전력 수요자 인근 지역에 여러 개의 소규모 발전 설비들을 설치하여 수요자에게 전력을 공급하는 것을 뜻한다. 이 분산발전 시스템은 중앙발전 시스템과 비교하여 부하에 대한 지역적 접근성을 증대시키고 분산발전의 지역적 제어를 가능하게 하는 등 시스템의 유동적인 운용에 있어 큰 장점을 지닌다. 분산발전 시스템은 태양광, 풍력 발전, 연료 전지 등으로 이루어져 있고 이러한 분산발전 시스템들이 통합되어 하나의 마이크로그리드를 구성하게 된다^[1].

계통연계 모드에서는 분산발전 시스템들이 계통전압의 위상을 추종하여 계통에 전력을 공급하는 전류원으로서의 기능을 가진다. 하지만 계통의 고장이나 기준치 이상의 외란이 발생할 시에는 PCC (Point of Common Coupling)측과 분산발전을 연결하는 STS (Static Transfer Switch)를 개방함으로써 계통과의 연결을 차단하여 독립운전 모드로 전환하게 된다^{[2],[3]}.

독립운전 모드의 경우 분산발전 기반의 인버터가 병렬 운전할 때 각 인버터 출력측 유효전력과 무효전력을 동일하게 분담하기 위해서는 각 인버터간의 순환전류를 최소화하는 것이 중요하다^{[4],[21],[22]}. 만약 병렬운전 시스템에서 순환전류가 흐르게 되면 시스템의 과전류에 의해서 인버터들이 치명적인 피해를 받게 된다. 이런 순환전류를 막기 위해서 두 가지 방법이 주로 쓰인다. 첫 번째로는 주파수와 전압을 조절하여 유효전력과 무효전력을 부하에 분담할 수 있게 만드는 드롭제어 방식이 널리 쓰이고 있다. 다른 하나로는 병렬 분산발전 시스템들이 상호간에 통신을 통하여 전압과 전류를 제어하는 마스터 슬레이브 방식이 있다^{[5],[6]}.

Paper number: TKPE-2015-20-1-11

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: choi@cnu.ac.kr, School of Electrical Eng., Chungbuk National University
Tel: +82-43-261-2425 Fax: +82-43-276-7217

¹ School of Electrical Eng., Chungbuk National University
Manuscript received Sep. 18, 2014; accepted Dec. 22, 2014

— 본 논문은 2014년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

마스터 슬레이브 방식은 전압제어 인버터가 마스터 모듈로 동작을 하고 전류제어 인버터가 슬레이브 모듈로 동작을 한다. 이 두 개의 인버터들은 서로 간의 통신을 통하여 인버터 출력측 전압과 전류가 전력분담을 원활히 할 수 있게 한다. 이 마스터 슬레이브 방식은 선로 임피던스가 존재함에도 불구하고 효과적인 전력분담을 원할하게 한다. 그리고 시스템을 설계하는데 있어서 간단하다는 장점을 가지고 있다. 하지만 이 기법은 병렬운전 인버터 간에 서로 통신을 통해 지령 전류와 전압의 정보를 공유하고 있기 때문에 자칫 통신의 에러가 발생할 경우에는 시스템의 제어실패로 이어질 수 있다.

드롭제어는 위 방식과는 다르게 인버터가 병렬로 운전하고 있을 때 서로 간의 통신이 없이 각각 주파수와 전압을 독립적으로 조절함으로써 순환전류를 줄이는 방법이다. 하지만 이 방식은 다음과 같이 몇 가지 고려해야 할 사항들이 있다^[7].

1) 병렬운전에서 서로 간의 선로 임피던스가 다를 때 전압강하 오차가 발생하고 이로 인해서 무효전력 분담에 오차가 발생한다.

2) 선로 임피던스에 저항 성분이 존재하여 출력 임피던스에 영향을 줄 때 기존의 드롭제어 식은 각각의 $P-\omega$ 와 $Q-E$ 의 관계가 모호해져 드롭제어가 제대로 이루어지지 않는다.

[12]에서는 서로 간의 다른 선로 임피던스로 인한 각기 다른 전압 강하를 보상하기 위하여 드롭 제어 전압 방정식에 전압 강하를 계산하여 보상할 수 있도록 하였다. 하지만 대용량 시스템에서는 출력전류가 매우 크므로 가상 인덕터에서의 전압강하가 매우 커지게 된다. 그리고 가상 인덕터로 인한 전압강하로 인하여 설정한 유효전력을 추종하지 못하게 된다.

본 논문에서의 드롭제어는 인버터와 PCC단 사이에 선로가 유도성 임피던스라는 가정 하에 식이 도출된다. 하지만 선로에 저항 성분이 포함하게 되면 기존의 $P-\omega$, $Q-E$ 의 관계가 성립되지 않으며 $P-Q$ 상호 간섭 성분이 생기게 된다. 그래서 이런 상호 간섭 성분을 없애기 위하여 가상 인덕터 방식이 쓰이게 된다. 이 방식은 가상의 인덕터 성분을 추가함으로써 유도성 성분이 저항 성분에 비례하여 더 큰 값을 가지게 함으로써 $P-Q$ 상호 간섭 성분의 제거를 가져올 수 있다. 본 논문에서는 가상 인덕터 방식을 쓰고 있지만 가상 레지스터^{[10],[13]}, 가상 캐패시터^{[15],[16]}, 가상 복합 임피던스^{[4],[17]} 같은 방식들 또한 응용되어 드롭제어에 적용되고 있다.

그리고, 본 논문에서는 대용량 시스템을 고려하여 가상 인덕터와 출력전류의 영향에 대한 큰 전압 강하를 계산하여 추가적으로 지령 전압에 주입함으로써 설정된 유효전력 부하분담을 정확히 추종할 수 있도록 하였다.

마지막으로 본 논문에서는 과도상태를 해석하기 위하

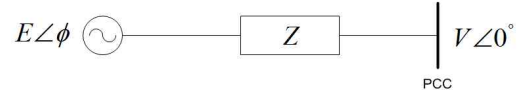


Fig. 1. Equivalent circuit of distributed generation system.

여 소신호 모델링을 통해 안정적인 가상 인덕터를 선정하였다. [14]에서는 과도상태 안정 드롭방식을 고려하여 복잡한 소신호 모델링을 구현하였으나 본 논문에서는 이 계수를 고려하지 않고 좀 더 단순화된 소신호 모델링을 구현하도록 하였다. 제안한 드롭제어 방식과 소신호 모델링을 응용하여 PSIM과 MATLAB을 통해 시뮬레이션을 수행하였고 각각의 유효전력과 무효전력의 부하 분담이 효과적으로 이루어지는지 검증하였다.

2. 드롭제어 및 시스템 모델링

2.1 기존의 드롭방식

그림 1은 등가회로로 표현된 하나의 분산발전 시스템을 보여준다. 이 등가회로 모델을 바탕으로 분산발전 시스템 기반 전력 조류에서의 유효전력과 무효전력에 대한 방정식을 얻을 수 있다.

여기서 $E\angle\phi$ 는 분산발전 출력전압, Z 는 PCC와 분산발전시스템 간의 임피던스, V 는 PCC 전압을 나타낸다.

선로 임피던스 $\vec{Z} = Ze^{j\theta} = R + jX$ 일 때 전송선로를 흐르는 복소전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S &= P + jQ = VI^* \\ &= V \left(\frac{E\angle\phi - V\angle 0^\circ}{Z} \right)^* = V \left(\frac{E \cdot e^{j\phi} - V}{Z \cdot e^{j\theta}} \right)^* \\ &= \frac{VE}{Z} e^{j(\theta-\phi)} - \frac{V^2}{Z} e^{-j\theta} \\ &= \frac{VE}{Z} (\cos(\theta-\phi) + j\sin(\theta-\phi)) - \frac{V^2}{Z} (\cos\theta + j\sin\theta) \end{aligned} \quad (1)$$

기존의 드롭제어 방정식은 선로 임피던스가 유도성 ($X \gg R$)이라고 가정하기 때문에 $\theta = 90^\circ$ 이라고 할 수 있고 위의 식을 다음과 같이 간략하게 표현할 수 있다.

$$P = \frac{VE}{X} \sin\phi \quad (2)$$

$$Q = \frac{V}{X} (E \cos\phi - V) \quad (3)$$

PCC단 위상 ϕ 는 인버터 출력 위상에 임피던스의 전압 강하만큼의 차이를 통해 얻어지기 때문에 $\phi \approx 0$ 으로 가정할 수 있고 $\sin\phi \approx \phi$, $\cos\phi \approx 1$ 으로 가정할 수 있다^[8].

$$\phi \approx \frac{XP}{EV}, \quad E - V \approx \frac{XQ}{V} \quad (4)$$

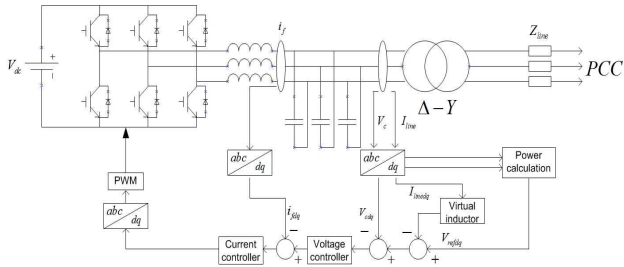


Fig. 2. Current-voltage control scheme for distributed generation interfacing inverter.

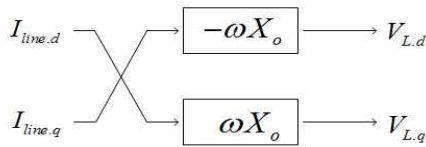


Fig. 3. Virtual inductor scheme without differentiation.

식 (4)를 보면, 인버터 위상이 유효전력에 비례하고 전압차이 $E - V$ 가 무효전력에 비례한다는 것을 확인할 수 있다.

이 때 드롭제어 식에서는 위상 ϕ 대신 주파수 ω 를 조절함으로써 유효전력 부하분담 동특성을 향상시킬 수 있다. 위 식들을 사용하여 아래와 같이 $P-\omega$, $Q-E$ 드롭제어 방정식을 만들 수 있다.

$$\omega^* = \omega_{nom} - k_w (P_{ref} - P) \quad (5)$$

$$E^* = E_{nom} - k_v (Q_{ref} - Q) \quad (6)$$

ω_{nom} : 정격 주파수, E_{nom} : 정격 전압

ω^* : 드롭 제어 지령 주파수, E^* : 드롭 제어 지령전압

k_w : 주파수-유효전력 드롭계수

k_v : 전압-무효전력 드롭계수

식 (5)와 식 (6)의 드롭계수가 커지면 드롭 동특성은 빨라지지만 시스템이 불안정하기 때문에 적당한 드롭계수를 선정하는 것이 중요하다. 이 계수에 대한 내용은 2.4 절에서 다시 논의될 것이다.

2.2 시스템 모델링 및 가상 인덕터 방식

기존의 드롭제어 방정식은 선로 임피던스 성분이 $X \gg R$ 가정 하에 식을 증명하였다. 하지만 앞에서 언급한 것과 같이 실제적인 선로 임피던스에서는 저항 성분이 존재하기 때문에 유효전력과 무효전력 사이에 상호 간섭성분이 생기게 된다. 가상 인덕터 방식은 선로 임피던스에 가상의 인덕턴스 성분을 추가함으로써 상호 간섭성분을 최소화하여 기존의 드롭제어 방식이 효력을 가지게 한다.

그림 2는 분산발전 인버터에 대한 전력회로도 및 드롭 제어, 가상 인덕터, 전류-전압 제어 블록도를 표현한 것

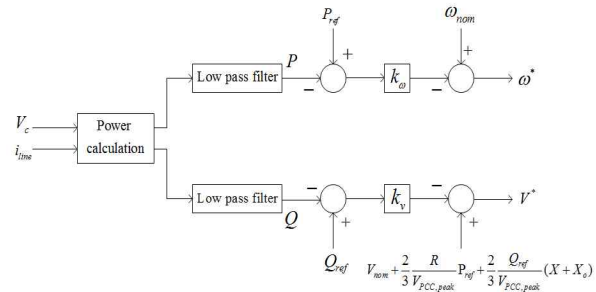


Fig. 4. Proposed droop algorithm.

이다. 그림 2에 보이듯이 인덕터 전류, 필터 캐패시터 양단의 출력전압을 검출하여 이를 제어 케환값으로 사용하였다. 추가적으로 선로 임피던스 측 출력 전류를 검출하여 가상 인덕턴스의 전압강하를 구하고 결과적으로 얻고자하는 드롭제어 기반의 식을 통한 지령 주파수와 전압을 획득하였다.

전압-전류는 PI-P 제어로 구성되어 있고 근계측을 이용하여 각 PI-P에 대한 이득 값을 선정하였다. 하지만 보통의 가상 인덕터 전압강하의 직접적인 응용은 미분 ($V_L = X_o(di_L/dt) = sX_o i_L$)으로 인하여 고주파 노이즈가 증폭되며 이는 인버터가 비선형 부하를 공급할 경우 특히 위험하다. 이러한 이유로 하이패스필터를 장착하여 이 고주파를 피하려는 일반적인 접근법이 연구 되었다^{[9],[10]}. 하지만 이 접근법은 필터 차단 주파수의 선정이 쉽지 않고 각각의 시스템과 부하환경에 따라 서로 다른 차단 주파수가 요구될 수 있다는 복잡성으로 인하여 효과적이지 못하다. 본 논문에서는 이를 고려하여 그림 3과 같이 미분 없이 효과적으로 가상 인덕터 방식을 가져올 수 방법을 응용하였다^[7].

$$(V_d + jV_q) = j\omega X_o(I_d + jI_q) = \omega X_o(-I_q + jI_d) \quad (7)$$

X_o : 가상 인덕턴스, ω : 시스템 각 주파수

그림 3에 보이듯이 sX_o 를 $j\omega X_o$ 로 간략화시킴으로써 미분을 피할 수 있다. d-q축을 응용하여 다음 식 (7)을 만들 수 있고 이를 통해 고주파 노이즈 증폭문제의 개선이 가능하다.

2.3 제안된 무효전력 부하분담 알고리즘

서론에서 언급한 것처럼 인버터 병렬운전에서 선로 임피던스가 불평형을 이루게 되면 서로 다른 선로전압 강하가 발생하고 이로 인해 무효전력 분담의 오차가 생기게 된다.

기존의 논문 [11]에서는 계통연계 모드에서의 유효전력과 무효전력을 분석하고 이에 따른 선로의 저항 성분과 인덕턴스 성분의 영향을 파악하여 독립운전 모드에서 저장된 정보를 사용하여 기존 드롭방식을 재설정하는 방식을 실현하고 있다. 하지만 이 방식은 계통연계시에

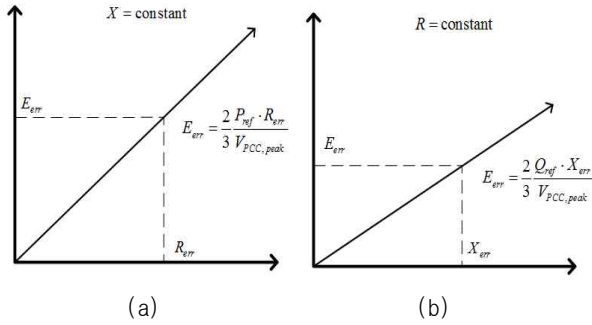


Fig. 5. Line impedance voltage drop error unequal line impedance (a)unequal line resistance (b)unequal line inductance.

유효전력과 무효전력이 선로 임피던스의 전압강하에 미치는 영향을 분석하기 어렵고 계산된 무효전력과 유효전력의 변수를 매끄럽게 하기 위하여 추가적으로 저역 통과 필터를 추가해야 하는 복잡성을 가진다.

그래서 본 논문에서는 독립운전 모드만을 고려하여 임피던스 불평형에 의한 전압강하를 계산하고 이를 드롭제어 식에 대입함으로써 지령전압을 바꾸어주었다.^[12] 이 방식은 전력의 지령 값을 이용하기 때문에 기존의 방식보다 소신호 모델링을 구현할 때 식이 단순화된다.

$$E_{nom}^* = E_{nom} + \frac{2}{3} \frac{R}{V_{PCC,peak}} P_{ref} + \frac{2}{3} \frac{Q_{ref}}{V_{PCC,peak}} (X + X_o) \quad (8)$$

E_{nom}^* : 제안된 방식에 대한 새로운 정격전압

$V_{PCC,peak}$: PCC 정격 전압 피크값

식 8과 같이 기존 PCC단의 공칭전압에 선로 임피던스에 의한 전압강하 뿐만 아니라 가상 인덕터의 전압강하에 대한 고려를 추가함으로써 유효전력에 대한 부하분담 성능을 더욱 개선할 수 있다. 식 (8)을 고려한 전압에 대한 드롭제어 식은 다음과 같다.

$$E^* = E_{nom} + \frac{2}{3} \frac{R}{V_{PCC,peak}} P_{ref} + \frac{2}{3} \frac{Q_{ref}}{V_{PCC,peak}} (X + X_o) - k_v (Q_{ref} - Q) \quad (9)$$

E^* : 제안된 방식에 대한 새로운 전압 지령치

식 (9)를 고려한 방식의 드롭제어는 그림 4에 표현되어 있다. 대용량에서는 선로를 흐르는 출력전류가 상대적으로 매우 크기 때문에 가상 인덕터를 사용할 때 이에 따른 전압강하를 고려하지 않으면 생성된 지령 출력전압이 실제 PCC단 기준 공칭전압 값에 훨씬 못 미치는 작은 값을 갖게 된다. 그림 5는 두 시스템의 선로 임피던스의 오차에 따른 선로 임피던스 전압강하의 오차를 표현한 그래프이다. 그림 5(a)는 일정한 선로 인덕턴스에서 선로저항의 오차에 따른 그래프를 표현하였고

반대로 그림 5(b)는 일정한 선로저항에 대하여 선로 인덕턴스의 오차에 따른 특성을 표현하였다. 다음과 같은 그래프를 토대로 불평형 임피던스에 대한 전압오차 값을 계산하여 본 논문의 제안된 알고리즘을 통해 무효전력의 부하분담 오차를 개선 할수 있다.

2.4 드롭계수의 선정

보통 인버터 병렬운전을 할 때 드롭제어 계수에 의해서 시스템의 안정성과 제어능력이 달라지게 된다. 식 (5)와 식 (6)에 의해서 k_w 와 k_v 의 허용범위를 선정할 수 있다^{[7],[13]}.

$$k_w \leq \frac{w_{nom} - w_{min}}{P_{ref} - P_{max}} \quad (10)$$

$$k_v \leq \frac{E_{nom} - E_{min}}{Q_{ref} - Q_{max}} \quad (11)$$

w_{min} : 최소 허용 주파수, P_{max} : 최대 공급 유효전력

E_{min} : 최소 허용 인버터 출력전압

Q_{max} : 최대 공급 무효전력

드롭제어 식의 드롭계수는 각각 식 (10)과 식 (11)을 만족해야 시스템적으로 안정할 수 있다. 하지만 이 드롭계수를 높게 선정하면 드롭제어의 동특성이 좋아지지만 적당한 시스템 불안정을 초래할 수 있기 때문에 동특성과 시스템 안정성을 만족시키는 드롭계수를 선정해야한다. 본 논문에서 제안된 무효전력 분담 알고리즘에는 이 드롭제어의 전압 부분이 달라지기 때문에, 이것을 고려하여 k_v 의 범위를 재조정할 수 있다.

식 (8)과 식 (11)을 이용하여 $Q-E$ 드롭제어의 계수에 대한 범위를 구해보면 식 (12)와 같다. 식 (11)과 비교해서 인버터 출력전압이 커지므로 좀 더 큰 드롭계수의 사용이 가능해졌다.

$$k_v \leq \frac{E_{nom} + \frac{2}{3} \frac{R}{V_{PCC,peak}} P_{ref} + \frac{2}{3} \frac{Q_{ref}}{V_{PCC,peak}} (X + X_o) - E_{min}}{Q_{ref} - Q_{max}} \quad (12)$$

2.5 소신호 모델링 및 시스템 안정성 분석

2.1 절에서 설명한 드롭제어의 수학적 모델링은 비선형 형식이다. 드롭제어의 과도상태를 확인하기 위해서 이 비선형 식들을 선형 식으로 변환하여 시스템 안정성을 판별할 수 있다^{[18],[19]}. 보통의 드롭제어 연구에서는 가상 인덕터를 고려하지 않은 소신호 모델링에 대하여 다루었는데 본 논문에서는 가상 인덕터를 고려한 드롭제어 식의 소신호 모델링에 대한 연구를 응용하여 매트랩 시뮬레이션을 통해 안정성을 확인하였다^[14].

DG 출력전압 E 는 $e_d + je_q$ 로 정의할 수 있고 출력전류 $i_d + ji_q$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$i_d + ji_q = \frac{\vec{E} - \vec{V}}{Z} = \frac{1}{Z}[(e_d - V)\cos\theta + e_q\sin\theta] - j\frac{1}{Z}[(e_d - V)\sin\theta - e_q\cos\theta] \quad (13)$$

식 (13)을 선형화하여 전류에 대한 소신호 식을 구할 수 있다.

$$\Delta i_d = \frac{1}{Z}(\Delta e_d \cos\theta + \Delta e_q \sin\theta) \quad (14)$$

$$\Delta i_q = -\frac{1}{Z}(\Delta e_d \sin\theta - \Delta e_q \cos\theta) \quad (15)$$

식 (1)을 응용하여 유효전력과 무효전력에 대하여 다시 정리하면 식 (16)으로 유도된다.

$$p + jq = V(i_d + ji_q)^* = V \cdot i_d - jV \cdot i_q \quad (16)$$

식 (13)을 이용하여 식 (16)을 선형화 하면 다음 식 (17)과 식 (18)과 같다.

$$\Delta p = V\Delta i_d = \frac{V}{Z}(\Delta e_d \cos\theta + \Delta e_q \sin\theta) \quad (17)$$

$$\Delta q = -V\Delta i_q = \frac{V}{Z}(\Delta e_d \sin\theta - \Delta e_q \cos\theta) \quad (18)$$

전에 구한 전압에 관한 드롭제어 식 (9)를 응용하고 가상 인덕터 식 (8)을 이용하면 지령 주파수와 d-q축 전압에 대한 식이 도출된다.

$$E_d^* = E_{nom}^* - k_v(Q_{ref} - Q) + X_o \frac{w_c}{s + w_c} i_q \quad (19)$$

$$E_q^* = -X_o \frac{w_c}{s + w_c} i_d \quad (20)$$

w_c : 전력 저역 필터에 대한 차단 주파수

식 (5)와 식 (19)와 식 (20)도 마찬가지로 소신호 모델링 식으로 변환되며 인버터 출력전압과 지령전압과의 오차가 '0'이라고 가정하면 서로 같다고 표현 가능하다.

$$\Delta w^* = k_w \frac{w_c}{s + w_c} \Delta p \quad (21)$$

$$\Delta e_d = k_v \frac{w_c}{s + w_c} \Delta q + X_o \frac{w_c}{s + w_c} \Delta i_q \quad (22)$$

$$\Delta e_q = -X_o \frac{w_c}{s + w_c} \Delta i_d \quad (23)$$

$\Delta w = s\Delta\phi$ 과 저역통과 필터를 고려하여 위의 식들을 재정리할 수 있다.

$$\Delta \ddot{\phi} + w_c \Delta \dot{\phi} = w_c k_w \Delta p \quad (24)$$

$$\Delta \dot{e}_d + w_c \Delta e_d = k_v w_c \Delta q + X_o w_c \Delta i_q \quad (25)$$

$$\Delta \dot{e}_q + w_c \Delta e_q = -X_o w_c \Delta i_d \quad (26)$$

인버터의 위상 ϕ 에 대하여 식을 표현하고 선형화 된 식을 이용해 Δe_q 에 대한 식으로 정리 가능하다.

$$\phi = \arctan(e_q/e_d) \quad (27)$$

$$\Delta e_q = \frac{e_d^2 + e_q^2}{e_d} \Delta\phi + \frac{e_q}{e_d} \Delta e_d \quad (28)$$

위에서 구한 선형화 식들을 이용하여 식 (24)와 식 (25)와 식 (26)에 식 (14)와 식 (15)와 식 (17)과 식 (18)과 식 (28)을 대입하여 다음과 같은 상태 방정식 형태를 만들 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi} \\ \Delta \ddot{\phi} \\ \Delta \dot{e}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a - w_c b \\ c & 0 & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\phi \\ \Delta \dot{\phi} \\ \Delta e_d \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$a = \frac{w_c k_w V}{Z} \sin\theta \frac{e_d^2 + e_q^2}{e_d}$$

$$b = \frac{w_c k_w V}{Z} \left(\cos\theta + \frac{e_q}{e_d} \sin\theta \right)$$

$$c = \cos\theta \frac{w_c (X_o - k_v V)}{Z} \frac{e_d^2 + e_q^2}{e_d}$$

$$d = \frac{w_c (k_v V - X_o) \sin\theta}{Z} + \frac{w_c (X_o - k_v V) \cos\theta}{Z} \frac{e_q}{e_d}$$

식 (29)는 $\dot{X} = AX$ 꼴의 형태로 표현이 가능하고 이 형태를 이용해 특성 방정식 $|sI - A| = 0$ 의 해를 구해서 시스템의 안정성을 판별할 수 있다^[20]. 그림 6는 소신호 모델링을 통해 구한 식 (29)에 대하여 매트랩 시뮬레이션을 수행한 것이다. 각 파라미터는 시뮬레이션 파라미터를 적용하였다.

그림 6에서의 근은 가상 인덕턴스 값 X_o 를 0에서 1.5mH까지 변환시킨 상태방정식의 고유값에 대한 근계적 그림이다. 식 (29)처럼 상태 방정식의 세 근으로 표현이 가능한데 한 근은 그림과 같이 왼쪽으로 이동하고 다른 두 근은 불안정 영역으로 이동하는 것을 알 수 있다. 본 논문에서는 우반면의 안정한 영역에 있는 최대한의 가상 인덕턴스를 선정하고자 하였다. DG1의 안정한 가상인덕턴스 범위는 0에서 0.265mH까지이고 DG2의 안정한 가상인덕턴스 범위는 0에서 0.8mH까지이다. 따라서, 이 두 시스템을 동시에 만족시키는 범위 안에서의 최대 가상 인덕턴스는 0.265mH로 선정될 수 있다. 이를 통해 드롭제어의 안정성과 효력을 동시에 보장할 수 있다.

본 논문에서는 실수 축에 도달하는 가상 인덕턴스 값

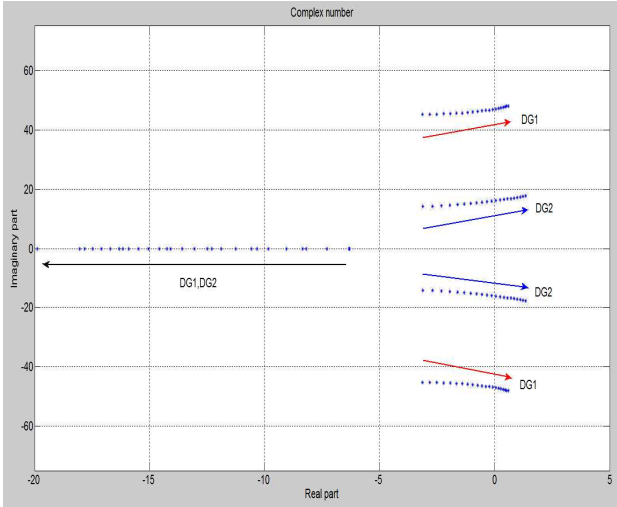
Fig. 6. System root locus with various X_o from 0 to 1.5mH.

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS OF DISTRIBUTED
GENERATION SYSTEM FOR DROOP CONTROLLED
PARALLEL INVERTERS

Parameters	Value
P_{ref}	100[kW]
Q_{ref}	6.6[kVar]
V_{dc}	158[V]
Frequency droop k_w	$-1 \times 10^{-5} [rad/w]$
Voltage droop k_v	$-5 \times 10^{-7} [V/Var]$
Filter capacitor C_f	2100[μF]
Filter inductance L_f	15[μF]
DG1 line impedance	0.02[Ω], 0.08[mH]
DG2 line impedance	0.15[Ω], 0.17[mH]
Switching frequency f_w	8[kHz]
Virtual inductance	0.265[mH]

X_o 를 선정하여 시스템 동특성과 안정성을 동시에 만족하게 하고 PSIM 시뮬레이션에 적용하였다.

3. 시뮬레이션

표 1은 두 대로 구성된 병렬형 인버터들의 시뮬레이션과 파라미터 값이다. 가상 인덕터 값은 동특성과 시스템 안정성을 위해 2.5 절에서 구한 0.265mH 값으로 설정하였다. 그리고 선로 임피던스를 불평형으로 만들기 위해 표 1과 같이 파라미터를 설정하였고 DG2의 선로 임피던스는 가상 인덕터의 효과를 알아보기 위해 저항 값을 비교적 크게 설정하였다.

그림 7은 대용량 시스템에 대한 가상 인덕터 적용 시 서로 다른 불평형 선로 임피던스를 가졌을 때 세 가지 방식을 적용한 시뮬레이션 파형이다. 시뮬레이션은 2s 동안 측정하였으며, 1s에 드롭제어를 적용하였다. 그림 7(a)는

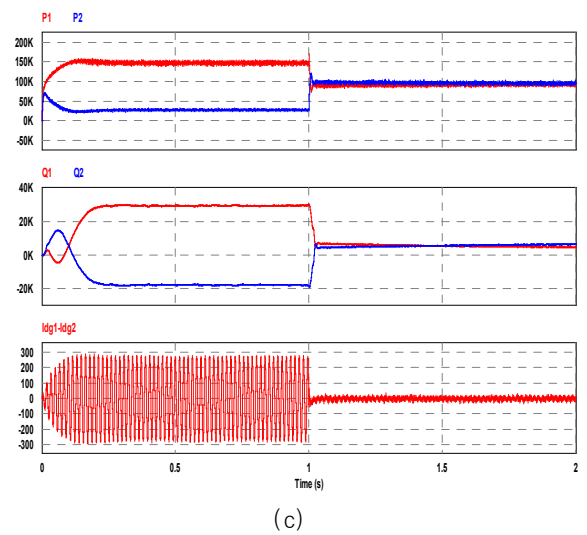
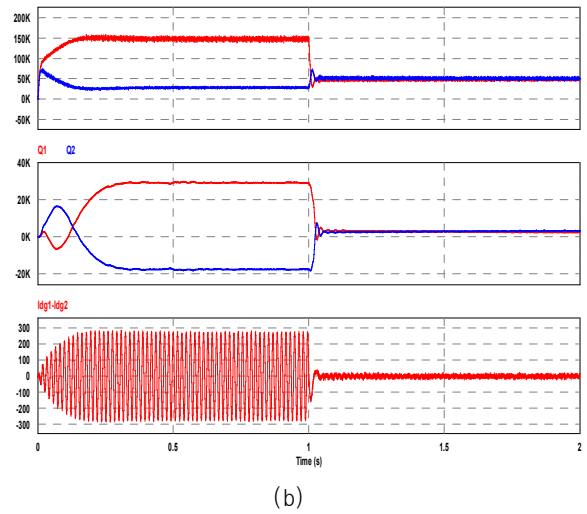
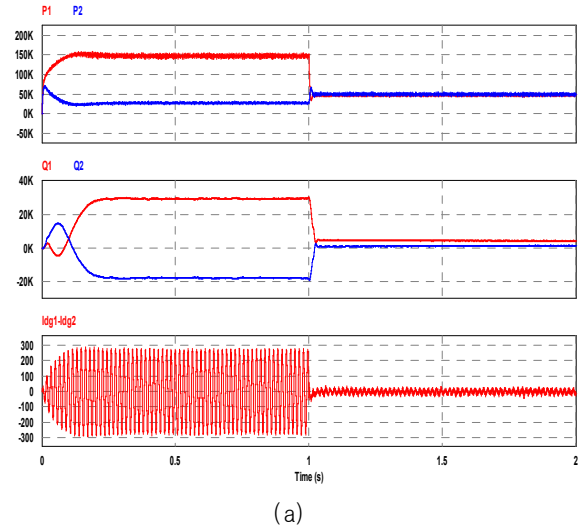


Fig. 7. Droop performances with two parallel inverters using virtual inductor method(top: active power, middle: reactive power, bottom: circulating current).

- (a) Conventional droop control considering equation (5),(6)
(b) Existing droop control considering line impedance [12]
(c) Proposed droop control considering virtual inductance

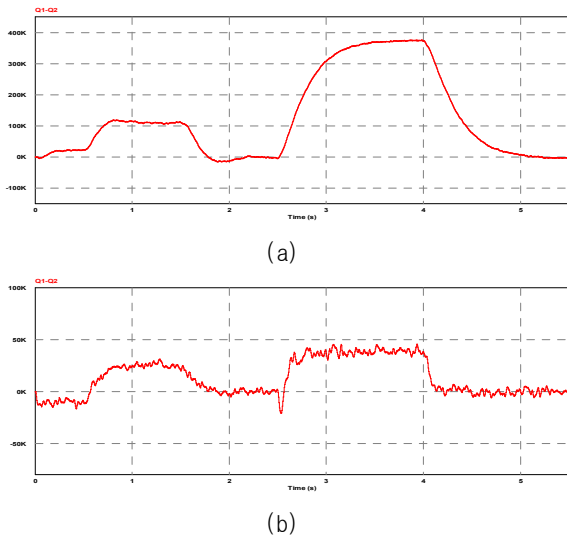


Fig. 8. Reactive power sharing error of droop various unequal line resistance using proposed droop control at 1.5s~2.5s and 4s~5.5s (a)unequal line resistance (b)unequal line inductance.

식 (5)와 식 (6)을 고려한 일반적인 드롭제어에 대한 유효전력과 무효전력, 그리고 순환전류를 측정하는 것이다. 이 때 대용량 인버터의 출력전류에 기인한 매우 큰 가상 인덕터의 전압강하로 인하여 실제 지령전압의 크기가 작아짐에 따라 드롭제어 적용 후에 설정된 유효전력보다 낮은 값으로 부하분담이 이루어지고 무효전력분담은 서로 다른 선로 임피던스 전압강하에 의하여 오차가 발생한다. 그림 7(b)에서는 [12]를 참조하여 불평형 선로 임피던스에 대한 무효전력 분담 알고리즘을 적용한 시뮬레이션 파형이다. 이때는 전압드롭 식에 불평형 선로 임피던스의 전압강하를 고려하고 있기 때문에 그림 7(a)와 달리 무효전력 분담 오차가 대폭 개선되었다^[12].

또한 인버터 간의 순환전류역시 그림 6(a)보다 확연히 감소한 것을 확인하였다. 하지만 두 인버터의 유효전력 부하분담은 여전히 지령치보다 낮은 값에서 이루어진다. 마지막으로 그림 7(c)는 드롭제어 식에 선로 임피던스 뿐만 아니라 가상 인덕턴스 전압강하를 고려한 식 (9)에 기반한 제안된 알고리즘을 적용한 시뮬레이션이다. 그림 7(b)와 비교하여 그림 7(c)는 두 인버터가 유효전력의 지령 값인 100kW로 정확한 유효전력 분담을 보이며 이와 동시에 무효전력 또한 정확하게 부하분담을 얻을 수 있게 된다.

그림 8은 두 인버터 선로 임피던스에 대한 오차에 대한 무효전력 분담오차와 제안된 알고리즘을 적용한 시뮬레이션 파형이다. 그림 8(a)는 동일한 선로 인덕턴스에 대하여 선로저항을 변화시키고 제안된 알고리즘을 통하여 무효전력 부하분담 오차 특성을 확인해보고자 하였다. 0.5s부터 드롭제어를 시작하여 초기 선로 임피던스 값은 각각 DG1은 0.05 Ω , 0.08mH이고 DG2는 0.08 Ω , 0.08mH으로 설정하였다. 설정한 선로 임피던스를 토대로 1.5s까지 일반적인 드롭제어에 대한 무효전력 부하분담

의 오차값을 측정하였고 1.5s부터 2.5s까지 제안된 알고리즘을 통하여 무효전력 부하분담의 오차가 거의 상쇄되는 것을 확인하였다. 추가로 2.5s부터 4s까지 DG2선로 저항을 두 배로 하여 일반적인 드롭제어에 대한 무효전력 부하분담 오차값을 측정하였고 4s부터 5.5s까지 제안된 알고리즘을 이용하여 무효전력 부하분담의 오차를 개선하였다. 그림 8(b)는 동일한 선로 저항에 대하여 선로 인덕턴스를 변화시키고 그림 8(a)와 동일한 시간에서 제안된 알고리즘을 통해 무효전력 부하분담 오차 특성을 확인해보았다. 초기 선로 임피던스 값은 각각 DG1은 0.05 Ω , 0.04mH이고 DG2는 0.05 Ω , 0.06mH으로 설정하였다. 추가로 2.5s부터 5.5s까지는 선로 인덕턴스를 DG2 선로 인덕턴스를 두 배로 하여 무효전력 부하분담의 오차를 측정하였다. 그림 8처럼 선로 임피던스 불평형이 커짐에 따라 무효전력 부하분담의 오차도 증가하는 것을 확인하고 다양한 선로 임피던스에 대하여 본 논문에서 제안된 알고리즘 적용이 가능하다는 것을 입증하였다.

그림 9에서는 제안한 드롭제어 식을 이용하여 가상 인덕턴스 값을 변화시켜 분산발전 시스템의 동특성과 안정성을 확인하였다. 그림 7과 마찬가지로 1s 지점에 드롭제어와 가상 인덕터 방식을 적용시켰다. 그림 9(a)는 가상인덕터 값이 0, 그림 9(b)는 1mH, 그림 9(c)는 소신호 모델링을 통하여 선정된 0.265mH에 대한 각각의 유효전력과 무효전력 파형을 측정하였다. 그림과 같이 가상 인덕턴스 값이 커질수록 동특성이 빨라지고 효과적인 유효전력과 무효전력의 분담이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

그림 10은 가상 인덕터에 의한 드롭제어의 효력을 좀 더 확실하게 보기 위하여 표 1의 선로 임피던스에서 저항 성분을 4배로 높이고 성능을 확인하였다. 그리고 소신호 모델링을 통해 선로 임피던스에 따른 가상 인덕턴스를 재설정하였다. 그림 10(a)는 1s에서 가상 인덕터를 적용하지 않은 드롭제어 파형이다. 그림과 같이 선로 임피던스의 저항성 성분으로 인해 드롭제어 효력은 발생하지 않게 되고 시스템은 발산하게 된다. 하지만 그림 10(b)처럼 가상 인덕터를 추가한 시스템에서는 높아진 X/R 의 비율로 인하여 드롭 제어가 제대로 효력을 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 11(a)는 가상 인덕터를 적용하지 않은 DG1, DG2의 출력 전류이고 그림 11(b)는 소신호 모델을 통해 선정된 가상 인덕턴스 값을 이용하였고 그림 11(c)는 DG2의 안정한 영역에 있는 가상 인덕턴스 값이지만 DG1의 불안정한 영역에 있는 값을 선정하여 시뮬레이션한 시스템의 출력전류이다. 그림 11(b)의 경우 가상 인덕턴스 방식을 추가하지 않은 그림 11(a)에 비하여 두 출력 전류가 빠르게 위상과 크기를 분담하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 불안정 영역의 가상 인덕턴스를 선정한 그림 11(c)는 시스템 불안정을 초래하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 세 가지의 파형을 분석함으로써 설

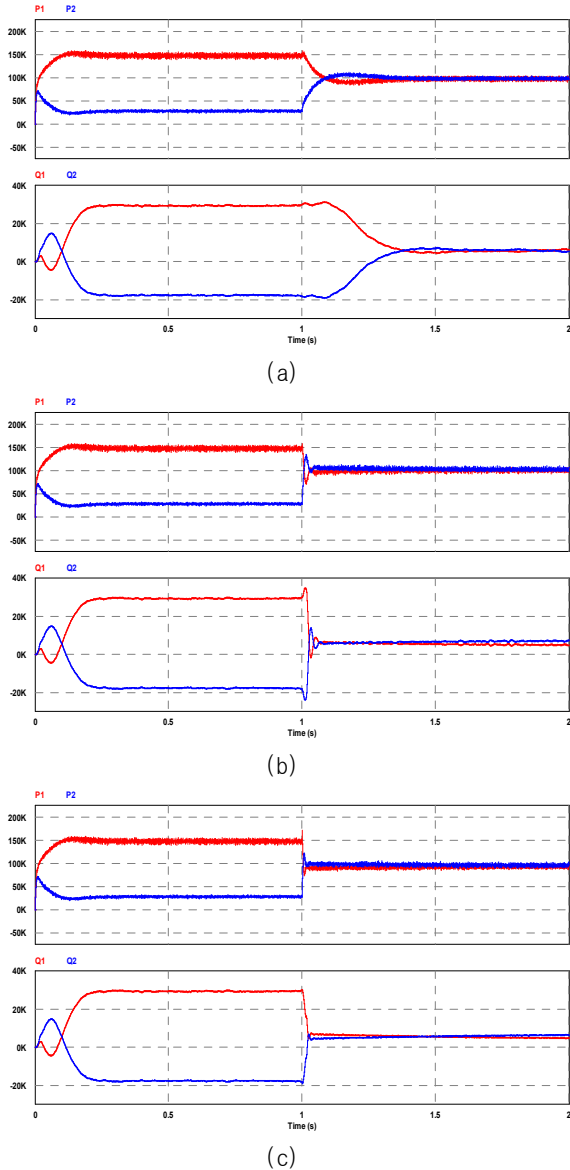


Fig. 9. Proposed droop performances with various virtual inductance (top: active power, bottom: reactive power). (a) without X_o , (b) $X_o = 0.1mH$, (c) $X_o = 0.265mH$

정한 가상 인덕턴스 값이 적당하다는 것을 입증하였다.

4. 결 론

본 논문에서 제안된 방식은 소신호 안정도 분석에 기초하여 선정된 가상 인덕터 값을 기반으로 하여 유도성 또는 저항성이 지배적인 선로 임피던스들 모두에서 드롭제어가 효력을 가지도록 하였다. 기존 드롭 제어에 실제 선로 임피던스 뿐만 아니라 가상 인덕터에 의한 전압강하까지도 추가적으로 고려함으로써 병렬운전 시에 유효전력과 무효전력의 분담특성이 개선되도록 하였으며 따라서 인버터의 순환전류가 최소화되도록 하였다. 제안된 알고리즘에 대한 시뮬레이션을 수행하여 타당성을 검증하였다.

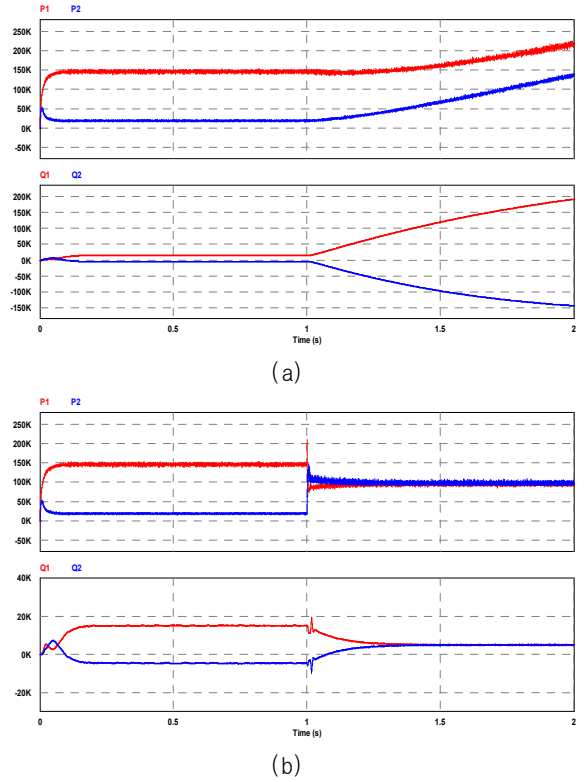


Fig. 10. Proposed droop performances with resistive line impedance (top: active power, bottom: reactive power) (a) without X_o , (b) $X_o = 0.6mH$

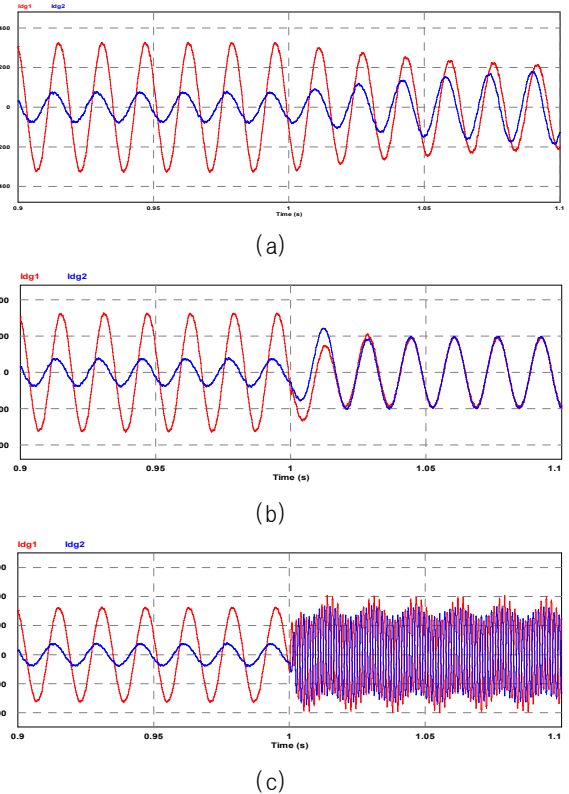


Fig. 11. Proposed droop performances with various virtual inductance (output current) (a) without X_o , (b) $X_o = 0.265mH$, (c) $X_o = 0.8mH$

본 연구는 “충청지역사업평가원”의 “고신뢰성 대용량 태양광 전력변환시스템 개발”로 수행된 연구 결과입니다.

References

- [1] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, “Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 53, No. 4, pp. 1002–1016, Jun. 2006.
- [2] F. Z. Peng, Y. W. Li, and L. M. Tolbert, “Control and protection of power electronics interfaced distributed generation systems in a customer-driven microgrid,” in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, Jul. 2009.
- [3] H. L. Jou, W. J. Chiang, and J. C. Wu, “A simplified control method for the grid-connected inverter with the function of islanding detection,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 23, No. 6, pp. 2775–2783, Nov. 2008.
- [4] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, and Z. M. Qian, “Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 2, pp. 576–588, Feb. 2011.
- [5] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, “Parallel operation for single phase inverter modules with no control interconnections,” in *Conf. of Rec. IEEE APEC*, pp. 94–100, Feb. 1997.
- [6] K. S. Parlak, M. Ozdemir, and M. T. Aydemir, “Active and reactive power sharing and frequency restoration in a distributed power system consisting of two UPS units,” *Electrical Power and Energy System*, Vol. 31, No. 5, pp. 220–226, Jun. 2009.
- [7] Y. W. Li and C. N. Kao, “An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operation in a low voltage multibus microgrid,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 24, No. 12, pp. 2977–2988, Dec. 2009.
- [8] K. D. Brabandere, B. Bolsens, J. V. Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. A. Belmans, “A voltage and frequency droop control method for parallel inverters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 22, No. 4, pp. 1107–1115, Jul. 2007.
- [9] J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, “A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 19, No. 5, pp. 1205–1213, Sep. 2004.
- [10] J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, “Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 4, pp. 1126–1135, Aug. 2005.
- [11] J. He and Y. W. Li, “Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 47, No. 6, pp. 2525–2538, Nov. 2011.
- [12] K. B. Lim and J. H. Choi, “Droop Control for Parallel Inverters in Islanded Microgrid Considering Unbalanced Low-Voltage Line Impedance,” *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 387–396, Aug. 2013.
- [13] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, “Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 22, No. 2, pp. 613–625, Mar. 2007.
- [14] Z. Guo, D. Sha, and X. Liao, “Wireless paralleled control strategy of three-phase inverter modules for islanding distributed generation systems,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 479–486, May 2013.
- [15] Q. C. Zhong and Y. Zeng, “Can the output impedance of an inverter be designed capacitive?,” in *Conf. of Rec. IECON*, pp. 1220–1225, Nov. 2011.
- [16] Q. C. Zhong and Y. Zeng, “Control of inverters via a virtual capacitor to achieve capacitive output impedance,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 29, No. 10, pp. 5568–5578, Oct. 2014.
- [17] Y. Chen, A. Luo, J. Zhou, L. Bai, and C. Tu, “Rapid reactive power control method for parallel inverters using resistive-capacitive output impedance,” in *Conf. of Rec. IFEEC*, pp. 98–102, Nov. 2013.
- [18] C. K. Sao and P. W. Lehn, “Autonomous load sharing of voltage source converters,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 20, No. 2, pp. 1009–1016, Apr. 2005.
- [19] Y. A. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, “Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of parallel inverters in distributed generation microgrid,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 23, No. 6, pp. 2806–2816, Nov. 2008.
- [20] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems* (6th ed.), Prentice-Hall, 2010.
- [21] H. S. Kim, S. C. Shin, H. J. Lee, C. H. Jung, D. W. Han, and C. Y. Won, “Control Method for Reducing Circulating Current in Parallel Operation of DC Distribution System for Building Applications,” *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, pp. 256–262, Jun. 2013.
- [22] U. K. Jo, J. S. Yim, and S. K. Sul, “A Study on Parallel Operation of PWM Inverters for High Speed and High Power Motor Drive System,” *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No. 3, pp. 244–251, Jun. 2010.



정교선(鄭敎先)

1987년 3월 11일생. 2013년 충북대 전자정보대학 전기공학부 졸업. 2015년 현재 동대학원 전기공학부 석사과정.



임경배(林敬培)

1985년 12월 19일생. 2011년 충북대 전자정보대학 전기공학부 졸업. 2013년 동대학원 전기공학부 졸업(석사). 2015년 현재 동대학원 전기공학부 박사과정.



김동환(金東煥)

1988년 12월 29일생. 2014년 충북대 전자정보대학 전기공학부 졸업. 2015년 현재 동대학원 전기공학부 석사과정.



최재호(崔載昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사. 1983년~현재 충북대 전기공학부 교수. 1993년, 1998년, 2003년, 2009년 University of Toronto 객원교수. 2002년 Aalborg University Danfoss 객원교수. 2005년~2008년 당 학회 부회장. 2009년~2011년 Journal of Power Electronics(JPE) Editor-in-Chief. 2012년 당 학회 회장.