https://doi.org/10.6113/TKPE.2019.24.5.334

간접전류제어방식 병렬형 계통연계 인버터의 무순단 모드절환

송인종[1], 최준수[1], 임경배[2], 최재호†

Seamless Mode Transfer of Indirect Current Controlled Parallel Grid-Connected Inverters

Injong Song[1], Junsoo Choi[1], Kyungbae Lim[2], and Jaeho Choi†

Abstract

This study proposes the control strategy for the seamless mode transfer of indirect current controlled parallel grid-connected inverters. Under the abnormal grid condition, the grid-connected inverter can convert the operation mode from grid-connected to stand-alone mode to supply power to the local load. For a seamless mode transfer, the time delay problems caused by the accumulated control variable error must be solved, and the indirect current control method has been applied as one of the solutions. In this study, the design of control parameters for the proportional-resonant-based triple-loop indirect current controller and the control strategy for the seamless mode transfer of parallel grid-connected inverters are described and analyzed. The validity of the proposed mode transfer method is verified by the PSiM simulation results.

Key words: Droop control, Indirect current control, Inverter parallel operation, Seamless mode transfer

1. 서 론

최근 석유 에너지로 인한 대기 오염과 자원의 고갈에 대비하여 신재생 에너지가 각광 받고 있다. 신재생 에너지 발전시스템의 효율적인 운전을 위해서 분산발전(Distributed Generation) 기반의 계통 연계형 인버터 제어에 대한 많은 연구가 제안되어져 왔다[1]-[3]. 계통 연계형 인버터는 계통이 정상적인 조건에서는 계통전압에 의해 전압이 고정되는데 신재생에너지원에 의한 발전전력을 계통에 안정적으로 공급하기 위하여 인버터의 전류제어가 필요하다. 그러나 계통이상 및 사고 시에는 계통을 대신해서 지역부하에 전력을 공급하기 위하여 인버터가 단독운전모드로 동작하고 출력전압의 제어가 필요하다[4].

Paper number: TKPE-2019-24-5-4
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: choi@cbnu.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
[2] WooJin Industrial System Co. Ltd
Manuscript received Jan. 31, 2019; revised Feb. 26, 2019; accepted Apr. 26, 2019
— 본 논문은 2018년 추계학술대회 우수추천논문임

계통 연계형 인버터가 계통 연계모드에서 전류제어 모드로 동작을 하다가 계통 사고 시에 단독운전모드로 동작하도록 전압제어 모드로의 순간적인 모드 변환이 원활하게 이루어져야 한다. 그러나 전류제어기와 전압제어기를 별도로 구성하고 이를 모드변환에 따라서 선택적으로 사용하는 경우에는 계통연계에서 단독운전으로 모드 변환이 이뤄질 때 누적된 제어기 변수를 변환된 제어기가 추적하는데 시간이 걸리기 때문에 이로 인한 과도 동특성 저하를 유발할 수 있다. 이의 해결방안의 일환으로 간접전류제어를 기반으로 하는 무순단 모드절환 (Seamless Mode Transfer)이 제안되었다[5]-[7].

[5]에서는 sine과 cosine 테이블을 기반으로 한 간접전류제어를 기반으로 계통 측 인덕터의 전압강하를 고려한 정확한 전압 기준치를 할당하였다. 하지만 이 방법으로는 비선형 지역부하에 의한 고조파를 보상하는 경우에는 비선형 변수에 의해 전압 기준치의 계산이 복잡해져서 비선형 부하를 보상하는데 어려움이 있다. [6]에서는 지역부하가 LCL 필터의 커패시터 단에 위치한다고 가정하고 d-q 회전 좌표계를 이용하여 계통전류 제어기의 출력을 d-q 값으로 변환시킨 값에 리미터를 추가하여 계통이상으로 인해 의도하지 않은 단독 운전이 발생하였을 때 제어붕괴에 대응할 수 있도록 하였다. 하지만 리미터로 인해 인버터 출력전압이 리미터의 한계

치로 동작하기 때문에 계통이 복구되기 전 단독운전 시의 전압품질이 저하된다. [7]에서는 PR (Proportional Resonant) 기반의 간접 전류제어의 무순단 모드절환을 구현하였다. 이 제어기는 [6]의 제어기를 기반으로 하여 의도하지 않은 변환에 있어 전압의 증가로 제어기가 붕괴되지 않도록 제어하였으며 일정 사이클 이후에 정상 상태 전압을 가지도록 제어과정을 추가하였다. 그리고 모드 변환과정에서 무순단 모드절환을 구현하기 위해 [8]의 계통 동기화 기법을 포함하여 설계되었다. 그러나 [7]은 단독운전 인버터가 단일 인버터의 전력용량으로 전체 지역부하를 감당하는 방식으로 설계되어 있고, 인버터가 다중으로 구성되어 있는 경우를 고려하지 않았다. 따라서 본 논문에서는 [7]의 기법을 기반으로 하여 병렬 연결된 인버터들을 효율적으로 제어하기 위하여 병렬 인버터 운전기법을 고려하고자 한다.

단독운전에서 인버터는 계통과의 연계 없이 분산 발전원들이 전체 부하수요를 담당하기 때문에 전압원으로 정의되며 각 인버터들은 병렬운전을 통해 지역부하를 분담하여야 한다. 부하의 수요를 적절하게 분담하기 위한 방법으로 마스터-슬레이브 방식과 드룹제어 방식이 대표적으로 사용되고 있다. 마스터-슬레이브 방식은 마스터 인버터는 전압을 제어하고 슬레이브 인버터는 지령 전류를 추종하여 제어하는데, 각 인버터간의 상호 통신을 기반으로 하는 본 제어기법은 선로 임피던스에 영향을 받지 않고 효율적인 부하 분담이 가능하다[9]. 그러나 마스터 인버터의 제어 실패 시에 전체 시스템의 제어 붕괴가 일어날 수 있어 안정성이 떨어지는 점과 통신선으로 인한 시스템 확장에 제한이 있다. 이러한 단점을 극복하기 대안으로서 드룹제어 기법이 사용되는데 주파수-유효전력과 전압-무효전력의 상호 관계를 기반으로 병렬 인버터의 출력전압을 제어한다. 이 기법은 불평형 선로 임피던스에 의해 무효전력 분담 오차가 발생하는 문제가 있는데 최근 선로 임피던스의 전압강하를 분석하거나 전압 기준치를 조정하는 제어를 추가하여 문제를 해결하는 다양한 방법이 연구되었다[10].

본 논문에서는 그림 1을 기반으로 병렬형 인버터 시스템을 구성하였다. 그림 1에서 병렬 연결된 인버터는 계통연계모드에서는 지역부하의 수요를 담당하고 잉여전력을 계통으로 공급하도록 하며, 단독운전 모드에서는 부하의 수요를 분담하도록 한다. 따라서 단일 인버터만으로 부하를 담당할 수 없는 경우 부하를 분담할 수 있도록 하였다. 각각의 인버터는 삼중 제어루프에 의한 간접전류제어방식으로 제어되고 있으며, 독립운전 시에 드룹제어 기반의 병렬운전이 수행되도록 하였다. 그리고 계통연계모드에서 독립운전으로의 모드절환 시에 병렬형 인버터의 무순단 모드절환 방법을 제안하였다. 각 인버터의 제어기 설계와 모드절환 기법을 상세하게 기술하고 제안된 기법의 타당성을 PSiM 시뮬레이션을 이용하여 검증하였다.

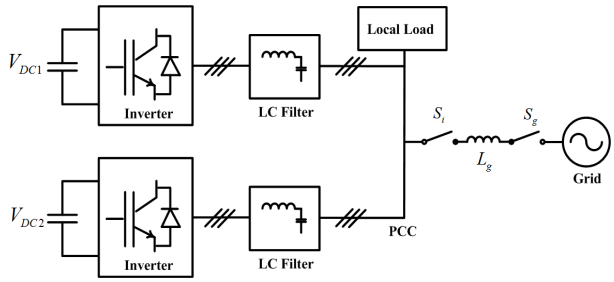

Fig. 1. Configuration of parallel grid-connected inverters.

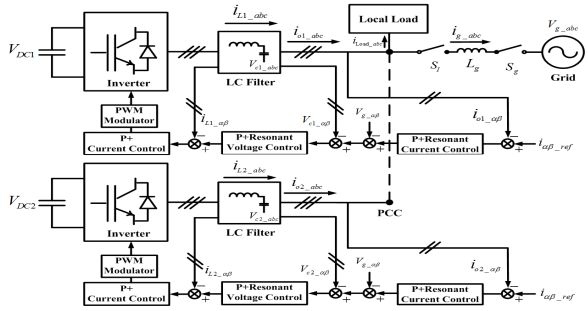

Fig. 2. Control strategy for parallel connected inverter.

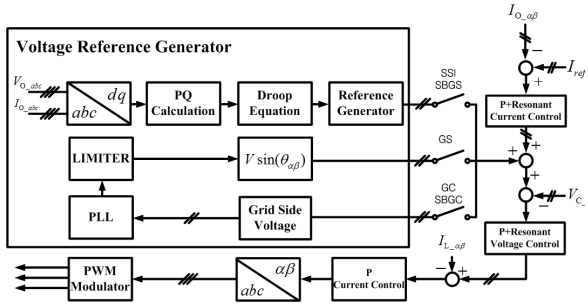

Fig. 3. Control block diagram for proposed controller.

2. 무순단 모드절환을 위한 제안된 제어기법

본 논문에서는 단독운전에서 병렬연결 인버터가 지역적 부하를 분담하는 형태로 부하와 계통 사이에 인덕터를 연결하여 계통 측 인덕터나 선로 임피던스를 고려할 수 있도록 구성하였다. 제어기를 포함한 전체 시스템은 그림 2와 같이 구성하였는데, 제어기의 구조는 간접 전류제어를 기반으로 하는 외부 전류 제어기와 내부 전압 제어기와 전류 제어기로 3중 제어루프로 구성하였다. 내부 전압 제어기와 전류 제어기는 계통연계와 단독운전 전체 모드에서 사용되고 외부 전류제어는 계통연계에서만 적용된다. 또한 전향보상을 적용하여 계통연계에서는 전압 할당에 있어 오차를 줄이고 단독운전에서는 전압 지령을 할당하도록 사용하였다. 이러한 제어방식은 [7]의 이론적 배경을 이용한 것으로 무순단 모드절환을 위해 효율적인 방법을 채택하였다. 외부 전류 제어기의 출력은 전향 보상되는 전압 기준치와 결합되고 이 결합된 출력은 내부 전압 기준치가 된다. 이 전압 기준치는 내

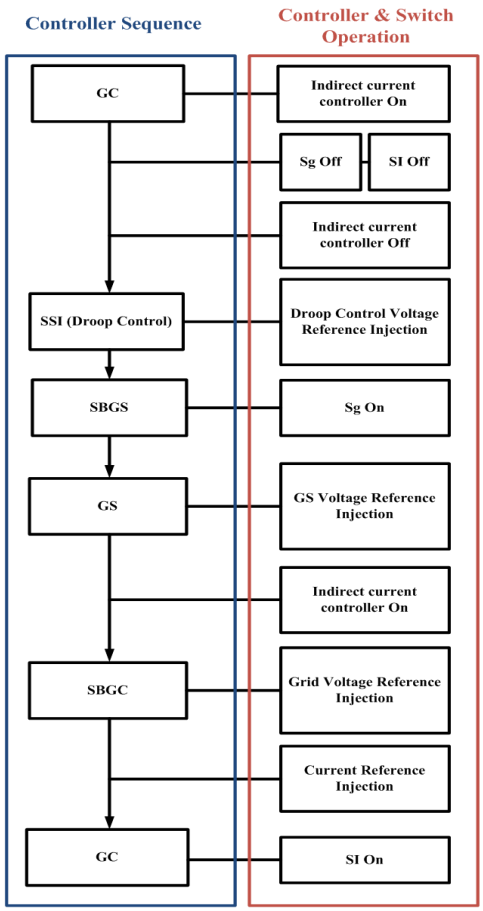

Fig. 4. Sequence diagram for proposed controller.

부 전압 제어기를 통해 커패시터 출력 전압을 제어하고, 내부 전압 제어기의 출력은 인덕터 전류의 기준 값이 된다. 마지막으로 이 기준값은 내부 전류 제어기를 통해 제어되고 내부 전류 제어기의 최종 출력은 PWM 신호로 변환되어 인버터를 제어한다.

단독운전의 경우 외부 절환스위치 (Static Transfer Switch)가 차단되면서 전류제어기도 정지된다. 계통연계운전에서 전향보상이 되는 전압 기준치가 단독운전 모드 전압 제어기 즉 내부 전압 제어기의 기준치가 된다. 이 전압 기준치는 모드에 따라 값이 변동되는데, 그림 3에 운전모드 별로 전압 기준치가 어떻게 적용되는지 나타낸다. 인버터가 계통연계 시 전압 기준치는 계통전압으로 인가되고 있으며, 단독운전 시에는 인버터의 출력을 동일하게 제어하기 위하여 드룹제어를 적용하여 전압 기준치를 발생시킨다. 단독운전에서 계통연계운전으로 절환하기 전에 인버터 출력전압과 계통전압과의 동기화를 위해서 계통전압의 위상을 PLL (Phase Locked Loop)로 추출하여 전압 매그니튜드와 곱함으로써 계통 동기화 과정에 필요한 전압 기준치를 생성한다.

제어기 모드의 구성은 GC (Grid Connected) 모드, SSI (Steady State of Islanded) 모드, SBGS (StandBy for Grid Synchronization) 모드, GS (Grid Synchronization) 모드, SBGC (StandBy for Grid Connected) 모드로 구성된다. 인버터 운전의 동작순서는 간략히 계통연계운전 모드 (GC) → 단독운전 모드 (SSI) → 계통동기화 모드 (GS) → 계통연계운전 모드 (GC)로 전체 운전 시퀀스를 그림 4와 같이 표현하였다. 그림 4의 전체 시퀀스 동작에 대한 설명은 다음과 같다.

1) GC 모드는 간접 전류제어를 기반으로 3중 루프를 통해 전류를 제어한다. 이 단계에서도 내부 전압 제어기 및 전류 제어기가 계속해서 작동함으로써 모드 변경이 발생하는 경우에도 누적된 제어변수로부터 시작하기 때문에 과도현상이 없이 무순단 모드절환을 구현한다.
2) 의도적인 단독운전 구동이나 계통사고 등으로 인해 SSI 모드로 전환되기 전에 GC 모드하에서 인버터는 간접 전류제어기의 지령을 지역적 부하의 1/n 전력 분담량에서 기인된 전류지령으로 변환한다. 그 후 절환 스위치 S_g와 S_i가 개방되고 동시에 간접 전류제어가 종료된다. 이 때 병렬형 인버터는 계통에 대하여 보조 전력원으로 동작하는 것이 아니고 SSI 모드에서 인버터 자체 용량만으로 전체 지역적 부하의 수요를 담당하기 때문에 전압원으로 정의된다. 따라서 간접 전류제어기의 출력이 차단되자마자 드룹제어기를 활성화시켜 드룹제어의 출력 전압치와 주파수 값으로 결정된 전압지령으로 전향보상 값을 대체한다. 이러한 드룹특성에 기인하여 각 인버터는 동일 지역적 부하 분담을 실현한다.
3) 인버터가 더 이상 전략적 독립운전 구동이 필요하지 않거나 계통이 복구되었을 때 인버터는 다시 GC 모드로 동작해야 한다. 이때 이들 모드절환 사이에 S_g를 도통시킴으로써 계통의 전압을 감지하고 계통 동기화를 수행하여 부하전압의 위상을 현재 계통위상과 동기화시킨다. PR 제어기를 활용한 계통 동기화 방식은 [7]에서 제안된 SBGS 모드와 GS 모드를 위한 무순단 계통 동기화 (Seamless Grid Synchronization) 기법을 활용하였다.
4) 계통 동기화가 수행되어 인버터의 출력 전압위상이 계통전압의 위상과 동기화되면 인버터는 SBGC 모드를 통해 GC 모드로 동작하기 위한 준비단계에 들어간다. 이때는 정격 부하전류의 1/n인 지령전류 값을 갖는 간접 전류제어가 다시 연결되고 전향 보상전압은 계통전압이 직접적으로 주입된다. (1/n의 전류지령을 가지는 간접 전류제어기 출력은 실제 출력전류가 1/n값으로 형성되기 때문에 제어에 미치는 영향이 거의 없다). 이후 S_i를 도통시킴으로써 실제적으로 인버터가 계통과 연결되는 GC 모드로 전환되고 전류 기준치가 주입되면서 정상상태 GC 모드로 동작하게 된다.

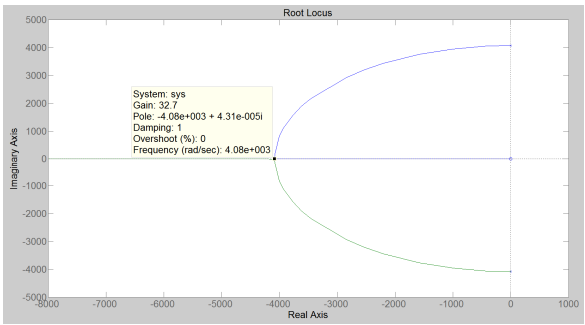

Fig. 5. Root-locus result of inner current controller.

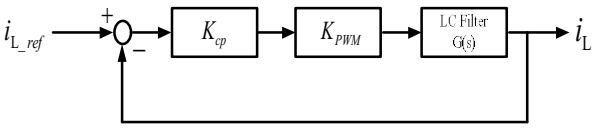

Fig. 6. Block diagram for inner current controller.

3. 제어기 설계 및 변수 설정

부하의 위치는 그림 1에 보인 바와 같이 LC 필터를 거쳐 계통 측에 위치하고 있다. 인버터 제어기는 외부 전류제어기와 내부 전류제어기와 전압제어기로 구성되어 있다. 계통연계에서 이 3개의 다중 루프 시스템이 동작하여 인버터 출력전류와 인버터 출력전압과 인덕터 전류를 제어한다. 단독운전에서 외부 전류제어기는 '0'의 값을 출력하여 전체 시스템에 영향을 미치지 못하게 되고 내부 전류제어기와 전압제어기가 인버터 출력전압 및 인덕터 전류를 제어하게 된다.

3.1 내부 전류 제어기 설계

그림 5는 내부 전류제어기의 제어 블록선도이다. K_{cp}는 전류제어기의 비례이득을 의미하고 K_{pwm}은 PWM 이득을 의미한다. 여기서 $G(s)$는 LC 필터의 전달함수이다. 따라서 이 전달함수는 (1)과 같이 표현된다.

$$G(s)=\frac{i_L(s)}{v_I(s)}=\frac{1}{sL+\frac{1}{sC}}=\frac{Cs}{LCs^2+1} \tag{1}$$

이로부터 전류제어기의 전달함수는 (2)와 같다.

$$\frac{i_L(s)}{i_{L_ref}(s)}=\frac{\frac{K_{cp}K_{PWM}Cs}{LCs^2+1}}{1+\frac{K_{cp}K_{PWM}Cs}{LCs^2+1}}=\frac{K_{cp}K_{PWM}Cs}{LCs^2+K_{cp}K_{PWM}Cs+1} \tag{2}$$

그림 6은 비례이득을 구하기 위한 전류제어기 전달함수의 근궤적이다 ($K_{pwm}\approx1$). 시스템 안정을 위해 진동이 발생하지 않는 한계치인 임계감쇠비 (ζ=1)를 기반으로 K_{cp}의 값을 32.7로 설정하였다.

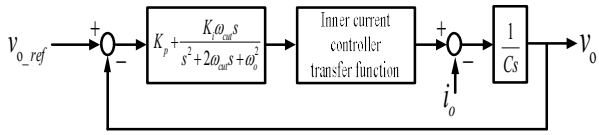

Fig. 7 Block diagram for inner voltage controller.

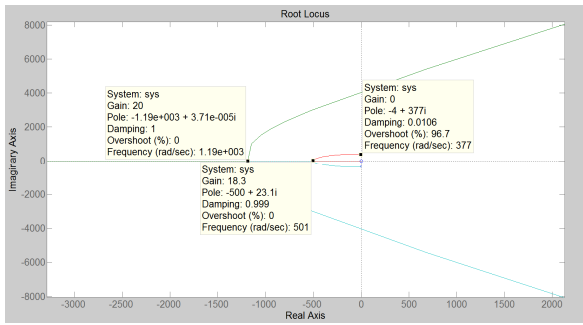

Fig. 8. Root-locus result of inner voltage controller (K_p=0).

3.2 내부 전압 제어기 설계

그림 7은 내부 전류제어기를 포함한 내부 전압제어기의 블록선도를 보인다. 이 블록선도를 이용하여 전달함수를 구하기 위해 우선 [11]에서처럼 PR제어기의 기본 전달함수를 (3)과 같이 정의한다.

$$H_{AC}=\frac{K_i\omega_{cut}s}{s^2+2\omega_{cut}s+\omega_o^2} \tag{3}$$

이를 포함한 전체 전달함수는 (4)와 같다.

$$\frac{V_o}{V_{o_ref}}=\frac{\begin{bmatrix}K_pK_{cp}s^2\\+(K_pK_{cp}2\omega_{cut}+K_iK_{cp})s\\+K_pK_{cp}\omega_0^2\end{bmatrix}}{\begin{bmatrix}LCs^4+(K_{cp}C+2LC\omega_{cut})s^3\\+(2\omega_{cut}K_{cp}C+LC\omega_0^2+1)s^2\\+(2\omega_{cut}+K_{cp}C\omega_0^2)s+\omega_0^2\end{bmatrix}}(K_{PWM}\approx1) \tag{4}$$

(4)를 이용하여 K_{cp}=32.7이고 K_p=0이라 가정하고 K_i에 대한 근궤적을 그림 8에 나타내었다. 그림에서 확인할 수 있듯 K_i의 값이 감쇠비 ζ가 1인 18.3~20 사이에 있으면 시스템의 빠른 응답속도를 확보하면서 진동현상을 제거할 수 있다. 이와 반대로 K_i=0이라 가정한 뒤 K_p의 값을 구해보면 그림 9와 같이 시스템 안정도를 위해 2차 시스템의 임계 감쇠비인 0.707에 맞추면 0.0308의 값을 가지는 것을 알 수 있다. 이렇게 구한 K_p 값을 이용하여 다시 K_i에 대한 근궤적을 그리면 그림 10과 같다. 그림 8에서 K_i값이 0부터 20까지는 감쇠비가 약 0.707로 거의 차이가 없다. 따라서 K_p의 값만이 제어기의 과도응답에 주로 영향을 미침을 확인할 수 있다.

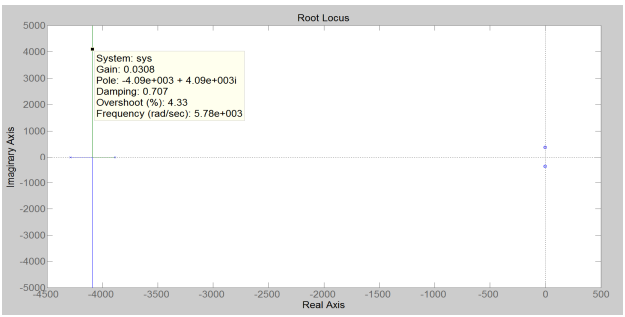

Fig. 9. Root-locus result of inner voltage controller (K_i=0).

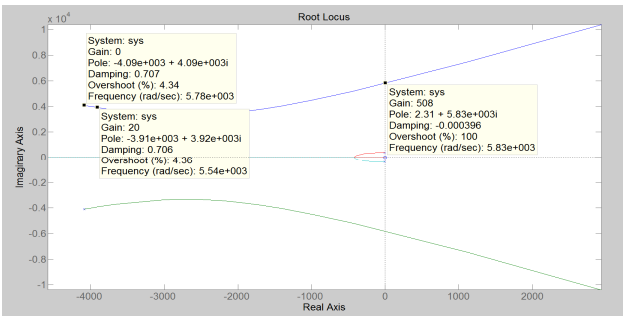

Fig. 10. Root-locus of inner voltage controller (K_p=0.0308).

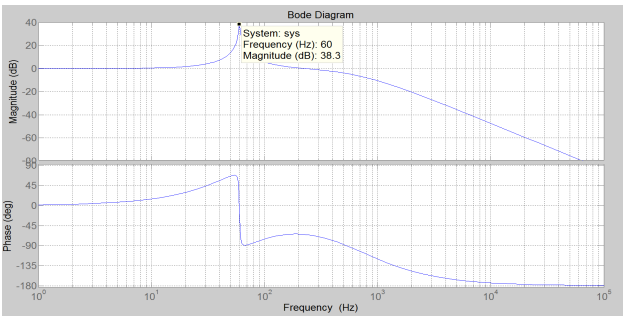

Fig. 11. Bode plot of voltage controller (PR controller).

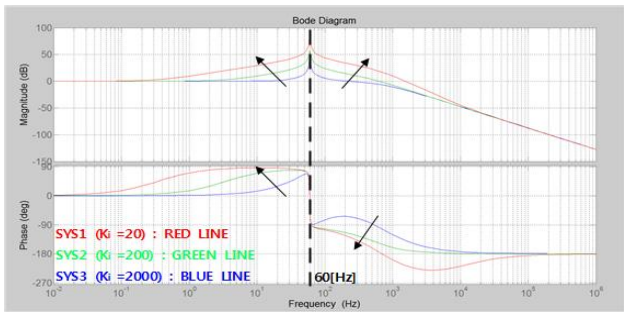

Fig. 12. Bode plot of voltage controller with several K_i

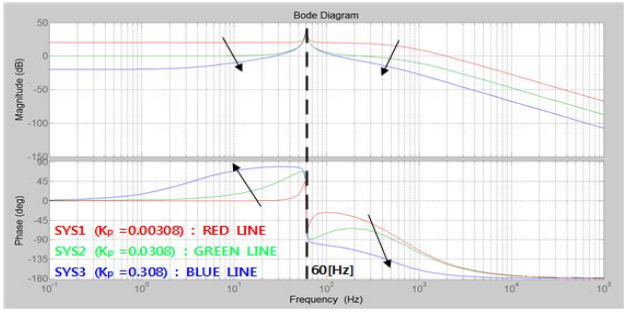

Fig. 13. Bode plot of voltage controller with several K_p.

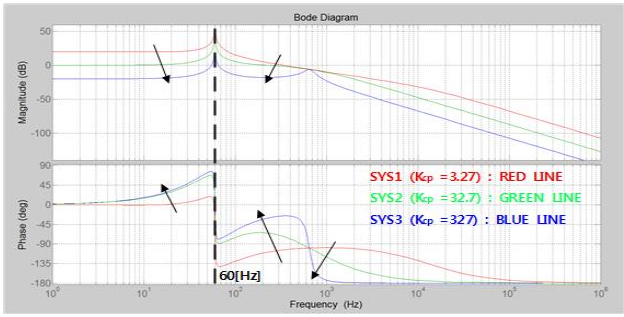

Fig. 14. Bode plot of voltage controller with several K_{cp}.

3.3 이득여유와 위상여유

그림 11은 오픈루프 전달함수의 보드선도로서 제어기의 이득여유와 위상여유를 나타낸다. 여기서 제어기는 특정 주파수에서 높은 이득값을 가지는 PR 제어기를 기반으로 하였기 때문에 본 시스템의 특정 주파수인 60Hz에서 높은 이득을 가지는 것을 확인할 수 있다. 그림 12는 K_i의 변화에 따른 보드선도의 변화를 나타낸다. K_i가 높아지면 대역폭이 늘어나고 특정 주파수에서 이득이 높아지나 위상여유가 -180° 이하로 내려가 제어기가 불안정하다. 따라서 K_i 값이 적정값 이상으로 넘어가게 되면 제어기가 불안정해지는 결과가 나타난다.

제어기 계수의 변화에 따른 제어기 안정도를 살피기 위해서 Kp의 값에 따라 보드선도의 변화를 그림 13에 확인하였다. Kp의 값의 변화에 따라서 대역폭이 커지거나 감소하고 위상여유도 변화하기는 하지만 한계치인 -180°를 넘지 않아 시스템이 불안정해지지는 않는다. 따라서 K_p의 값을 감쇠비가 0.707에 맞춰서 설정하였다. 마지막으로 K_{cp}의 변화에 따른 보드선도의 변화를 살펴보면 그림 14와 같다. K_{cp}가 증가할수록 시스템 진동이 사라지기는 하지만 K_{cp}가 일정한 값 이상으로 커지고 대역폭이 너무 커지게 되면 제어기가 작은 왜란에도 민감하게 반응하게 되어 시스템의 안정도가 떨어진다.

4. 시뮬레이션 결과

표 1에 본 논문에서 제안한 병렬형 인버터의 무순단 모드 절환 제어 알고리즘을 검증하기 위한 시뮬레이션의 사양을 제시하였다.

그림 15는 인버터의 동작모드가 변환하는 조건에서 DG_1과 DG_2의 출력 측 유효전력을 나타내고 있다. 0초에서 0.5초 사이는 계통연계모드로 간접 전류제어를 통해 전류제어를 하는 구간이며, 0.5초에서 2.2초의 구간은 독립

TABLE I
SIMULATION PARAMETER

Parameters	Values	Unit
DC link voltage	400	V
Rated output voltage	155	V
Proportional gain of current controller, K_{cp}	32.7	-
Proportional gain of voltage controller, K_p	0.0308	-
Integral gain of voltage controller, K_i	20	-
Switching frequency	5	kHz
Filter inductor, L	4	mH
Filter capacitor, C	80	μF
Load resistance, R	80	Ω

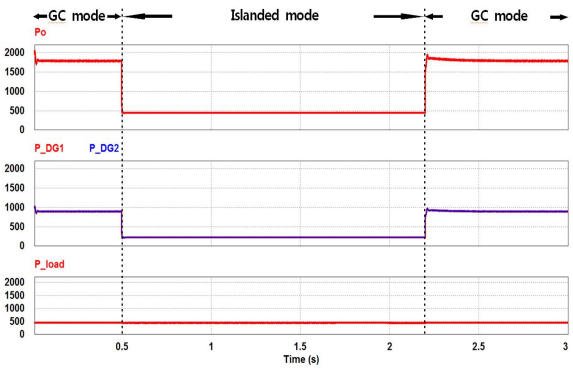

Fig. 15. Active power of total (top), DG1 and DG2 (middle), load (bottom).

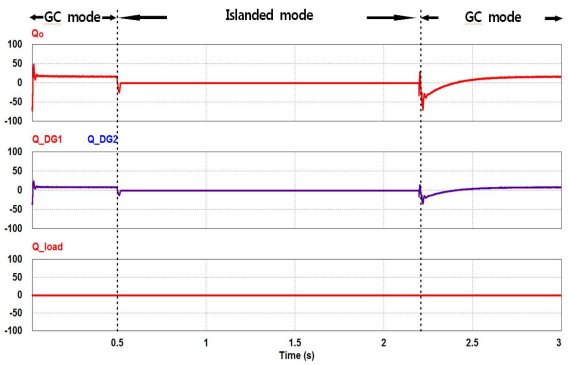

Fig. 16. Reactive power of total (top), DG1 and DG2 (middle), load (bottom).

운전모드로 드룹제어를 통해 전압이 제어되는 구간이고, 2.2초 이후는 다시 계통연계모드로 동작한다. 계통연계모드에서는 전압이 계통전압으로 고정되고 전류제어를 통해 인버터의 전류 출력이 동일하며, 단독운전모드에서는 드룹제어를 통해 두 인버터의 전압출력을 동일하게 제어한다. 계통 동기화모드에서는 전압의 크기가 일정하고 위상만 변하게 되며, 이 과정에서 전류는 부하에 따라 변하기 때문에 수치가 변동하지는 않는다. 따라서 모드절환에도 불구하고 DG_1과 DG_2의 출력이 동일하다. 그림 16은 경우 모드절환에서 무효전력의 출력을 보

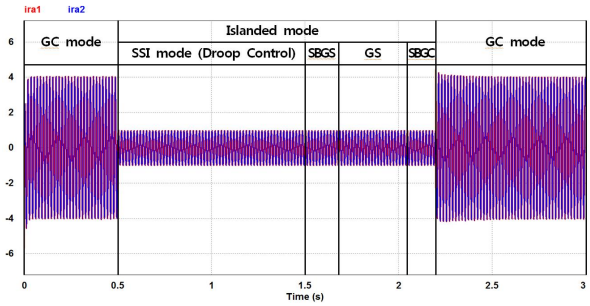

Fig. 17. Inverter current output of DG_1 and DG_2.

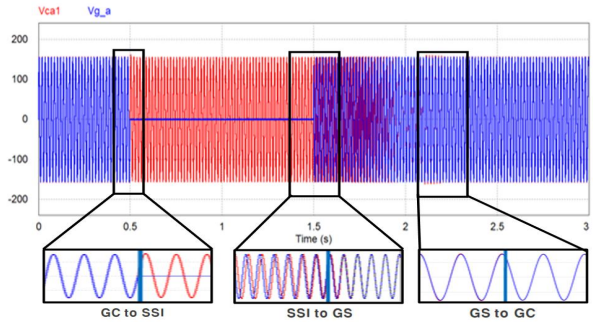

Fig. 18. Inverter voltage output of DG_1.

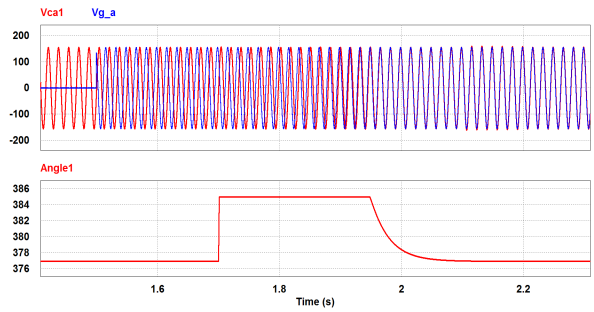

Fig. 19. Inverter output voltage (top) and phase angle (bottom) in GS mode.

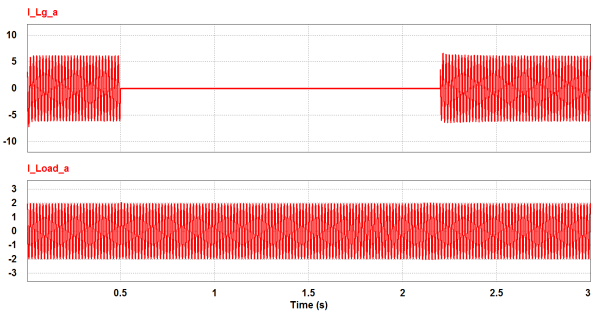

Fig. 20. Grid side inductor current (top) and load output current (bottom).

이는데 유효전력 출력과 같이 모드절환에도 불구하고 전압과 전류제어를 통해 동일하게 제어된다. 단독운전에서 전송선로의 차이로 인한 무효전력 분담에 오차가 발생할 수 있으므로 가상 인덕터를 추가하고 선로 전압강하를 보상하여 무효전력 분담오차를 최소화하였다.

그림 17은 모드 절환의 과도상태에서 무순단 모드 절환의 세부 단계에서 인버터 출력전류의 변동을 보여준다. 0~0.5초의 GC 모드에서 DG_1과 DG_2의 출력전류가 기준 피크치 4A의 값을 가진다. 0.5~1.5초의 SSI 모드에서의 전류는 드룹제어의 기준치에 맞춰서 DG_1과 DG_2의 출력전류 피크치는 1A의 값을 가지며 부하분담을 잘 만족시키고 있다. 1.5~1.7초의 SBGS 모드에서 계통 스위치가 연결 되었지만 인버터와 부하는 연결되지 않는다. 1.7~2.1초의 GS 모드에서 계통전압의 위상을 이용하여 GS 전압 기준파형을 만들고 이 전압 기준파형을 이용하여 계통전압과 인버터 출력전압의 동기화를 수행하는데, 이 는 그림 18의 DG_1과 DG_2의 출력전압 결과로 확인할 수 있다. 2.1~2.2초 사이는 SBGC 구간으로 정지되었던 간접 전류제어기가 다시 동작하게 되고 전압기준치가 계통전압으로 변환된다. 2.2초 이후는 전류기준치가 주입되면서 GC 모드로 동작하게 된다. 여기서 GC 모드에서 SSI 모드로 변환되기 전에 전류기준치를 미리 드룹제어 출력전류에 맞춰서 과도현상을 줄였다. 각 모드에서 전압기준치의 크기는 155V 피크치로 고정시켜 놓았는데 그림 18에서 확인할 수 있듯이 모드절환에도 불구하고 전압의 피크치는 155V로 고정되었음을 확인할 수 있다. 또한 부하분담을 동일하게하기 위하여 두 인버터의 출력은 서로 동일한 값을 가져야한다. 계통연계 일 때 동일한 제어기의 사용으로 인버터가 동일한 출력을 가지고, 단독 운전 시에도 드룹제어를 통해 같은 값을 가진다. 시뮬레이션 결과에서 살펴볼 수 있듯이 DG1과 DG2의 출력은 모두 동일한 값을 가지는 것을 알 수 있다. 그림 19는 GS 모드에서 PLL의 동작을 확인하는 시뮬레이션 결과이다. 계통이 재연결 되었을 때 인버터 출력전압과 계통전압의 위상차에 기인하는 과도현상을 해결하기 위하여 GS 모드를 추가하여 계통이 인버터와 연결되기 전에 위상을 동기화하도록 하였다. 계통전압의 위상을 추출하기 위해 PLL을 이용하여 위상을 추출한 뒤 155V 피크치에 맞춰 전압기준치를 생성하고 이를 인버터 출력전압의 기준치로 설정하여 최종적으로 인버터 출력전압이 PLL을 이용한 전압기준치를 추종할 수 있도록 하였다. 이 때 확인할 수 있는 것은 PLL의 출력이 계통연계 및 단독운전일 때 60Hz의 주파수를 가지기 위해 각주파수 (ω)는 377 (=60×2π)의 값을 유지하고, GS 모드일 때는 계통전압과 위상을 맞춰주기 위해 385까지 증가하여 일정시간이 지난 뒤에는 다시 377의 값으로 천천히 감소하여 시스템의 주파수인 60Hz로 맞춰지게 되는 것이다.

그림 20의 결과는 계통전류와 부하전류 파형을 보여준다. 그림 17에서 언급한 바와 같이 DG_1과 DG_2의 출력은 GC 모드에서 각각 4A 피크치가 SSI 모드와 GS 모드에서는 1A 피크치를 갖는다. 따라서 계통전류는 GC 모드에서 6A 피크치가 되고 나머지 구간에서는 0A의 값을 가진다. 따라서 DG_1과 DG_2의 전체 출력전류는 GC에서

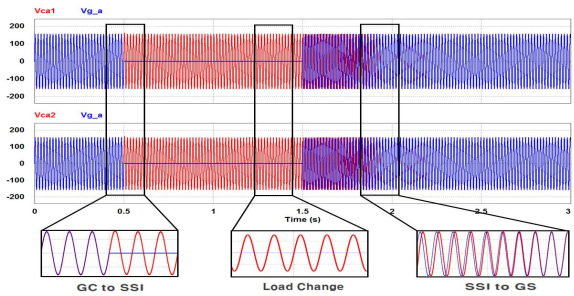

Fig. 21. Inverter voltage waveforms under load change from 100% to 50%.

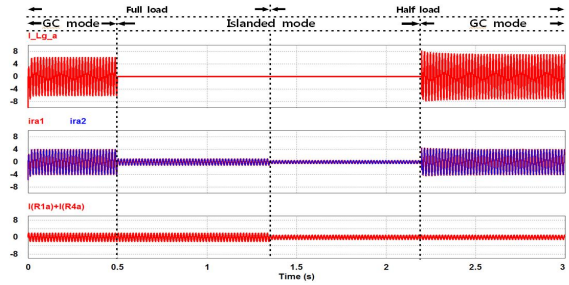

Fig. 22. Current waveforms under load change from 100% to 50%: Grid current (top), inverter current (middle), load output current (bottom).

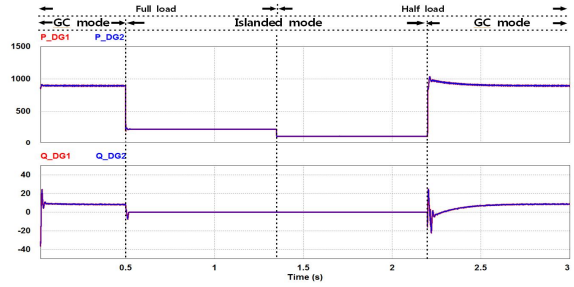

Fig. 23. Active and reactive power of DG_1 and DG_2 under load change from 100% to 50%.

8A 피크치이고 나머지 구간에서 2A 피크치이다. 따라서 계통에 공급되는 전류는 GC 모드일 때 2A (=8A-6A) 피크치이고 그 외 구간에서는 2A (=2A- 0A) 피크치가 되므로 계통 전류는 2A로 고정된다.

계통에서 부하가 변동하는 조건에서 시스템의 동작특성을 파악하였다. 부하의 급작스러운 변동에 의해서 출력전압 또는 전류가 급격하게 변화하는 과도상태가 나타날 수 있다. 따라서 부하의 변동에 따른 인버터 출력전압을 확인하기 위해 그림 21부터 그림 23에 보인 바와 같이 부하율을 100%에서 50%로 변동시켰을 때 이에 따른 인버터 출력전압 및 전류와 유효/무효전력의 변동을 확인하고 부하변동의 과도상태에서도 부하분담의 정상동작을 확인하였다.

인버터가 단독운전인 1.3초에서 부하율이 100%에서 50%로 감소하는 경우에 그림 21 보인 바와 같이 전압은 전압제어로 인해 모드절환에도 불구하고 일정한 값을

유지하고 있으며 부하변동에 따라 출력전류가 1/2로 감소하는 것을 그림 22에서 확인할 수 있다. 그림 23은 부하변동에 따른 유효/무효 전력의 변동을 보인다. 그림에 보인 바와 같이 부하감소에 따라서 유효전력이 1/2로 감소하는 것을 확인할 수 있는데 이 경우 무효전력은 변동시키지 않았으므로 무효전력은 부하변동에서도 일정한 값을 유지함을 확인할 수 있다.

5. 결 론

인버터가 병렬로 연결되어 계통연계로 작동하는 경우에 간접 전류제어를 통하여 상위 전력제어기에 따른 전류제어가 가능하도록 하였다. 그리고 병렬로 계통연계운전 중에 계통사고 등으로 인하여 단독운전이 필요한 경우에 드룹제어가 실행이 되도록 PR을 기반으로 제어기를 구성하여 단독운전 시 드룹제어에 의해 각 분산발전원의 출력이 동일하게 제어되는 것을 확인하였다. 계통연계운전 → 단독 운전 → 계통연계운전으로 모드가 변할 때 제안된 무순단 모드절환 알고리즘을 이용하여 출력전압이 일정하게 유지하면서 각 인버터의 출력이 동일하게 제어되도록 하였다. 제안된 무순단 모드절환 기법과 간접전류제어기 기반의 병렬운전기법을 계통전압이 왜곡되거나 불평형되는 연약계통에 적용하는 연구가 추가적으로 진행되어야 하겠다.

본 연구는 2019년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원 (KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (*No. 20171210200840*)

References

[1] T. Ackermann, G. Andersson, and L. Soder, “Distributed generation: A definition,” *Electric Power System Research*, Vol. 57, pp. 195-204, 2001.

[2] M. Marie, E. El-Saadany, and M. Salama, “Flexible distributed generation: (FDG),” *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting,* Vol. 1, pp. 49-53, 2002.

[3] N. D. Hatziargyriou and A. P. S. Meliopoulos, “Distributed energy sources: technical challenges,” *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 2, pp. 1017-1022, 2002.

[4] J. M. Guerrero, L. Hang, and J. Uceda, “Control of distributed uninterruptible power supply systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 8, pp. 2845-2859, 2008.

[5] J. Kwon, S. Yoon, and S. Choi, “Indirect current control for seamless transfer of three-phase utility interactive inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 5, pp. 773-781, 2012.

[6] Z. Liu and J Liu, “Indirect current control based seamless transfer of three-phase inverter in distributed generation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 7, pp. 3368-3383, 2014.

[7] K. Lim and J. Choi, “Indirect current control for seamless transfer of utility interactive inverter,” in *Proc. of IPEC ’2018 ECCE-Asia*, 21G1-2, 2018.

[8] K. Lim and J. Choi, “Seamless grid synchronization of a proportional + resonant control-based voltage controller considering non-linear loads under islanded mode,” *Energies*, Vol. 10, No. 10, 2017.

[9] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, “Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections,” in *Proc. of IEEE APEC ’97*, pp. 94-100, 1997.

[10] K. Jung, K. Lim, D. Kim, and J. Choi, “Droop method for high-capacity parallel inverters in islanded mode using virtual inductor,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 1, pp. 81-90, 2013.

[11] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No. 3, pp. 814-822, 2003.

송인종(宋仁鍾)
1992년 2월 11일생. 2017년 충북대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

최준수(崔準修)
1992년 9월 23일생. 2018년 충북대 전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

임경배(林敬培)
1985년 12월 19일생. 2011년 충북대 전자정보대학 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2017년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2018년 BK21 충북정보기술사업단 박사후연구원.

최재호(崔載昊)
1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 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.