

분산 발전 시스템에서 계통연계 인버터의 매끄러운 모드 전환

홍창표¹, 김학원[†], 조관열¹

Grid Connected Inverter of ESS for Seamless mode Transition

Chang-Pyo Hong¹, Hag-Wone Kim[†], and Kwan-Yuhl Cho¹

Abstract

In this paper, a voltage controller for the seamless transition of a grid-connected inverter for ESS is proposed. The single-phase inverter is operated as a current controller when the grid is connected and as a voltage controller in the stand-alone mode when the grid is disconnected. Generally, in the case of grid recovery, the overcurrent may flow into the system because of the mismatch phase between the inverter output and grid voltages. The proposed controller resolves the overcurrent problem through phase delay problems with initial value feed-forward control of the integrator when the grid voltage is restored. The effects of the control method are simulated through PSIM, and the usefulness of the control method is verified through experiments.

Key words: Single phase PWM inverter, Stand alone mode, Controller, Nonlinear load, Feedforward

1. 서 론

최근 화석연료의 고갈과 에너지 소비량 증가로 인한 에너지에 관한 문제가 대두 되고 있다. 그에 따라 화석 연료 에너지를 대신할 수 있는 신재생 에너지에 대한 관심과 투자가 증대되고 있는 추세이다. 하지만 풍력 발전이나 태양광 발전 같은 신재생 에너지의 경우 날씨, 계절, 시간 등 환경의 영향을 받기 때문에 발전량이 불규칙적이다. 따라서 지속적인 에너지 공급을 위하여 발전된 에너지를 저장하여 필요 시 계통과 함께 부하에 전력 공급이 가능한 ESS(Energy Storage System)에 대한 연구가 활발히 진행 중에 있다^{[1][2]}. ESS는 배터리를 통한 에너지 저장기능을 사용하여 불규칙한 신 재생 에너지의 전력 생산을 수요에 맞게 전력 관리가 가능하도록 한다. 뿐 만 아니라 정전, 저 전압, 주파수 변동 등 계통전압의 이상 발생 시 계통 전력을 대신하여 부하에 단독으로 전력을 공급하는 UPS(Uninterruptible Power Supply)의 기능 또한 수행한다^{[3][4]}. 이는 예상치 못한 계통 이상 발생 시에 부하 측 시스템 정지 및 통신 간섭

으로 인하여 상해, 데이터 손실, 경제적 손실 등의 문제가 발생하기 때문이다. 그러므로 ESS는 두 가지 제어형태를 갖는데, 신 재생 에너지 발전 연계와 전력관리 등 계통과 연계하여 운전하는 계통연계 운전 제어와 UPS의 기능을 수행하는 단독운전의 제어 형태를 갖는다. 계통연계 운전의 경우 계통 전압이 지배적이기 때문에 전류 제어를 실시하여 계통 전력을 보조한다. 그에 반해 단독 운전의 경우 부하전압을 직접 제어하는 전압 제어를 실시한다. 이와 같이 운전 상태 별 제어방식이 다르기 때문에 계통연계 운전 및 단독운전 간에 전환 시 과도 상태의 원인이 된다. 이러한 문제점을 해소하기 위하여 여러 제어방법이 연구되고 제안되었다. 논문[5]의 간접전류 제어 방법의 경우 계통연계 운전 시 캐패시터 전압제어를 통해 계통 측 인덕터 전류제어를 실시하고, 단독운전 시 캐패시터 전압제어를 유지하여 계통 전압을 대신하여 모드 전환 시 과도상태를 완화시킨다. 그러나 이와 같은 제어방법은 LCL필터와 같은 고차 필터를 요구하고, 유효 전력 및 무효 전력을 계산하는 부분이 따로 필요하게 되는 단점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 해결이 가능한 제어 방법에 대한 연구도 제안되었다. 계통 연계 운전에선 양방향 전력 제어를 위해 입력 전압 제어를 실시하여 배터리 방전 시 혹은 신재생 에너지 발전 시에는 부하 측으로 전력 공급, 배터리 충전 시에 신재생 에너지의 발전량이 없을 때는 전력 수급을 받는다. 그리고 단독 운전 시에는 출력 전압 제어를 통하여 UPS기능을 실시한다. 그러나 이와 같은 제어방법은

Paper number: TKPE-2016-21-4-12

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

[†] Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of control & Instrumentation Eng., Korea Nat' Univ. of Transportation
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

¹ Dept. of control & Instrumentation Eng., Korea Nat' Univ. of Transportation

Manuscript received Feb. 1, 2016; revised Mar. 3, 2016;
accepted July 8, 2016

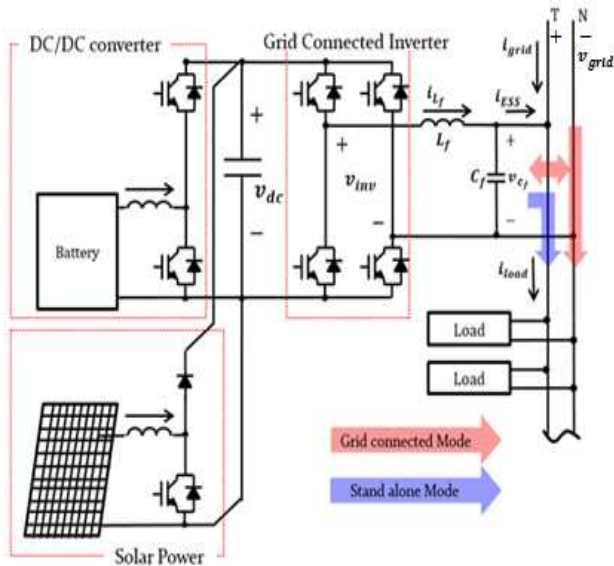


Fig. 1. Energy storage system circuit.

계통연계 운전에서 유기적으로 전력 공급 및 수급이 가능하지만, 다른 제어 대상과 제어 방법으로 인하여 모드 전환 시에 과도 상태가 존재할 수밖에 없다. 이런 문제점을 해결하고자 논문 [6]는 계통연계 운전 시 부하 임피던스를 계산하여 모드 전환 시 단독운전제어가 안정될 때까지 계산된 부하의 전력을 공급하여 과도상태를 완화시키는 제어 알고리즘을 사용하였다. 그러나 이 제어방법의 경우 부하 임피던스 추종 기법뿐만 아니라 전 대역 필터, DQ변환 기법이 사용되고, 이를 통해 D축과 Q축의 두개의 제어 루프가 필요하게 되어 제어가 복잡해진다는 단점을 가지고 있다^{[5][6]}.

본 논문에서는 모드전환 시 과도상태 현상과 복잡한 제어 방법 없이 계통연계 운전, 단독 운전이 가능하고, 또한 매끄러운 모드 전환이 가능한 제어방법을 제안하고자 한다. 제안하는 제어 방법은 비례-공진 제어를 사용하여 정지 좌표계에서 제어를 실시한다. 또한 모드 전환 시 정상상태 캐패시터 전류와 부하전류를 전압제어기에 보상하고, 정상상태 인덕터 전압을 전류제어기에 보상하여 과도상태 없이 모드 전환이 가능하도록 설계하였다. 제안하는 제어 방법의 특성을 확인하기 위해 주파수 특성 곡선을 통해 기존의 정지 좌표계에서 제어 방법과 비교 분석하였다. 또한 제안하는 제어 방법과 알고리즘의 효용성을 확인하기 위하여 PSIM을 이용한 모의해석과 실험을 통해 검증하였다.

2. ESS의 모드 전환 시 문제점

ESS의 인버터는 계통연계 운전에선 인버터 입력 단 전압(V_{dc})을 제어하여 배터리나 신재생 에너지와 같은 대체 전원에서 생산된 전력을 유기적으로 계통 측에 공급한다. 또한 계통 전원의 이상 발생 시에는 UPS기능을

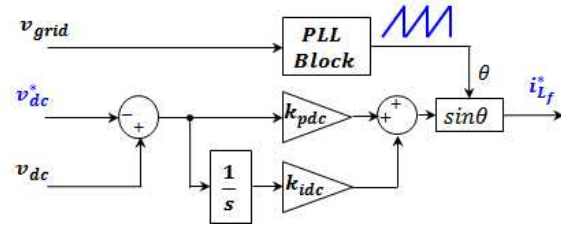


Fig. 2. Block diagram of DC link voltage controller in outer loop for grid connected mode.

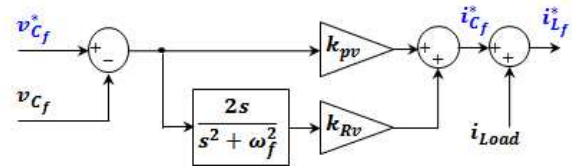


Fig. 3. Block diagram of output capacitor voltage controller in outer loop for stand-alone mode.

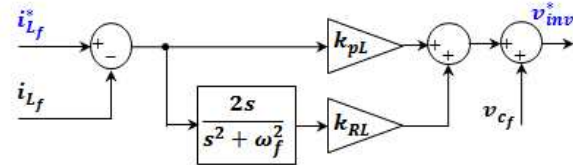


Fig. 4. Block diagram of inductor current controller in inner loop.

수행하기 위해 출력 단 전압(v_{c_f})을 제어한다. 이와 같이 계통 연계 형 인버터는 ESS가 다양한 기능들을 정상적으로 수행하도록 유기적인 제어 방법을 필요로 하게 된다.

2.1 정지좌표계에서 제어 방법

계통 연계 형 인버터는 계통연계 운전과 단독 운전을 수행한다. 계통연계 운전 상황에선 인버터의 직류 링크 전압은 병렬로 연결된 신재생 에너지 전원과 배터리 충전 상황에 의하여 변동된다. 직류 링크 전압이 상승되는 경우 인덕터 전류를 제어하여 계통 측으로 전력을 공급하고, 직류 링크 전압이 강압되는 경우 또한 인덕터 전류를 제어하여 계통 측에서 전력을 수급 받는다. 그렇기 때문에 외부 루프(Outer Loop)는 직류 링크 단 전압 제어, 내부 루프(Inner Loop)는 인덕터 전류 제어를 실시한다. 외부 루프의 직류 링크 단 전압 제어 수식(1)과 같다.

$$i_{L_f}^* = \left\{ -\frac{k_{pdc}s + k_{idc}}{s} (V_{dc}^* - V_{dc}) \right\} \sin\theta \quad (1)$$

여기서, $i_{L_f}^*$ 은 전류제어기 지령, V_{dc}^* 와 V_{dc} 는 입력 전압 지령과 입력전압, k_{pdc} 는 비례제어기 이득, k_{idc} 는 적분제어기 이득을 나타낸다.

TABLE I
Condition of Grid connected Inverter's controller

Condition		Value
Switching Frequency		15[kHz]
Filter Inductor, ESR		1[mH], 0.08[Ω]
Filter Capacitor		75[μF]
Band Width	DCLink Voltage	12[Hz]
	Output voltage	100[Hz]
	Inner Loop	1[kHz]

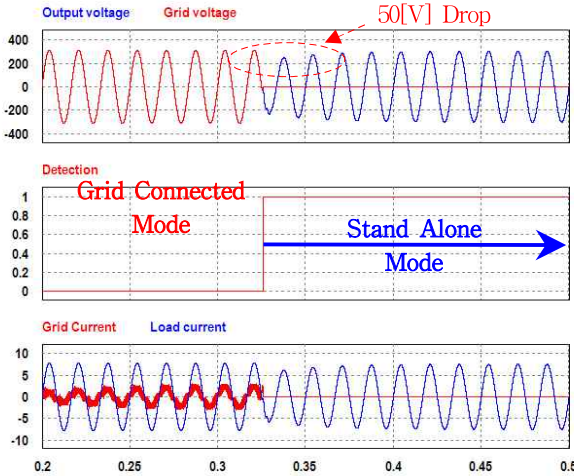


Fig. 5. Simulation waveforms of mode transfers from grid connected mode to standalone mode using a previous algorithm.

전압 제어기의 $\sin\theta$ 는 PLL(Phase Locked Loop)을 이용해 유효 전력과 무효 전력을 고려하여 PFC(Power Factor Collection)을 실시해 θ 를 결정한다. 계통연계 운전을 위한 직류 링크 전압 제어기를 그림 2에 나타내었다.

한편 단독 운전 모드의 경우 인덕터 전류 제어를 통하여 출력 캐패시터 전압(v_{dc}) 제어가 이뤄진다. 그렇기 때문에 외부 루프는 출력 캐패시터 전압 제어, 내부 루프는 인덕터 전류 제어를 실시한다. 외부 루프의 출력 전압 제어 수식은 다음과 같다.

$$i_{C_f}^* = \left(k_{pv} + \frac{2k_{Rv}s}{s^2 + \omega^2} \right) (v_{c_f}^* - v_{c_f}) \quad (2)$$

여기서, $i_{c_f}^*$ 는 캐패시터 전류 지령, $v_{c_f}^*$ 와 v_{c_f} 는 출력 전압 지령과 출력 전압, k_{pv} 는 비례제어기 이득, k_{Rv} 는 공진제어기 이득을 나타낸다.

인덕터 전류는 출력 단 캐패시터 (+)측에 KCL을 적용하면 식(3)과 같다.

$$i_{L_f} = i_{load} + i_{C_f} \quad (3)$$

식(2)를 식(3)에 대입하여 인덕터 전류 명령을 구하면

아래의 식과 같다.

$$i_{L_f}^* = \left(k_{pv} + \frac{2k_{Rv}s}{s^2 + \omega^2} \right) (v_{c_f}^* - v_{c_f}) + i_{load} \quad (4)$$

여기서, $i_{L_f}^*$ 는 인덕터 전류 지령, i_{load} 는 부하 전류를 나타낸다.

그림 3는 단독 운전 모드를 위한 출력 캐패시터 전압 제어기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 출력전압 제어기 또한 교류 신호를 제어하기 때문에 비례 공진 제어기를 사용하여 제어할 수 있도록 설계한다. 인버터 출력 전압은 식 (5)과 같이 KVL에 의하여 인덕터 전압과 계통 전압의 합이다. 한편 인버터 전압은 내부 루프의 인덕터 전류 제어기에 의하여 결정된다.

$$v_{inv} = v_{L_f} + v_{c_f} \quad (5)$$

여기서, v_{inv} 는 인버터 출력전압, v_{L_f} 는 인덕터 전압, v_{c_f} 는 캐패시터 전압을 나타낸다.

계통연계 운전이나 단독운전 시 모두 인덕터 전류를 통해 제어되기 때문에 공통적으로 내부 루프에는 공통된 인덕터 전류 제어를 사용한다. 본 논문에서 내부 루프의 전류 제어기는 비례-공진제어기로 설계한다. 공진 제어기의 경우 공진 주파수 대역에서 위상 지연 없이 이득이 무한대이기 때문에 공진 주파수 대역을 상용 주파수(50,60[Hz])로 선정하게 되면 정상상태 오차 없이 전류 제어가 가능하게 된다. 그렇기 때문에 전류제어기를 비례-공진 제어기를 사용하여 교류 신호에서 정상상태 오차 없이 제어할 수 있게 된다^[7]. 단독운전에서 인덕터 전류 제어 수식은 아래의 식과 같다.

$$v_{inv}^* = \left(k_{pL} + \frac{2k_{RL}s}{s^2 + \omega^2} \right) (i_{L_f}^* - i_{L_f}) + v_{c_f} \quad (6)$$

여기서, v_{inv}^* 는 인버터 출력전압 지령, $i_{L_f}^*$ 와 i_{L_f} 는 인덕터 전류 지령과 인덕터 전류, k_{pL} 는 비례 제어기 이득, k_{RL} 는 공진 제어기 이득, ω 는 공진 주파수를 나타낸다.

그림 3은 내부 루프인 전류제어기의 블록 다이어그램을 나타내었다.

제어기의 이득 선정은 각 제어 대상의 용량 값과 선정된 대역폭에 의하여 이득을 선정한다. 공진제어기의 전달 함수를 동기-회전 좌표변환 하게되면 적분제어기와 같은 전달 함수를 가지게 된다. 그렇기 때문에 이득 값 선정 또한 적분 제어기 이득선정과 동일하게 선정한다^[7].

$$k_{pdc} = \omega_{dc} C_{dc}, \quad k_{idc} = \omega_{dc}^2 C_{dc} \quad (7)$$

$$k_{pv} = \omega_{cv} C_f, \quad k_{Rv} = \omega_{cv}^2 C_f \quad (8)$$

$$k_{pL} = \omega_{\alpha} L_f, \quad k_{RL} = \omega_{\alpha} R_{esr} \quad (9)$$

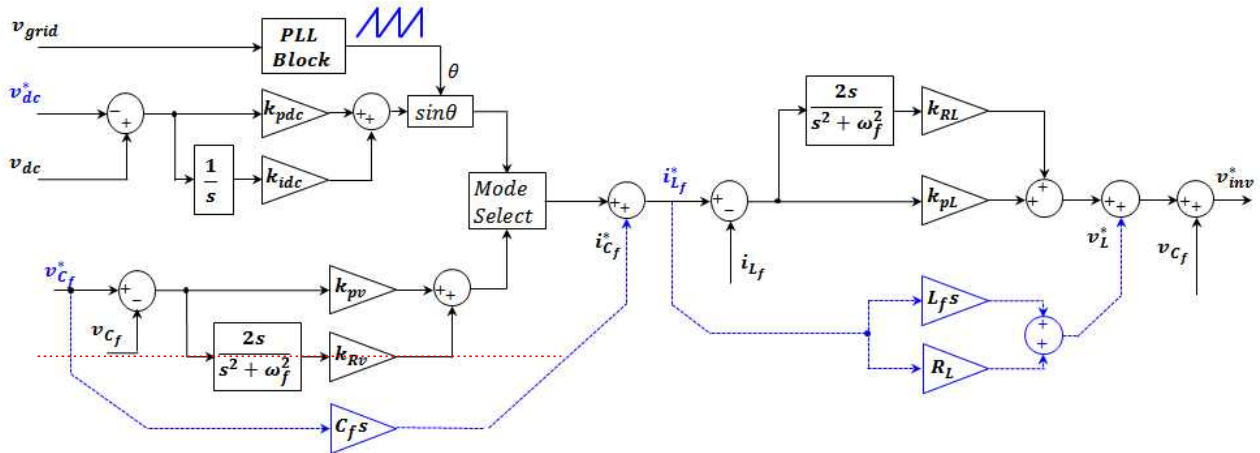


Fig. 6. Block diagram of proposed dual loop controller.

여기서, C_{dc} 는 직류 링크 캐패시터 용량을, C_f 는 출력 LC필터 축 캐패시터 용량을, L_f 와 R_{esr} 는 인덕터 용량과 인덕터 내부 저항을 나타내고, $\omega_{cdc}, \omega_{cv}$ 그리고 ω_{cc} 는 각각 직류 링크 전압 제어기 대역폭, 출력 전압 제어기 대역폭, 인덕터 전류 제어기 대역폭을 나타낸다. 전류 제어기 대역폭 ω_{cv} 은 스위칭 주파수의 1/10배로 선정, 출력 전압 제어기 대역폭 ω_{cc} 는 전류 제어기의 1/10로 선정하여 스위칭 주파수와 전압 및 전류 제어가 서로 간섭 받지 않도록 설계한다. 역전압 제어기 대역폭 ω_{cdc} 는 입력전압에 상용주파수(60[Hz])의 2배 주파수(120[Hz]) 성분이 포함되기 때문에 120[Hz]의 1/10배로 선정하여 설계한다.

2.2 모드 전환 시 제어기 과도 상태

앞서 거론한 바와 같이 ESS는 계통연계 운전과 단독 운전 기능을 갖는다. 그에 따라 제어기 또한 별도로 구성되어 있고, 운전 상태에 따라 제어기가 전환되어 상황에 맞는 기능을 수행한다. 이와 같이 다른 동특성을 가지는 제어기가 운전상태 전환이 이뤄질 때 과도상태 길어지게 되면 문제가 발생할 우려가 있다. 이러한 과도상태의 주된 원인은 외부루프 제어기의 낮은 대역폭으로 인한 전압 제어기의 낮은 응답 특성, 계통연계 운전과 단독 운전 시 다른 전력 공급량으로 인해 발생된다. 앞 절에서 언급한 바와 같이 출력 전압제어기의 경우 전류제어기의 1/10배로 대역폭을 선정하고, 1/10배로 선정하기 때문에 비교적 낮은 대역폭을 가질 수밖에 없다. 그림 5는 표1의 조건으로 설계하여 시뮬레이션 한 파형이다. 시뮬레이션 결과 모드 전환 시 제어기가 일정시간 동안 과도상태를 가지면서 전압 강하가 발생함을 확인하였다. 이와 같이 과도상태가 지속되면 ESS가 고장으로 판단할 위험이 있을 뿐만 아니라, ESS에서 전력을 공급받는 부하 측 시스템 정지가 발생할 수도 있고, 이로 인해 데이터 유실이 발생할 우려가 있다. 그렇기 때문에 모드 전환 시에 과도상태 없이 매끄럽게 전환이

가능한 제어가 필요로 한다.

3. 제안하는 모드 전환 방법

앞서 거론한 바와 같이 매끄럽지 못한 모드 전환은 ESS 뿐만 아니라 부하 측 시스템에도 문제를 발생시키게 된다. 이러한 과도상태의 주된 원인은 낮은 전압 제어기 대역폭으로 인한 낮은 응답특성과 단독운전 시 공급해야하는 전력량 증가로 볼 수 있다. 본 논문에서는 이러한 모드전환 시 과도상태를 완화시킬 수 있는 제어방법을 제안하고자 한다. 제안하는 제어방법은 모드 전환 시에 출력 전압 제어기에 정상상태 시 캐패시터 전류와 보상하여 과도상태에서 받는 제어기의 부담을 감소시킨다. 그리고 정상상태 시 부하 전류를 제어기에 보상하여 과도상태 완화시킨다. 또한 인덕터 전류 제어기는 급격히 변동하는 외부 루프의 전류 지령을 신속히 추종하도록 정상상태 인덕터 전류를 보상함으로써 제어기의 속 응성을 향상시켰다.

3.1 매끄러운 모드 변환을 위한 제안하는 전압 제어기

제안하는 제어방법의 제어 형태는 2.1절에서 설명한 정지좌표계 제어기 구성을 기초로 한다. 제안하는 제어방법의 구성은 그림 6과 같다. 외부 루프의 경우 계통연계 운전에서나 단독운전에서 모두 캐패시터 전류를 보상해주게 된다. 캐패시터 전압 명령 변화에 따른 전류 보상은 식(10)과 같다.

$$i_{C_f-ff} = C_f \frac{dv_{C_f}^*}{dt} \quad (10)$$

계통 연계 운전을 위하여 캐패시터 전류를 보상한 직류 링크 전압 제어기는 식(11)과 같이 구성된다.

$$i_{L_f}^* = \left\{ -\frac{k_{pdc}s + k_{idc}}{s} (V_{dc}^* - V_{dc}) \right\} \sin\theta + i_{C_f-ff} \quad (11)$$

계통연계 운전에서는 식(11)과 같이 캐패시터 전류를 보상하여 θ 를 별도의 유효전력과 무효전력을 계산할 필요 없이 계통전압의 위상에 맞춰, PF가 1에 근접하게 전력 공급이 가능하다.

한편, 단독 운전 모드를 위한 출력 캐패시터 전압 제어기는 식(12)과 같이 구성된다.

$$i_{L_f}^* = \left(k_{pv} + \frac{2k_{Rv}s}{s^2 + \omega^2} \right) (v_{c_f}^* - v_{c_f}) + i_{C_f - ff} + i_{load} \quad (12)$$

만약 전류제어가 잘 된다고 가정하면, 식(3)은 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$i_{C_f} = C \frac{dv_{C_f}}{dt} = i_{L_f}^* - i_{load} \quad (13)$$

식(13)의 가정을 식(12)에 적용시키면 다음과 같은 유도 가능하다.

$$C \left(\frac{dv_{C_f}^*}{dt} - \frac{dv_{C_f}}{dt} \right) = - \left(k_{pv} + \frac{2k_{Rv}s}{s^2 + \omega^2} \right) (v_{c_f}^* - v_{c_f}) \quad (14)$$

식 (14)를 보면 캐패시터 전압의 오차가 존재하면 캐패시터 오차가 작아지는 방향으로 전압 제어가 동작함을 알 수 있다. 식(4)로 표현되는 기존의 출력 캐패시터 전압 제어기는 전압 오차를 통해 부하전류와 캐패시터 전류를 전류 제어기 지령으로 출력해야 한다. 반면 제안하는 출력전압 제어기의 경우 캐패시터 전압 지령의 변동에 대한 캐패시터 전류 보상 항을 추가함으로써 과도응답 특성을 향상시킨다. 전압 지령 변동에 대한 전류 보상 항은 미분 연산을 행하는 형태로, 전류 지령의 미분을 사용하므로 일반적으로 미분제어기가 가지는 고주파 잡음을 증폭한다는 문제점 없이 과도 응답을 개선하는 효과를 얻을 수 있다.

3.2 매끄러운 모드 변환을 위한 제안하는 전류제어기

일반적으로 전류제어기는 빠른 응답특성을 얻기 위해 비교적 넓은 대역폭을 가진다. 또한 계통 연계 운전이나 단독 운전이나 모두 전류 제어기를 가지며 일반적으로 별도의 전류 제어기를 가지므로 인버터 시스템이 복잡해진다. 만약 동일한 전류 제어기를 가지면 시스템을 다소 단순화 할 수 있으나, 모드 전환 시 급격히 변동되는 전류 지령에 응답특성이 나빠진다. 이 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 모드 전환 시 정상상태 인덕터 전류를 보상하여 과도상태 없이 제어가 가능하도록 한다. 제안하는 전류 제어기 또한 기존의 정지좌표계 제어기 구성을 기초로 한다.

인덕터 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전압 보상항은 식 (15)와 같다.

$$v_{L_f - ff} = L_f \frac{di_{L_f}^*}{dt} \quad (15)$$

식(6)에서 인덕터 전류 명령 변화 보상항을 추가하여 전류 제어기를 구성하면 식(16)과 같다.

$$v_{inv}^* = \left(k_{pL} + \frac{2k_{RL}s}{s^2 + \omega^2} \right) (i_{L_f}^* - i_{L_f}) + v_{L_f - ff} + v_{c_f} \quad (16)$$

실제 인버터 출력전압(v_{inv})중 인덕터에 인가되는 전압은 아래의 식(17)과 같다. 여기서 PWM 평균 전압이 전압 명령대로 출력되므로 상용주파수 대역은 전압명령과 동일하다고 가정하였다.

$$v_{L_f} = L \frac{di_{L_f}}{dt} = v_{inv}^* - v_{c_f} \quad (17)$$

식(15),(16),(17)로부터 인덕터 전류 오차는 아래의 식(18)과 같다.

$$L_f \frac{d(i_{L_f}^* - i_{L_f})}{dt} = - \left(k_{pL} + \frac{2k_{RL}s}{s^2 + \omega^2} \right) (i_{L_f}^* - i_{L_f}) \quad (18)$$

전류 제어기 또한 인덕터 전류 명령의 변화분에 대한 보상 항을 추가함으로써 과도응답 특성을 향상시킨다. 그러나 전류 명령은 캐패시터 출력 전압 제어기에서 출력되는 것으로 출력 전압 제어기에서 부하 전류 및 캐패시터 전압의 측정값을 이용하여 전류 명령이 결정되므로 전류 명령 미분으로 인한 큰 오차를 유발 시킬 수 있다. 그렇기 때문에 2차 저역필터를 사용하여 노이즈 없이 보상하도록 설계하였다.

$$\frac{v_{L_f}^*}{v_{L_f - filter}^*} = \frac{\omega_{fil}^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega_{fil}^2} \quad (19)$$

식 (19)은 디지털 2차 저역 필터의 전달함수이다. 대역폭은 3.5[kHz]로 선정하였고, ζ 는 0.1로 선정하여 공진주파수 대역의 Q-Factor를 15[dB]이하로 설정하였다. 계통 연계 모드와 단독 운전 모드를 포함한 이중 루프 제어기의 블록 다이어그램을 그림 6에 나타내었다. 기존 방법과 다른 점은 과도 상태 응답 특성을 개선하기 위하여 각각 전압 명령 및 전류 명령의 변화에 대한 전향 보상항을 가지고 있음을 알 수 있다.

3.3 부하전류 보상 알고리즘

계통연계 운전에서는 계통과 연계하여 부하에 전력을 공급하는 데 반해, 단독 운전에서는 모든 부하 전력을 ESS의 인버터가 담당하게 된다. 이러한 이유로 모드 전환 시 전류 명령이 식(1)에서 식(12)로 또는 반대의 경우 식(12)에서 식(1)로 급격히 변화하고 제어기가 과도

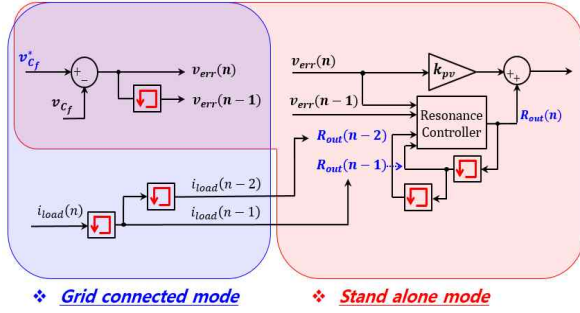


Fig. 7. Load current compensation algorithm.

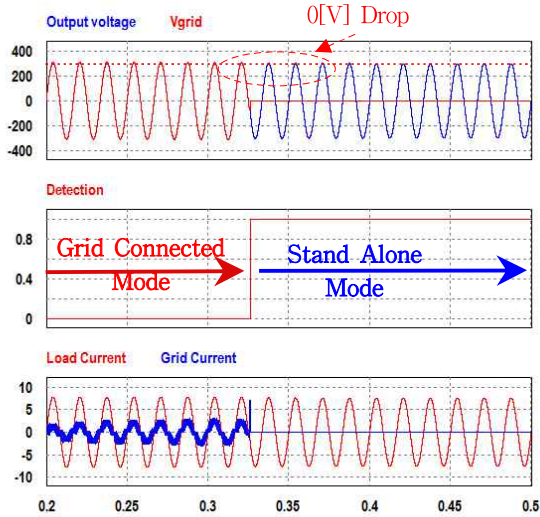


Fig. 8. Simulation waveforms of mode transfers from grid connected mode to standalone mode using a proposed algorithm.

상태가 된다. 공진 제어기의 경우 2차 시스템으로 두 개의 적분 항을 가지게 되는데 전류 명령의 급격한 변화로 인하여 모드 전환 시 적분기는 초기 값 오차를 가지게 된다. 이를 해결하기 위하여 본 논문에서는 모드 전환 시 공진제어기의 초기 값에 부하전류를 보상해줘서 과도상태 없이 모드 전환이 가능하게 하는 제어 방법을 제안한다. 공진 제어기 초기 값에 부하전류를 보상해 주기 위하여, 실제 부하전류의 측정이 필요로 하지만, 부하전류를 별도로 측정하지 않기 때문에 계산을 통해 부하 전류를 추정한다. 추정에 사용한 값은 계통 전류와 ESS 출력전류를 사용한다.

ESS 출력 전류는 계통연계 운전에서 입력 전압 제어기 제어식은 아래의 식 (20)로 결정된다. 식(20)는 식 (1)의 전류 명령에 캐패시터 전압 명령의 변화에 따른 전향 보상항을 추가한 것이다.

$$i_{L_f}^* = i_{ESS} + i_{C_f} = \left\{ -\frac{k_{pdc}s + k_{idc}}{s} (V_{dc}^* - V_{dc}) \right\} \sin\theta + i_{C_f-ff} \quad (20)$$

계통연계 운전에서 캐패시터의 실제 전류(i_{C_f})와 전향

 TABLE I
CONDITION OF GRID CONNECTED INVERTER'S CONTROLLER

Condition		Value
Switching Frequency		15[kHz]
Filter Inductor, ESR		1[mH], 0.08[Ω]
Filter Capacitor		75[μF]
Band Width	DCLink Voltage	12[Hz]
	Output voltage	100[Hz]
	Inner Loop	1[kHz]

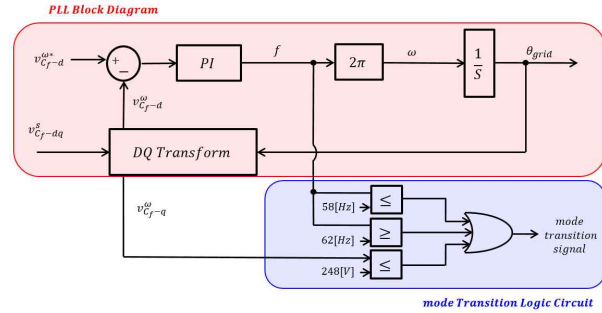


Fig. 9. PLL block diagram and mode transition logic circuit.

보상항 i_{C_f-ff} 가 같다고 가정하고, 전류 제어가 잘 된다고 가정하면 아래와 같이 PI제어기 출력은 ESS 출력 전류가 같다고 가정할 수 있다.

$$i_{ESS} = \left\{ -\frac{k_{pdc}s + k_{idc}}{s} (V_{dc}^* - V_{dc}) \right\} \sin\theta + (i_{C_f-ff} - i_{C_f})$$

$$i_{ESS} \cong \left\{ -\frac{k_{pdc}s + k_{idc}}{s} (V_{dc}^* - V_{dc}) \right\} \sin\theta \quad (21)$$

한편, 계통연계 운전에서 부하전류, 계통전류 그리고 ESS출력 전류의 관계식은 다음과 같다.

$$i_{load} = i_{ESS} + i_{grid} \quad (22)$$

계통연계운전에선 계통과 연계하여 전력을 공급하기 때문에 계통전류와 ESS출력전류의 합은 부하전류와 같다. 그러나 ESS출력전류는 제어기 출력을 통해 계산하기 때문에 부하전류 추정의 정확한 연산이 불가능하다. 그렇기 때문에 계통전압의 한주기 동안에 추정 부하전류의 실효치를 계산한다.

$$i_{load-rms} = \sqrt{\frac{1}{T_f} \int_{T_f} (i_{ESS} + i_{grid})^2 dt} \quad (23)$$

$$i_{load-est} = \sqrt{2} \times i_{load-rms} \times \sin\theta \quad (24)$$

계산된 부하전류 실효치를 이용해 부하전류를 식 (24)과 같이 추정한다. 추정된 부하전류를 공진제어기 초기 값으로 결정한다. 공진제어기의 이산 식은 다음과 같다.

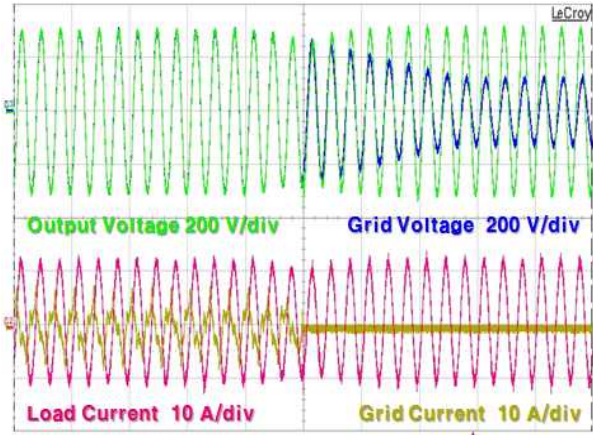


Fig. 10. Experiment waveforms of mode transfers from grid connected mode to standalone mode using a previous algorithm.

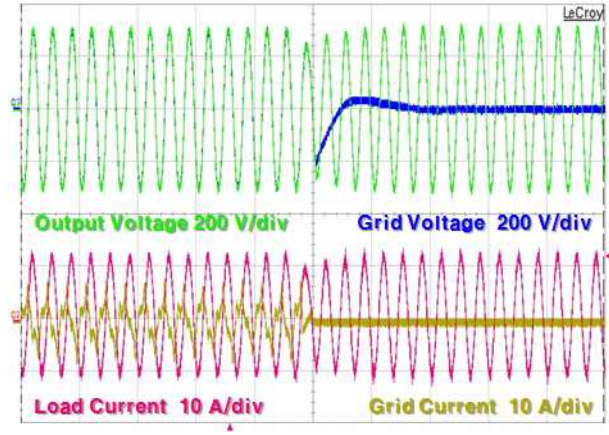


Fig. 12. Experiment waveforms of mode transfers from grid connected mode to standalone mode using a previous algorithm.

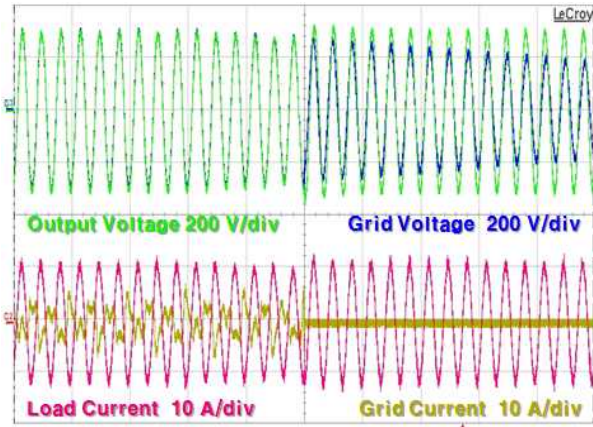


Fig. 11. Experiment waveforms of mode transfers from grid connected mode to standalone mode using a proposed algorithm.

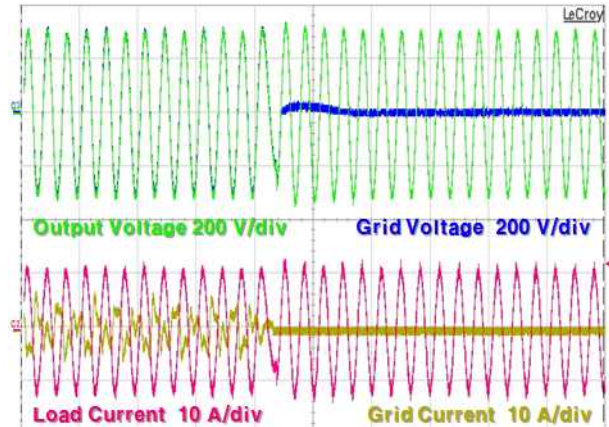


Fig. 13. Experiment waveforms of mode transfers from grid connected mode to standalone mode using a previous algorithm.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{ts} \tag{25}$$

$$\frac{R_{out}}{V_{err}} = \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \tag{26}$$

$$R_{out}(n) = \frac{[v_{err}(n) - v_{err}(n-1)] * ts - R_{out}(n-2) + 2 * R_{out}(n-1)}{1 + (\omega_f * ts)^2} \tag{27}$$

식 (25)는 후향차분 방법을 사용 시 s와 z의 관계식이다. 식(25)를 공진제어기 전달함수 식 (26)에 대입하면 식 (27)과 같다. 식 (27)에서 ts는 제어 주기, ω_f 는 상용 각 주파수, R_{out} 는 공진제어기 출력, v_{err} 는 전압 오차이다. 공진제어기 출력이 부하전류 i_{load} 와 근사한 값을 출력하기 위해선 공진제어기 이산 식(27)에 그림 9와 같이 전압 오차와 추정된 부하전류($i_{load-est}$)의 제어 한주기 전 값($i_{load-est}(n-1)$) 그리고 두 주기 전 값($i_{load-est}(n-2)$)이 필요하기 때문에, 계통연계운전에선 식 (24)를 통하여 이러한 값들을 연산한다. 그리고 모드 전

환이 이뤄지면 추정된 부하전류의 한주기 전 값과 두 주기 전 값을 공진제어기 출력의 한주기 전 값과 두 주기 전 값에 대입하여 공진 제어기가 부하전류 동일한 값을 출력하도록 한다. 이를 통해 모드 전환 시 제어기가 부하전류를 보상하여 그림 8과 같이 과도상태를 완화시켜 매끄러운 모드전환을 가능하도록 한다.

그러나 Grid Fault가 발생한 뒤 단독운전으로 인식하지 못할 경우 계통 전압의 크기 및 주파수 변동으로 인하여 정확한 부하전류를 추정하지 못하는 경우가 발생할 수도 있다. 이를 방지하기 위하여 그림 9와 같이 주파수 범위가 58~62[Hz]를 벗어나거나, 계통 전압 크기가 80%이하로 낮아지는 경우에는 부하전류 계산을 정지하고, 전 주기에 계산된 $i_{load-rms}$ 값을 유지하여 알고리즘 실시한다. 이를 통해 제어기가 부하전류에 근사한 값을 보상하도록 한다.

4. 실험 결과

계통전압의 저전압, 정전, 과전압, 주파수 변동 등으로 계통 전력의 이상으로 판단한다. 본 논문에서 제안하는 방법의 실제 적용가능성을 판단하기 위하여 표2의 조건으로 계통 전압이 저전압, 정전이 발생하였을 때 모드 전환 실험을 진행하였다.

4.1 계통 저전압 발생 시 모드 전환

본 논문의 실험은 Grid simulator를 이용하여 계통전압을 대신하였고, 부하는 15[kW]부하기를 이용하여 재현하였다. 이와 같은 실험 환경과 표2의 조건으로 실험을 진행 하였다. 그림 10과 그림 11는 계통 전압이 저전압 현상이 발생하였을 때 모드 전환을 실험한 파형이다. 그림 10는 전향 보상항과 부하전류 알고리즘이 포함하지 않은 경우의 실험 파형이고, 그림 11는 제안하는 알고리즘을 실시한 실험 파형이다. 실험 결과 그림 10의 경우 모드 전환 시 출력 전압이 약 50[V]가량 강하되었고, 과도상태는 3주기 정도 진행되었다. 반면 그림 11의 경우 모드 전환 시 과도상태 없이 곧 바로 정상상태를 수렴한 것을 확인하였다.

4.2 계통 정전 발생 시 모드 전환

그림 12과 그림 13는 계통 전압 정전이 발생하였을 때 모드 전환을 실험한 파형이다. 정전 모사는 그리드 시뮬레이터(Grid Simulator)를 비상 정지 시켜 정전 상황에 맞게 실험을 진행하였다. 앞 절과 마찬가지로 그림 12은 전향 보상항과 부하전류 알고리즘이 포함하지 않은 실험파형이고, 그림 13는 제안하는 알고리즘을 실시한 실험 파형이다. 실험 결과 그림 12의 경우 모드 전환 시 출력 전압이 약 70[V]가량 강하되었고, 과도상태는 3 주기 정도 진행되었다. 반면 그림 13의 경우 모드 전환 시 과도상태 없이 곧 바로 정상상태를 수렴한 것을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 정상상태 캐패시터 전류와 인덕터 전압을 보상하여 과도상태 응답특성을 향상시켰고, 부하전류 추정 알고리즘을 통해 매끄러운 모드 전환 가능한 제어방법을 제안하였다. 일반적으로 모드전환 시 발생하는 문제는 외부 루프 제어기의 낮은 대역폭으로 인한 전압 제어기의 낮은 응답 특성, 계통연계 운전과 단독 운전 시 다른 전력 공급량으로 인해 발생된다. 이러한 문제를 정상상태 캐패시터 전류와 인덕터 전압을 보상하여 미분제어기와 같은 기능을 수행하여 과도상태 응답특성을 향상시켰고, 부하전류 추정 알고리즘을 통해 모드전환 시 출력전압 제어기에 부하전류를 초기 값으로 보상하여 제어기 과도상태를 완화시킨다. 이를 증명

하고자 PSIM을 이용하여 회로 및 제어를 설계하여 시뮬레이션을 진행하였고, 실질적인 효과를 확인하기 위해 실험을 진행하였다. 시뮬레이션 및 실험 결과를 통해 본 논문에서 제안하는 제어방법의 성능과 효과를 입증하였다. 향후 다양한 부하조건에서도 안정적인 모드전환이 가능하도록 연구를 진행할 예정이다.

본 논문은 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 연구한 기초연구과제 성과입니다.(2013R1A1A4A01011487)

본 연구는 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KTEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (20164030201100)

References

- [1] M. N. Arafat, S. Palle, Y. Sozer, and I. Husain, "Transition control strategy between standalone and grid connected operations of voltage-source inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 48, No. 5, pp. 1516-1525, Sep./Oct. 2012.
- [2] D. J. Lee and L. Wang, "Small-signal stability analysis of an autonomous hybrid renewable energy power generation/energy storage system part 1: Time-domain simulations," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 1, pp. 311-320, Mar. 2008.
- [3] J. B. kwon, S. J. Yoon, and S. W. Choi, "Indirect current control for seamless transfer of three phase utility interactive inverters," *IEEE Trans. on power Electronic*, Vol. 22, No. 2, pp. 773-781, Feb. 2012.
- [4] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology options for single phase UPS inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, pp. 493-501, Apr. 1997.
- [5] H. M. Oh, S. W. Choi, T. H. Kim, and G. P. Lee, "Anti-islanding method by harmonic injection for utility interactive inverter with critical load," *Trans. of KIPE*, Vol. 17, No. 4 pp. 315-321, Aug. 2012.
- [6] B. J. Byen, H. U. Seo, Y. G. Cho, and G. H. Choe, "A seamless mode transfer scheme for single phase inverter for ESS," *Trans. of KIPE*, Vol. 18, No. 6 pp. 579-586, Dec. 2013.
- [7] J. H. Park, T. H. Jo, H. G. Kim, T. W. Chun, E. C. Nho, and H. N. Cha, "Comparison of current controllers of grid-connected PCS for distributed resources," *Trans. of KIPE*, Vol. 17, No. 3, pp. 274-280, Jun. 2012.


홍창표(洪昌標)

1988년 7월 19일생. 2014년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2014년~2016년 한국교통대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 동아일렉콤(주) 전원 연구소 연구원.


김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 편집위원장.


조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 편집위원장 역임

학회 편집위원장 역임