

계통 연계를 위한 병렬 LCL 여파기용 Interleaved PWM 인버터

김현동¹, 전성준[†]

Interleaved PWM Inverter with Paralleled LCL Filter for Grid Connection

Hyeon-Dong Kim¹ and Seong-Jeub Jeon[†]

Abstract

In this study, an inverter system connected to a grid through a paralleled LCL filter is proposed. The system consists of two inverters paralleled and operated with interleaved PWM for powering up and performance improvement. Two LCL filters have two separate filter inductors and one set of filter capacitor and grid inductor in common. The differential mode current circulates through two inverters and two filter inductors. The differential mode current is removed from the filter capacitor and the power grid. Accordingly, performance improvement can be achieved due to the reduced currents in the filter capacitor and the reduced harmonics into a grid. A single-phase prototype has been made and tested, and the proposal has been verified.

Key words: Interleaved PWM, LCL filter, Harmonics, Paralleled inverter, Grid connection

1. 서 론

화석 연료의 고갈과 기후변화에 대응하고자 신재생에너지 발전의 비중이 날로 증가해 가고 있다. 이런 발전 시스템은 독립적으로 사용될 수 있으나 전력 계통에 연결되어야 효율적이고 안정적으로 운용할 수 있다. 이런 발전 시스템의 핵심인 계통연계형 인버터를 계통에 연결할 경우, 단일 인덕터나 LC필터 또는 LCL 필터를 통하여 연결할 수 있다. 단일 인덕터를 통하여 연결하는 것에 비해 LCL 필터를 통하여 연결하면 인덕터의 크기를 극적으로 줄일 수 있다^[1-10]. 그러나 LCL 필터는 근원적으로 불안정하기 쉬워 회로적으로 제동이 필요하다. 제동은 제동 저항을 사용하여 쉽게 얻을 수 있는데 제동 저항의 삽입으로 손실이 발생하는 단점이 있다. 이 단점을 극복하고자 제어기로 제동을 발생시키는 능동 제동이 주목을 받고 있다. 그러나 능동 제동은 회로의

정수에 대하여 예민한 단점을 갖는다. 그러한 연유로 하이브리드 방식이나,^[8] 수동 제동 저항을 사용하면서 손실을 저감하는 방법이 연구되었다^[9]. 즉, 추가 회로를 통하여 스위칭 전류의 기본파가 제동 저항을 직접 통하지 않게 하여 손실을 줄이는 방법이다.

설계된 시스템보다 큰 용량이 요구되거나 부족한 용량의 소자로 시스템을 구현하고자 할 때에는 병렬 운전이 필요하다^[11-14]. 병렬운전에는 스위칭 소자를 직접 병렬 접속하는 직접식과 인덕터 등 외부회로를 통하는 간접식을 생각할 수 있는데 간접식 병렬 운전에서는 방법에 따라 전체 시스템의 성능이 향상되기도 한다.

본 논문에서는 인버터와 필터의 통합병렬 접속을 통하여 계통으로의 고조파 주입을 줄여 성능을 높이고^[13] 제동 저항에서의 손실을 줄이는 방법을 제안하였다. 통합병렬접속이란 두 인버터의 출력에는 독립된 필터 인덕터가 연결되고 필터 커패시터와 grid 인덕터는 1조만 접속하는 것이다. 이렇게 구성된 후 병렬 접속된 인버터에 interleaved PWM을 적용하면 필터 커패시터와 grid 인덕터에는 차동 성분 전류가 흐르지 않아 스위칭 리플 전류가 감소하는 이점이 있다. 인버터의 병렬 운전은 시스템의 출력을 증강시키기 위하여 흔히 사용하는 것으로 출력의 증강에 덩으로 성능의 개선도 동시에 얻을 수 있다.

Paper number: TKPE-2022-27-4-1

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

[†] Corresponding author: jeub@pknu.ac.kr, Dept. of Electronic Eng., Pukyong Nat'l University, Korea

Tel: +82-51-629-6216 Fax: +82-51-629-6210

¹ Dept. of Electronic Eng., Pukyong Nat'l University, Korea
Manuscript received Jan. 29, 2022; revised Feb. 7, 2022;
accepted Feb. 14, 2022

— 본 논문은 2021년 추계학술대회 우수추천 논문임

2. 계통 연계를 위한 LCL 필터

2.1 기존의 LCL 필터

태양광 또는 ESS (Energy Storage System)를 필터를 통하여 계통에 연결한 시스템을 그림 1에 나타내었다. 이 필터에 단일 인덕터를 사용한 것에 비해서 LCL 필터를 사용하면 그 크기를 크게 줄일 수 있는 이점이 있다. LCL 필터를 사용한 시스템에서 한 상분의 필터만 그리면 그림 2(a)와 같다.

$$G_i(s) = \frac{I_i}{V_{inv}} = \frac{1 + R_d C_f s}{s(C_f L_g L_f s^2 + (L_g + L_f))} \quad (1a)$$

$$G_o(s) = \frac{I_g}{V_{inv}} = \frac{1}{s(C_f L_g L_f s^2 + (L_g + L_f))} \quad (1b)$$

식 (1)로 주어진 전달함수에서 극점은 원점에 있는 것과 공액 허근으로 모두 허축 상에 있어 시스템이 불안정함을 알 수 있다. 인덕터와 커패시터가 가지는 작은 저항 성분을 고려하면 s-평면의 우반면으로 근이 이동할 수 있으나 매우 큰 스위칭 리플을 보일 수 밖에 없다. 만일 인버터의 스위칭 주파수가 충분히 높고 히스테리시스 전류제어와 같은 방식으로 출력전류를 원만하게 제어하면 L-C 공진 회로를 전류로 구동하는 것이 되고 [10] 그 때의 전달함수 (current ratio)는 다음과 같이 주어진다.

$$H_o(s) = \frac{I_g}{I_i} = \frac{1}{C_f L_g s^2 + 1} \quad (2)$$

이 경우에도 극점은 허축에 두 개가 놓여 여전히 불안정함을 알 수 있다.

이 시스템은 제동을 삽입하여 안정화시킬 수 있다. 그 방법으로는 제동저항을 회로에 삽입하는 수동 제동법과 제어기 설계시 제동이 생기게 하는 능동 제동법이 있다. 수동제동법은 매우 쉽게 제동을 구현해 안정화시킬 수 있는 것으로 제동저항에서 손실이 크게 야기되는 문제점이 있다. 능동제동의 단점은 계통의 인덕턴스와 같은 회로 정수의 영향을 받는 단점이 있다.

그림 2(b)는 수동제동을 위해 제동 저항을 삽입한 회로를 보여준다. 이 제동 저항에 흐르는 스위칭 잡음전류가 손실을 일으키는 것이 문제인데 [9]에서는 그림 2(c)와 같이 제동 저항 주위에 회로를 추가하여 스위칭 잡음 전류가 제동 저항으로 흐르지 않고 bypass되도록 하여 손실을 줄이는 방법을 제안하였다.

본 논문에서는 추가적인 수동 소자는 최소화하고 대신 인버터를 병렬운전하여 제동저항에 흐르는 스위칭 전류의 기본과 성분을 제거하여 손실을 줄이는 방법을 제안하였다.

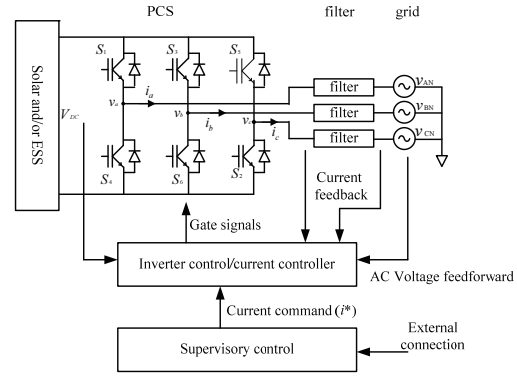


Fig. 1. Power conversion system tied to a grid via harmonic filters.

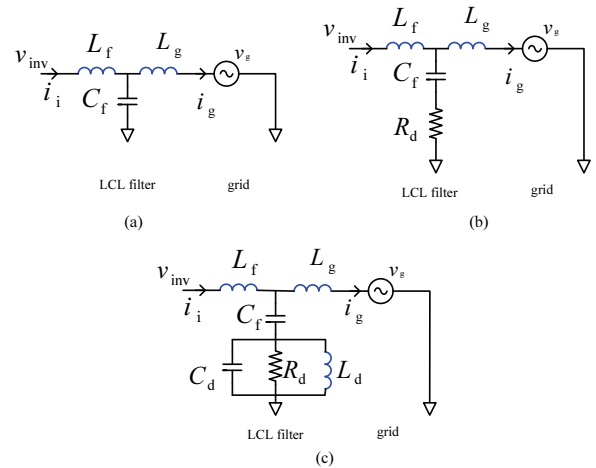


Fig. 2. Per phase LCL filter: (a) Basic type, (b) filter with damping resistor, (c) filter with extra components

2.2 제안한 시스템

2.2.1 제안한 시스템의 안정도

제안하는 시스템의 한 상만을 표현하면 그림 3과 같다. 각기 1 pole로 구성된 inverter A와 B가 병렬운전되고 있다. 병렬 운전을 하면 시스템의 출력을 증강시킬 수 있고 스위칭 소자의 선택의 폭이 넓어질 뿐만 아니라 시스템의 성능도 개선할 수 있다.[10] 추가적인 성능 개선을 위하여 병렬 운전시 interleaved PWM을 사용하였다. 이 두 인버터는 PWM 과정에 180° 위상차가 나는 반송파를 사용한다. 정상적인 제어가 이루어지면 양쪽에 발생된 PWM 파형에는 동일한 기본파 전압이 포함된다. 그러면 L_{fa} 와 L_{fb} 는 병렬 접속된 것과 같아서 그림 4(a)와 같이 동작하고 이것은 그림 2(b)와 동일한 것으로 볼 수 있다. 모든 동상 성분 전압에 대하여는 그림 4(a)의 등가회로로 동작한다. L_{fa} 와 L_{fb} 는 그림 2(b)의 L_f 과 비교하면 인덕턴스는 2배, 전류용량은 1/2이 되도록 한다. 인버터 출력에서 동상 성분 전압에 대한 계통에 주입되는 전류는 다음의 전달함수로 표현된다.

$$G_{\text{odp}}(s) = \frac{I_g}{V_{\text{inv}}} = \frac{1 + R_d C_f s}{C_f L_g L_f s (s^2 + 2\zeta \omega_{res} s + \omega_{res}^2)} \quad (3)$$

여기서,

$$\zeta = \frac{R_d C_f \omega_{res}}{2} \quad (4)$$

제동 저항이 없을 때와는 달리 적절한 제동저항을 선택하여 원하는 제동비를 얻을 수 있어 시스템을 안정시킬 수 있다. 차동 성분 전압에 대해서는 그림 4(b)의 등가 회로로 동작한다. 차동신호에 의해 점 AB에 나타나는 전압은 항상 영이다. 차동신호에 대하여는 회로상으로 $L_{fa}+L_{fb}$ 만 나타나므로 제어기의 설계는 매우 쉽다.

이 회로에서 인버터의 전류제어를 원만히 한 경우의 전달함수를 구하면 다음과 같이 주어진다.

$$H_{\text{odp}}(s) = \frac{I_g}{I_i} = \frac{1 + R_d C_f s}{C_f L_g (s^2 + 2\zeta \omega_{res} s + \omega_{res}^2)} \quad (5)$$

여기서,

$$\omega_{res}^2 = \frac{1}{L_g C_f}, \quad \zeta = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_g}} \quad (6)$$

시스템의 제어는 동상 성분과 차동 성분 둘로 나누어 행한다. i_A, i_B 두 신호는 동상 성분 i_{comm} 과 차동성분 i_{diff} 으로 나누어서 표현할 수 있다.

$$i_A = i_{\text{comm}} + i_{\text{diff}}, \quad i_B = i_{\text{comm}} - i_{\text{diff}} \quad (7)$$

여기서 동상성분과 차동성분은 다음과 같이 얻어진다.

$$i_{\text{comm}} = \frac{i_A + i_B}{2}, \quad i_{\text{diff}} = \frac{i_A - i_B}{2} \quad (8)$$

동상 성분에 대해서는 인버터 1기만 있을 경우와 똑 같이 행하는데 controller_comm가 상위 시스템 (supervisory controller)의 전류지령을 받아 추종하는 역할을 수행한다. controller_comm에는 단일 LCL 필터의 전류를 제어하는 여러가지 방법이 사용될 수 있다.^[1-13,15,16] 그리고 두 전류의 차가 없이 동일한 분담을 하도록 차동 성분에 대하여 별도로 제어를 행하는데 controller_diff가 그 역할을 수행한다. 그림 5는 시스템의 제어 블록도이다. 전류에 대한 정보를 상위 시스템에서 받아 동상 성분에 대한 지령 i^* 를 만들고 차동 신호에 대한 지령은 영으로 둔다. 차동신호를 제어하는 제어기는 스위칭 신호에 대하여는 둔감하도록 대역이 충분히 낮게 되도록 설계한다.

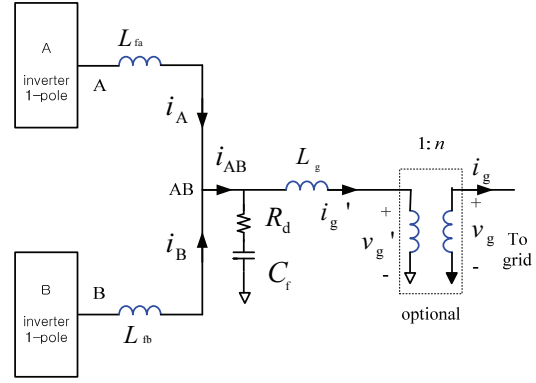


Fig. 3. Proposed interleaved PWM inverter with LCL filter.

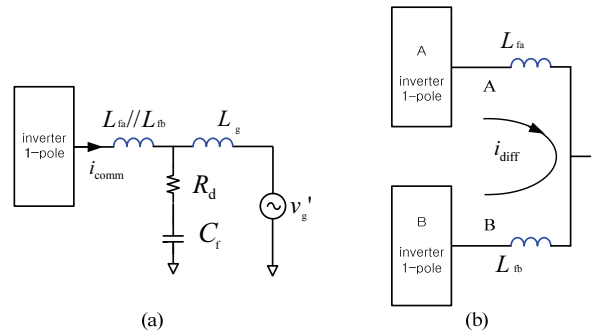


Fig. 4. Equivalent circuits for common and differential modes: (a) common mode, (b) differential mode

2.2.2 제안한 시스템의 고조파 분석

두 기의 인버터 PWM(Pulse Width Modulation)에 사용하는 반송파에 180° 위상차가 나는 것을 사용하고 좁은 영역에서 살펴보면 두 기의 전류는 그림 6의 i_A, i_B 와 같이 된다. 이 둘을 합성하면 i_{AB} 와 같고 기본파 성분은 제거되며 고차 고조파는 인버터 1기를 사용한 경우보다 줄어든다.

1조의 3상 인버터를 위한 정현파 PWM은 그림 7에서와 같이 정현 변조파(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})와 삼각 반송파(v_{car1} or v_{car2})를 비교하여 만든다. 변조파와 반송파가 만나는 교점에서 그림 1의 세 pole의 스위칭 소자를 스위칭하여 얻는 출력 파형에는 삼각 반송파의 주파수가 충분히 높고 변조지수가 1 이하인 경우 변조파에 비례하는 기본파가 존재한다. 단상을 위해서는 하나의 변조파만을 사용하고 다상 교류를 얻기 위해서는 상수 만큼의 변조파를 만들어 사용한다. 반송파가 달라지면 기본파는 같고 스위칭 고조파의 위상만 반송파의 위상에 따라 달라진다. 병렬 운전되는 두 기의 인버터를 위한 PWM에는 실선으로 표시한 반송파(v_{car1})와 점선으로 표시한 반송파(v_{car2}) 둘을 사용한다. 이를 interleaved PWM이라 한다. 이런 PWM은 TI의 TMS320F28377같은 DSP (digital signal processor)에서는 매우 쉽게 구현할 수 있다.

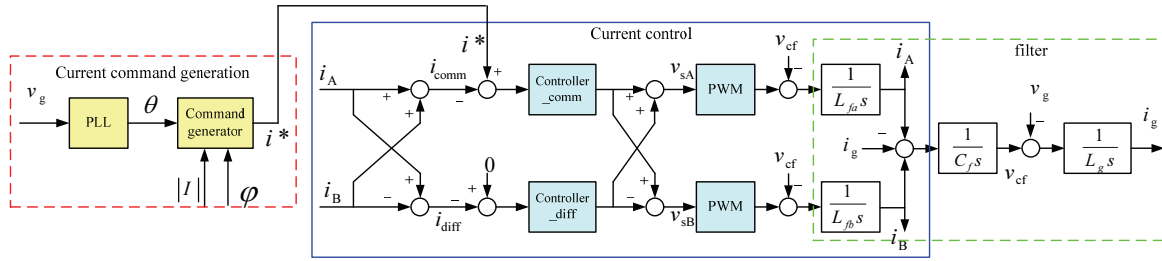


Fig. 5 Control block diagram.

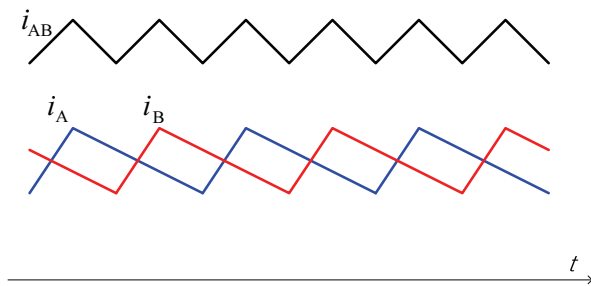


Fig. 6. Current waveforms under indirect interleaved parallel operation.

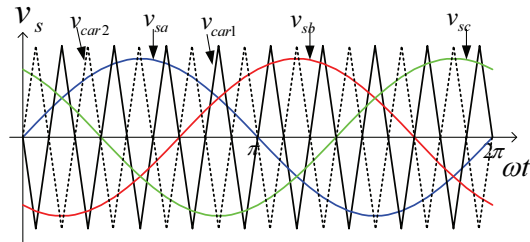


Fig. 7. Interleaved sinusoidal PWM:
 v_{car1} , v_{car2} : carrier, v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} : modulating signals

그림 7에서와 같이 180° 위상차가 나는 반송파를 사용한 경우, 두 PWM 파의 고조파는 스위칭 주파수 인 근에서는 180° 위상차가 난다. 이들 PWM파를 고조파 분석을 하면 그림 8과 같다.^[17] 그림 8(a)와 그림 8(b)는 그림 3에서의 각 pole의 PWM파의 고조파로, 고조파의 크기는 절대치를 취하여 표현하였다. 첫 번째 lobe와 두 번째 lobe는 그림 9(a), 9(b)에 보다 자세히 표현하였다. 스위칭 주파수 인근의 첫 번째 lobe는 두 번째 lobe보다 큰 것을 알 수 있다. 두 신호는 동상 성분 v_{comm} 과 차동성분 v_{diff} 으로 나누어서 표현할 수 있다.

$$v_A = v_{comm} + v_{diff}, \quad v_B = v_{comm} - v_{diff} \quad (9)$$

여기서 동상성분과 차동성분은 다음과 같이 주어진다.

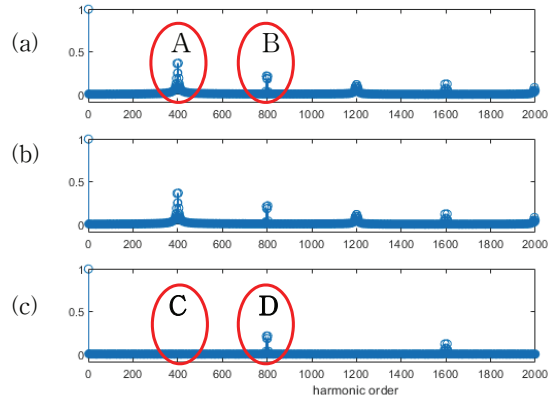


Fig. 8. Harmonics of the proposed inverters:
 (a) A pole, (b) B pole, (c) Common mode component

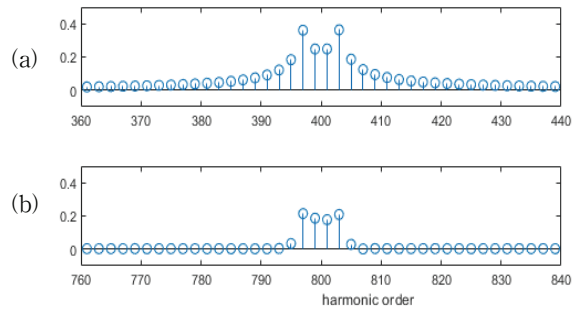


Fig. 9. Expansion of the first two lobes of PWM voltage:
 (a) location A (around the 400th harmonics), (b) location B (around the 800th harmonics)

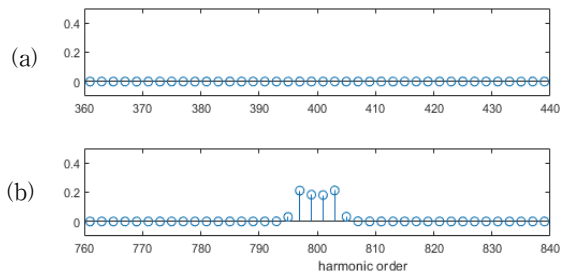


Fig. 10. Expansion of first two lobes of the common mode voltage:
 (a) location C (around the 400th harmonics), (b) location D (around the 800th harmonics)

$$v_{\text{comm}} = \frac{v_A + v_B}{2}, \quad v_{\text{diff}} = \frac{v_A - v_B}{2} \quad (10)$$

양쪽 pole 전압 중 차동 성분은 두 pole간의 순환 전류를 형성하고 동상 성분 전압은 동상성분 전류를 형성한다. 동상 전류는 C_f-L_g 로 표현되는 여파기에 주입되고 감쇄된 후 grid로 주입된다. 그림 10은 동상 성분의 첫 번째 두 lobe를 확대한 것으로 상단은 그림 8의 C 부분, 하단은 D 부분을 확대한 것이다. 그림 8에서는 크기가 절대치로 표현되어 신호의 부호가 나타나 있지 않지만, 스위칭 주파수 인근에 나타나는 첫 번째 lobe의 부호는 양 pole에서 서로 반대로 나타난다. 그래서 동상 성분에는 그림 10에서와 같이 첫 번째 lobe는 사라진다. 그러면 계통 쪽으로는 그에 상응하는 고조파 전류가 흐르지 않는다. 첫 번째 lobe 뿐만 아니라 홀수번째 나타나는 lobe들은 거의 사라진다. 따라서 이와 같이 interleaved PWM을 사용하여 병렬 운전하는 인버터를 채용하면 고조파 특성을 개선할 수 있다.

3. 실험 및 검증

제한한 시스템을 검증하기 위하여 단상 프로토타입을 제작하였다. 스위칭 소자로는 Onsemi사의 SiC FET인 NTHL020N120을 사용하였고 스위칭 주파수는 24 [kHz]이다. 제어기에는 TI사의 DSP인 TMS320F28377을 사용하였다. 인버터의 사양 및 LCL 필터의 회로정수는 표 1에 표시한 바와 같다. 공진 주파수는 2.4 [kHz] 정도이고, 제동비는 1.0 정도다. 그림 11과 12는 interleaved PWM에 의해 형성되는 전류를 보여주는 것으로 상단 전류는 그림 3의 i_A , 중간은 i_B , 하단은 i_{AB} 를 보여준다. i_{AB} 는 i_A 와 i_B 에 비해 ripple이 매우 적은 것을 알 수 있다. 이 이유는 그림 12에서 확인할 수 있다. i_A 와 i_B 는 180도의 위상차를 갖는 carrier로 PWM을 행하여 만든 것으로 기본 스위칭 ripple은 위상이 180도 차이가 나 상쇄되어 합성된 전류가 i_{AB} 이다. 특히 인버터 전류 i_A 와 i_B 는 영전류 근처에서 ripple이 매우 크나 이 두 전류의 합성인 i_{AB} 는 영근처에서 i_A 와 i_B 의 대칭성으로 ripple이 크게 감소되는 것도 확인할 수 있다. 그림 13은 인버터 전류 i_A 와 합성전류 i_{AB} 의 스펙트럼으로 인버터 전류에서 가장 풍부하게 존재하는 스위칭 기본파 성분이 합성전류에서는 사라지는 것을 볼 수 있다.

그림 14는 LCL 필터의 입력측 합성전류 i_{AB} 와 출력 전류 i_g' 를 보여준다. 전류는 필터를 통과하면서 고조파가 제거되어 더욱 정현파에 가까워지는 것을 볼 수 있다. 필터 커패시터에 흐르는 전류의 실효치는 465 [mA]이다. 그림 15에서는 단일 LCL 필터를 사용한 경우로 그림 14와 비교하면 필터의 입력 전류와 필터 커패시터에 흐르는 전류에 스위칭 고조파가 많이 함유된 것을 알 수 있다. 이 경우 필터 커패시터에 흐르는 전류는 900

TABLE I
SPECIFICATION AND PARAMETERS OF THE LCL FILTER

Name	Symbol	Value	
DC voltage	V_{DC}	250 [V]	
Grid voltage	V_g	220 [V]	
Turns ratio of tie Trans.	$1 : n$	$1 : 3$	
Filter parameters	filter inductor	L_{fa}, L_{fb}	1.6 [mH]
	filter capacitor	C_f	12 [μ F]
	grid inductor	L_g	270 [μ H]
	damping resistor	R_d	8.8 [Ω]

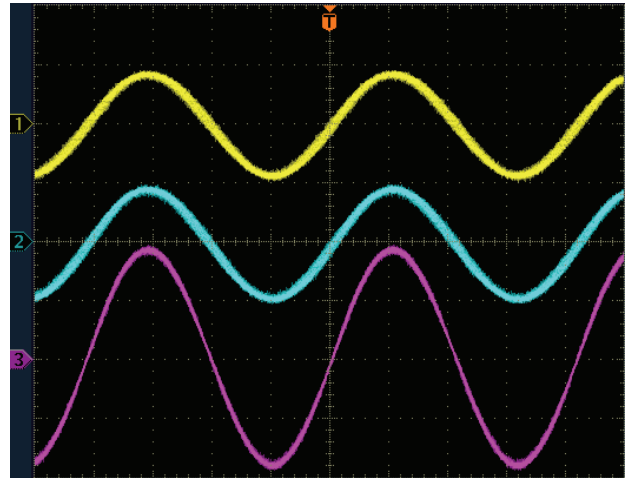


Fig. 11. Inverter currents and LCL filter current: Upper: i_A (10 [A/div]), middle: i_B (10 [A/div]), lower: i_{AB} (10 [A/div]), time base: 4 [msec/div]

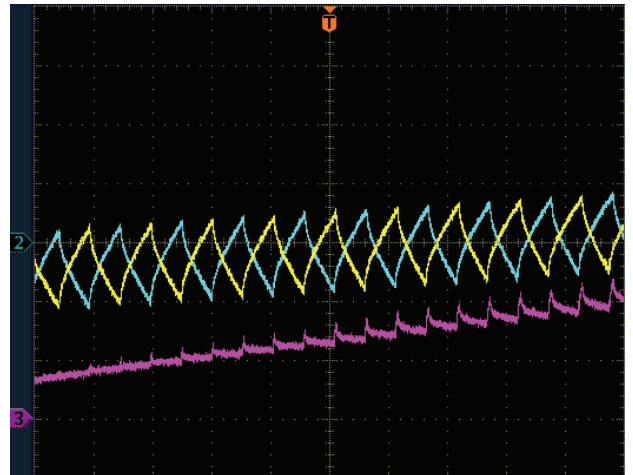


Fig. 12. Expanded Inverter currents and LCL filter current: Yellow: i_A (2 [A/div]), blue: i_B (2 [A/div]), pink: i_{AB} (2 [A/div]), time base: 40 [μ sec/div]

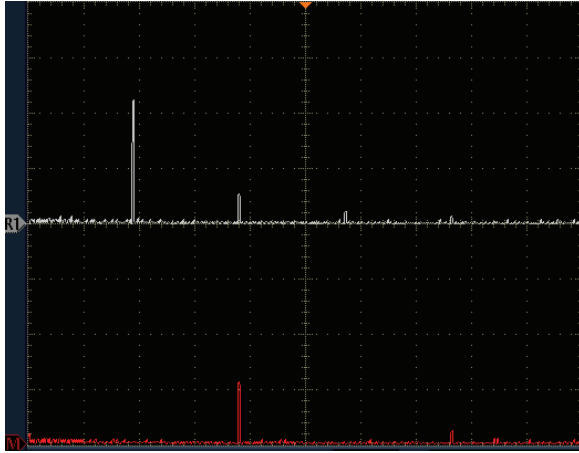


Fig. 13. Spectra of currents:
Upper: i_A (200 [mA/div]), lower: i_{AB} (200 [mA/div]),
horizontal: 12.5 [kHz/div]

[mA]로 interleaved PWM 인버터를 사용하여 전류가 48 [%] 감소한 것을 알 수 있다. 따라서 계통저항에서의 손실은 73 [%] 감소했고 그만큼 크기를 줄일 수 있다. 필터 커패시터에 흐르는 전류가 감소되었으므로 경우에 따라서는 커패시터의 크기를 줄일 수 있는 가능성도 있다.

그림 16에서는 LCL 필터의 출력에 포함된 고조파를 나타낸 것으로 상단은 단일 LCL 필터 출력 전류를, 하단은 통합병렬접속된 필터의 출력전류를 보여준다. 통합병렬형의 출력에 고조파 함유가 매우 적은 것을 알 수 있다. 통합병렬접속된 필터에서의 고조파가 단일 LCL 필터에서의 고조파의 10 [%] 정도 되는 것을 알 수 있다.

그림 17에서는 계통에서의 전류, 전압을 보여주는데 녹색은 계통전압 v_g 를, 파란색은 계통 전류 i_g 를 보여준다. 지금은 전류 전압이 동상으로 유효전력만 공급하고 있다. 필요에 따라 전류의 위상을 바꾸어 무효전력도 조절할 수 있다.

이로써 통합병렬접속된 LCL 필터를 통하여 간접 병렬 운전하여 출력 용량을 늘일 뿐만 아니라 시스템의 성능을 개선하는 것을 보였다. 더 큰 용량을 얻기 위하여 더 많이 병렬 연결하게 되면 더 많은 고조파를 제거하여 더 우수한 성능을 가진 시스템을 만들 수 있다.

4. 결 론

본 연구에서는 LCL 필터를 통하여 계통연계하는 인버터에 대하여 연구하였다. 최신의 SiC FET로 설계하여 필터의 크기를 최소화하고 인버터에 interleaved PWM을 적용하여 계통 저항 및 필터 커패시터에서의 손실도 줄이고 계통에 주입되는 고조파도 줄였다. 본 연구가 계통연계 시스템의 발전에 기여하기를 바란다.

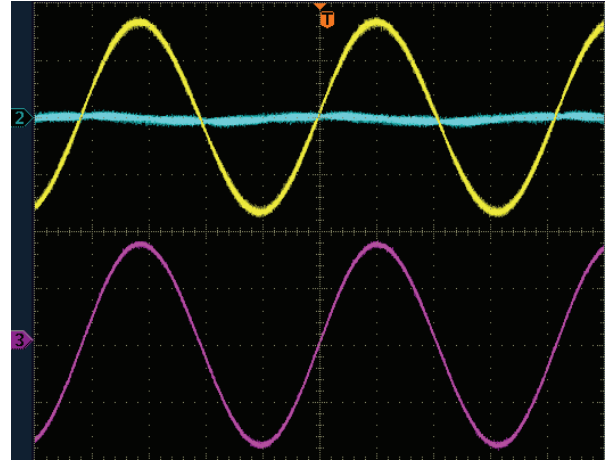


Fig. 14. Input and output currents of the proposed LCL filter:
Upper yellow: i_{AB} (10 [A/div]), blue: i_c (5 [A/div]), lower:
 i_g' (10 [A/div]), time base: 4 [msec/div]

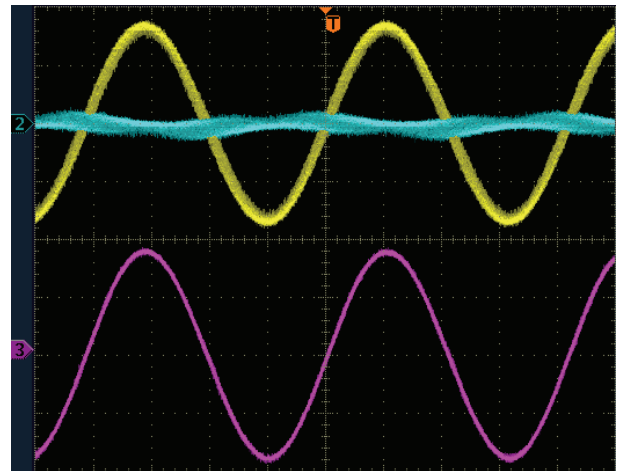


Fig. 15. Input and output currents of the single LCL filter:
Upper yellow: i_{AB} (10 [A/div]), blue: i_c (5 [A/div]), lower: i_g'
(10 [A/div]), time base: 4 [msec/div]

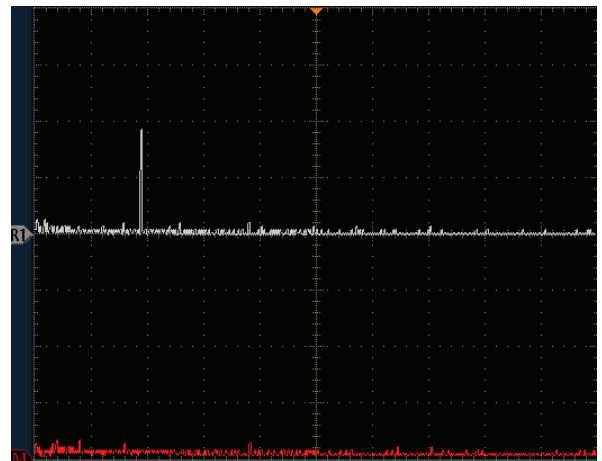


Fig. 16. Spectra of output currents according to filters:
Upper: single LCL (50 [mA/div]), lower: paralleled LCL (50
[mA/div]), horizontal: 12.5 [kHz/div]

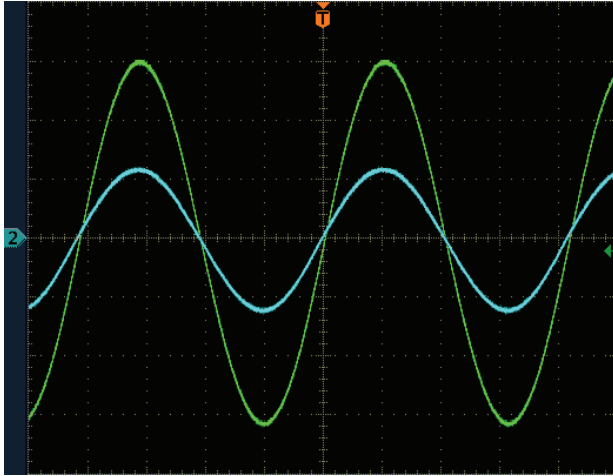


Fig. 17. Grid voltage and current:
Green: voltage v_g (100 [V/div]), blue: current i_g (5 [A/div]),
time base: 4 [msec/div]

본 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2020년)
에 의하여 연구되었음

References

- [1] M. El-Habrouk, M. K. Darwish and P. Mehta, "Active power filters: a review," *Electric Power Applications*, IEE Proc., Vol. 147, No. 5, pp. 403-413, 2000.
- [2] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, No. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [3] K. H. Ahmed, S. J. Finney and B. W. Williams, "Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation," in *2007 Compatibility in Power Electronics*, pp. 1-9, 2007.
- [4] M. Lindgren and J. Svensson, "Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 229-235, 1998.
- [5] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct. 2005.
- [6] M. Routimo and H. Tuusa, "LCL type supply filter for active power filter - Comparison of an active and a passive method for resonance damping," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2939-2945, 2007.
- [7] J. Dannehl, M. Liserre and F. W. Fuchs, "Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 8, pp. 3623-3633, Aug. 2011.
- [8] N. Mukherjee and D. De, "Analysis and improvement of performance in LCL filter-based PWM rectifier/inverter application using hybrid damping approach," *IET Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 309-325, 2013.
- [9] R. Pena-Alzola, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 6, pp. 2642-2646, June 2013.
- [10] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and A. Dell'Aquila, "A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, pp. 1552-1557, 2003.
- [11] Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Design of LCL filters with LCL resonance frequencies beyond the nyquist frequency for grid-connected converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 3-14, March 2016.
- [12] M. Lu, X. Wang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Resonance interaction of multiparallel grid-connected inverters with LCL filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 2, pp. 894-899, Feb. 2017.
- [13] G. Lee, J. Seo, and H. Cha, "A study for mutual interference of LCL filter under parallel operation of grid-connected inverters," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 26, No. 2, pp. 75-81, Apr. 2021.
- [14] J.-H. Kim, H.-D. Kim, S.-Y. Kim, and S.-J. Jeon, "Parallel operation of SiC MOSFETs," in *KIPE Power Electronics Conference*, pp. 153-154, July 2021.
- [15] S.-J. Jeon and F. C. Lee, "Three control strategies for a three-leg AC-DC converter under unbalanced AC voltage condition," in *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 186-191, 2003.
- [16] G. W. Chang, S. K. Chen, Y. C. Chin and W. C. Chen, "An a-b-c reference frame-based compensation strategy for series active power filter control," in *2006 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1-4, 2006.
- [17] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I--Harmonic elimination," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-9, No. 3, pp. 310-317, May 1973.



김현동(金顯同)

1995년 12월 21일생. 2020년 부경대 전자공학과 졸업. 2020년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



전성준(田成緝)

1957년생. 1980년 송전대 전기공학과 졸업. 1982년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2001년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1982년 3월~1985년 2월 한국과학기술원 연구원. 1985년 3월~1986년 8월 한국전기연구소 연구원. 1986년

9월~현재 부경대 전자공학과 교수