

병렬 3레벨 AC/DC 전력변환 시스템의 영상분 순환전류 억제

손영광¹, 지승준², 이영기¹, 설승기[†]

Suppression of Circulating Current in Parallel Operation of Three-Level AC/DC Converters

Young-Kwang Son¹, Seung-Jun Chee², Younggii Lee¹, Seung-Ki Sul[†]

Abstract

Zero-sequence Circulating Current (ZSCC) flows inevitably in parallel converters that share common DC and AC sources. The ZSCC commonly flowing in all converters increases loss and decreases the overall capacity of parallel converters. This paper proposes a simple and effective ZSCC suppression method based on the Space Vector PWM (SVPWM) with the ZSCC controller. The zero-sequence voltage for the proposed SVPWM is calculated on the basis of the grid voltage and not on the phase voltage references. The limit of the linear modulation region of the converters with the proposed method is analyzed and compared with other methods, thereby proving that the limit of the region can be extended with the proposed method. The effectiveness of the proposed method has been verified through the experimental setup comprising four parallel three-level converters. The ZSCC is confirmed to be well suppressed, and the linear modulation region is extended simultaneously with the proposed method. Moreover, the proposed control method does not require any communication between the converters to suppress the ZSCC unlike other conventional methods.

Key words: Zero-sequence circulating current, Parallel converters, Circulating current suppression, Limit of linear modulation index, Voltage utilization rate

1. 서 론

최근 신재생 에너지에 의한 분산 전원의 급속한 보급 확대에 따라, 계통연계형 컨버터(Grid-connected converter)는 계통과 분산 전원 사이를 연결할 매개체로서 필수 요소가 되었다. 이러한 계통연계형 컨버터의 주를 이루는 것은 2레벨 컨버터지만, 전력용 반도체 가격의 하락으로 인하여 3레벨 컨버터의 사용이 나날이 많아지고 있다. 이는 2레벨 컨버터와 비교했을 시 3레벨 컨버터가 더 높은 전력변환효율을 나타내고, 더 작은 크기의 필터를 필요로하기 때문이다. 한 편 계통연계형 컨버터들을 모듈러 구조의 형태로 병렬로 연결하면 경부

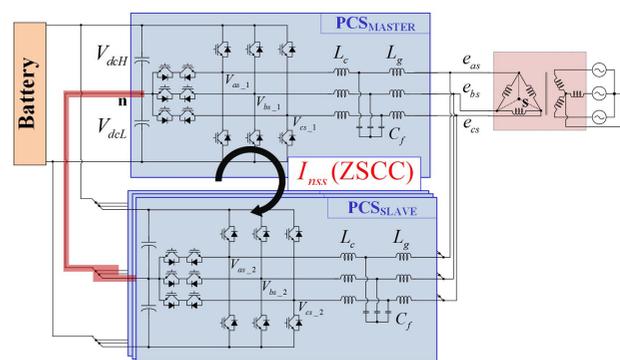


Fig. 1. Four parallel three-level converters sharing common DC and AC sources.

하 시 일부 컨버터를 작동시키지 않음으로써 전력변환 효율을 증대시킬 수 있다. 또한 생산비용과 유지보수비용도 줄일 수 있으며 고장으로 인한 전체 시스템 정지를 막을 수 있어 신뢰성을 향상시킬 수 있다^{[1]-[4]}.

더 나아가, AC/DC 병렬 전력변환 시스템에서 생산비용을 절감하기 위해 그림 1과 같이 하나의 DC 전압원과 하나의 AC 전압원, 즉 하나의 배터리와 하나의 변압

Paper number: TKPE-2016-21-4-5

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

[†] Corresponding author: sulsk@plaza.snu.ac.kr, Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University
Tel: +82-2-880-7251 Fax: +82-2-878-1452

¹ Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National Univ.

² Mechatronics R&D Center, Samsung Electronics Co., LTD
Manuscript received Apr. 18, 2016; revised May 16, 2016; accepted Jun. 28, 2016

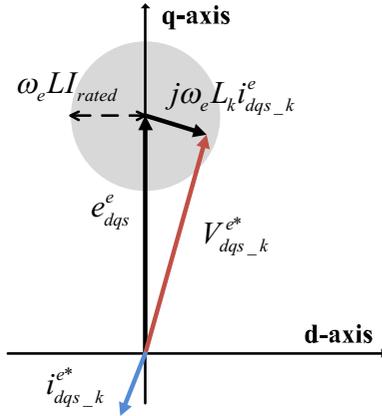


Fig. 2. d,q-axes vector diagram of k-th parallel converter.

기를 사용할 수 있다. 하지만 이 경우 컨버터 사이에 상당한 크기의 순환전류가 흐르게 된다^{[5]-[9]}. 순환전류는 전력변환 시스템의 효율을 낮출 뿐 아니라 컨버터의 정격 전류를 필요 이상으로 높게 설계해야 하도록 만든다. 또한 순환전류로 인해 왜곡된 전류파형은 전자방해 (EMI, Electromagnetic interference)와 고조파 문제를 불러일으킨다. 일반적으로 순환전류는 영상분으로 이루어지고 이를 영상분 순환전류(ZSCC, Zero-sequence circulating current)라고 부른다.

이에 따라 AC/DC 병렬 전력변환 시스템의 영상분 순환전류를 줄이기 위한 많은 연구가 수행되어 왔다^{[5]-[12]}. 대부분은 PI 제어기 구조의 영상분 순환전류 제어를 활용하여 순환전류를 줄이는 방법을 제안하였으며, 그 중 일부는 영상분 순환전류 제어기의 성능을 향상시키기 위하여 전향보상항을 사용하는 방법을 제안하였다^{[10]-[12]}.

본 논문에서는 병렬 3레벨 AC/DC 전력변환 시스템에 적용할 수 있는 개선된 형태의 영상분 순환전류 제어 방식을 제안한다. 제안된 제어를 통해 영상분 순환전류는 컨버터들의 운전조건에 관계없이 또한 정상상태와 과도상태의 구분 없이 거의 완벽하게 억제된다.

2. 영상분 순환전류 억제

2.1 직류단 전압 밸런싱

병렬 3레벨 AC/DC 컨버터에서 영상분 전압(ZSV, Zero-sequence voltage)은 순환전류와 직류단 전압 밸런싱에 영향을 미친다^[13]. 순환전류 억제와 직류단 전압 밸런싱 두 가지 목표를 동시에 이루기 위해서는 컨버터들의 상단 커패시터 전압과 하단 커패시터 전압이 컨버터들 간에 서로 동일해야 한다. 이를 위해 그림 1과 같이 컨버터들의 직류단 중성점을 서로 연결한다^[14].

직류단 전압 밸런싱 제어를 위한 영상분 전압은 식 (1)의 값이 사용 되었다. 밸런싱 제어가 원활히 이루어지면 상단 직류단 전압과 하단 직류단 전압이 같아지기

때문에 식 (1)에 해당하는 영상분 전압의 크기는 0V로 수렴한다.

$$V_{sn_balancing} = \text{sign}(I_{qs}^*) \frac{V_{dcH} - V_{dcL}}{2}. \quad (1)$$

2.2 영상분 순환전류

병렬 AC/DC 컨버터들 사이에 흐르는 순환전류는 근본적으로 컨버터들의 서로 다른 극(Pole)전압에 의해 발생한다. 먼저, 컨버터 간 출력 전류 지령이 다르면 극전압 지령이 달라지기 때문에 큰 순환전류가 흐른다. 또 컨버터들의 출력 전류 지령이 동일하더라도 극전압에 작은 차이가 발생하여 순환전류가 흐르게 되는데, 이는 AC측 필터 임피던스의 크기가 서로 다르기 때문에 나타나는 현상이다. AC측 필터로는 주로 인덕터가 사용되고 인덕터의 임피던스는 보통 10% 정도의 제작 공차 (tolerance)를 가지고 있다. 한 편, 모든 병렬 컨버터들의 AC측 필터 임피던스의 크기가 같다고 가정하더라도 컨버터들 간에 작은 폴전압 차이가 발생하는데 이는 컨버터를 구성하는 전력 반도체 소자들의 스위칭 특성이 서로 완벽하게 일치하지 않기 때문에 생기는 현상이다.

순환 전류는 대부분 영상분으로 나타나며, 이는 병렬 컨버터들의 극전압 차이 중에서도 특히 영상분 전압의 차이로 인해 발생한다. 그리고 영상분 전압이 달라질 수 있는 원인을 아래와 같이 분석할 수 있다.

기존 삼상 연속 공간벡터변조(SVPWM)의 경우, k번째 컨버터의 영상분 전압은 자신의 상전압 지령($V_{dq_s-k}^*$)에 따라 식 (2)와 같이 결정된다^{[15]-[18]}. 식 (2)에 따르면 컨버터 간 상전압 지령이 서로 다를 때 컨버터들의 영상분 전압 또한 서로 다른 값으로 결정된다. 그리고 컨버터 간 상전압 지령이 다른 원인은 다음과 같이 해석할 수 있다.

$$V_{sn_ff,k} = - \frac{\max(V_{as,k}^*, V_{bs,k}^*, V_{cs,k}^*) + \min(V_{as,k}^*, V_{bs,k}^*, V_{cs,k}^*)}{2}. \quad (2)$$

컨버터가 출력해야 할 유효 전력과 무효 전력 지령에 의해 d, q축 전류 지령이 결정되고, 이로부터 정상상태 d, q축 전압지령이 결정되는데, n개의 병렬 컨버터들 중 k번째 컨버터의 전압지령은 그림 2의 전압 벡터도로부터 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{dq_s}^{e*} = j\omega_e L_k i_{dq_s-k}^{e*} + e_{dq_s}^e, \text{ where } k = 1, 2, \dots, n. \quad (3)$$

여기서 $e_{dq_s}^e$ 와 ω_e 는 각각 dq 회전좌표계 상의 계통 전압과 계통 전압의 각속도를 의미하고, L_k 는 k번째 컨버터의 필터 인덕턴스를 의미한다.

식 (3)으로부터 컨버터들의 전류지령 혹은 필터 임피던스가 서로 다를 때 컨버터들의 상전압 지령 또한 달라짐을 알 수 있다. 따라서 영상분 순환전류를 발생시키

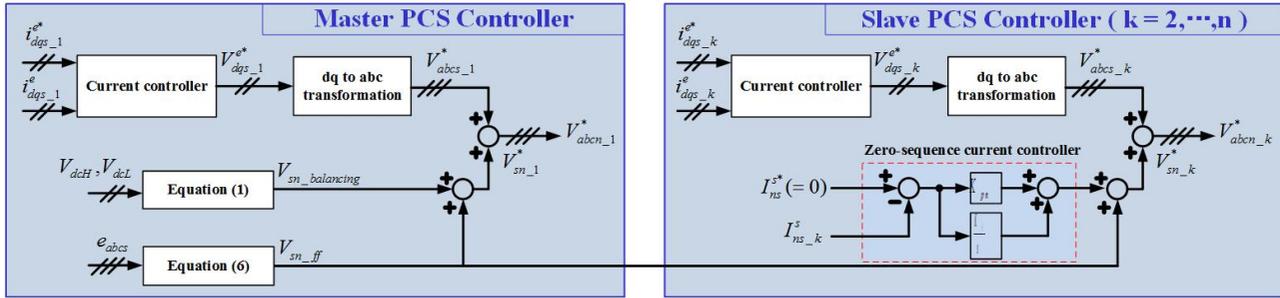


Fig. 3. The whole control block diagram of the proposed method (GSVPWM).

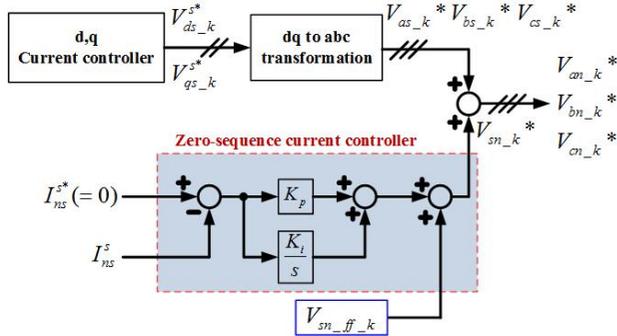


Fig. 4. Zero-sequence current controller of k-th parallel converter.

는 원인은 컨버터 간 전류 지령 혹은 필터 임피던스의 차이이다.

기존 SVPWM 대신 정현과 전압 변조(SPWM)를 사용하면 영상분 전압이 항상 0V이기 때문에 영상분 순환전류가 거의 흐르지 않는다는 장점이 있다. 하지만 SPWM의 선형 변조 영역 최대값은 1이기 때문에 SVPWM의 $2/\sqrt{3} \approx 1.1547$ 에 비하여 최대 전압사용률이 15% 가량 낮고, 이는 대부분의 응용분야에서 현실적으로 무시할 수 없는 비용적 부담으로 환산된다. 따라서 더 넓은 선형 변조 영역을 사용할 수 있는 SVPWM을 기반으로 하면서 영상분 순환전류를 억제할 수 있는 제어 방식이 필요하다.

2.3 기존의 영상분 순환전류 제어

영상분 순환전류를 억제하기 위해 일반적으로 그림 4 형태의 영상분 순환전류 제어가 사용된다. 영상분 순환전류 제어기의 출력은 영상분 전압이고, 이는 각 컨버터의 전류제어기 출력인 상전압 지령에 더해지게 된다. 정상상태에서 영상분 순환전류가 흐르지 않게 하려면 컨버터들의 영상분 전압이 같아야 한다.

영상분 순환전류 제어기의 제한된 제어 대역폭을 극복하기 위해 영상분 순환전류 제어기의 출력에 전향보상항을 추가할 수 있는데^{[10]-[12]}, 이 경우 모든 컨버터에 동일한 전향보상항을 사용하면 각 컨버터의 출력 지령의 일치 여부 혹은 필터 임피던스 크기의 차이에 관계

없이 영상분 순환전류가 획기적으로 저감된다. 기존에 마스터 컨버터 SVPWM의 영상분 전압을 전향보상항으로 사용한 경우^[10]를 PWM1으로, 모든 병렬컨버터들의 SVPWM 영상분 전압 평균값을 전향보상항으로 사용한 경우^[11]를 PWM2로 명명한다. PWM1과 PWM2의 영상분 제어기 전향보상항은 각각 식 (4), 식 (5)로 표현할 수 있다.

$$V_{sn_ff_M1} = -\frac{\max(V_{as_1}^*, V_{bs_1}^*, V_{cs_1}^*) + \min(V_{as_1}^*, V_{bs_1}^*, V_{cs_1}^*)}{2} \quad (4)$$

$$V_{sn_ff_M2} = -\frac{\sum_{k=1}^n \max(V_{as_k}^*, V_{bs_k}^*, V_{cs_k}^*) + \min(V_{as_k}^*, V_{bs_k}^*, V_{cs_k}^*)/n}{2} \quad (5)$$

3. 제안하는 영상분 순환전류 제어 방법

본 논문에서는 모든 컨버터가 공통된 영상분 전압을 출력하도록 만들기 위해 PWM1과 PWM2의 방법들과 같이 영상분 전류제어기에 전향보상항을 사용하는 방법을 제안한다. 제안하는 제어 방법에서 사용하는 전향보상항은 식 (6)과 같이 계통전압을 기준으로 하는 SVPWM 영상분 전압이다. 제안된 영상분 순환전류 제어 방법을 GSVPWM(Grid-based SVPWM)으로 명명했고, 이를 사용한 병렬 컨버터의 전체 블록선도는 그림 3과 같다.

$$V_{sn_ff} = -\frac{\max(e_{as}, e_{bs}, e_{cs}) + \min(e_{as}, e_{bs}, e_{cs})}{2} \quad (6)$$

기존의 PWM1, PWM2, 그리고 컨버터들의 영벡터 듀티 차이를 보상하는 영상분 전류제어 방법들^{[10]-[12]}은 제안된 GSVPWM과 제어기의 구조가 동일하기 때문에 순환전류 억제 성능 또한 동일하다. 하지만 기존 제어 방법들에서 사용된 전향보상항은 모든 컨버터들이 공통적으로 알고 있는 정보에 기반을 둔 것이 아니기 때문에 컨버터들은 샘플링주기마다 전향보상항을 결정하기 위한 정보들을 통신으로 주고받아야 한다. 예를 들어 식 (5)를 통해 전향보상항을 결정하는 PWM2의 경우, 각 컨버터는 다른 모든 컨버터들의 상전압 지령과 작동 중

TABLE 1
EXPERIMENTAL PARAMETERS

Item	Value	Unit
S_{rated}	5	kVA
f_{sw}	5	kHz
L_c+L_g	0.075	p.u.
C_f	0.10	p.u.
V_{ll_grid}	220	V_{rms}
I_{rated}	18.6	A_{peak}

TABLE 2
LLMI ACCORDING TO ZERO-SEQUENCE VOLTAGE, V_{sn_ff}

V_{sn_ff}	Maximum angular mismatch of ZSV	LLMI	Communication at each PWM sampling period
SPWM	0	1	No
PWM1	$2\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L I_{rated}}{V_{rated}}\right)$	1.06	Yes
PWM2	$2\frac{n-1}{n}\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L I_{rated}}{V_{rated}}\right)$	1.08 (when n=4)	Yes
GSVPWM	$\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L I_{rated}}{V_{rated}}\right)$	1.11	No

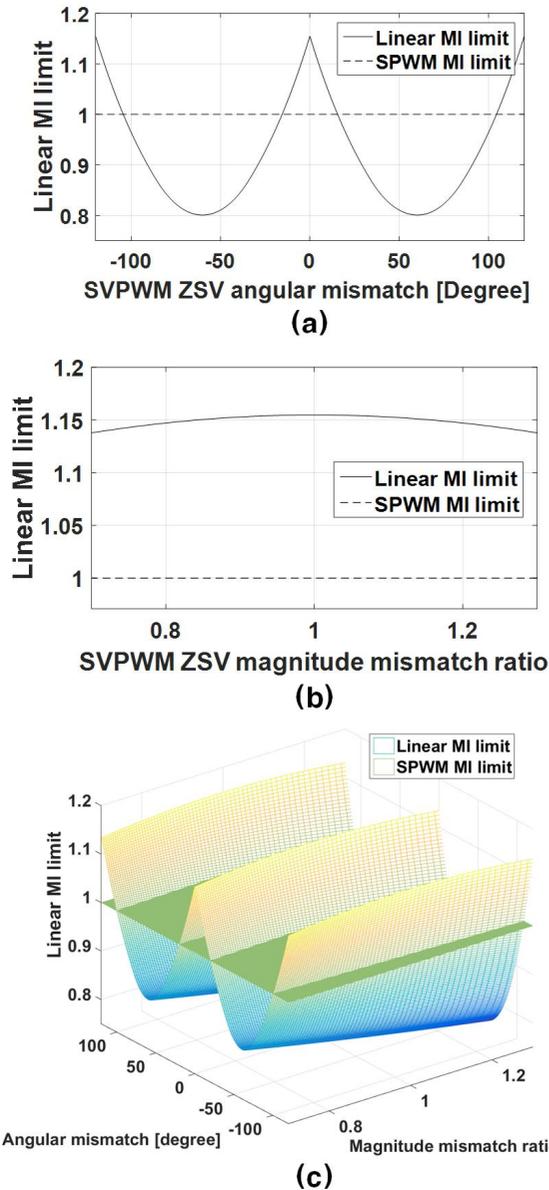


Fig. 5. Linear modulation index limit (LLMI) (a) LLMI under angular mismatch without mismatch on magnitude, (b) LLMI under mismatch on magnitude without angular mismatch, and (c) three dimensional view of LLMI under angular mismatch and mismatch on magnitude.

인 컨버터의 개수를 알아야 한다.

반면 제안된 GSVPWM은 영상분 순환전류 제어를 위해 별다른 통신을 필요로 하지 않기 때문에 기존 방식들보다 확장성과 신뢰성을 높일 수 있다. 모든 컨버터들은 계통 각 추정(PLL)을 위해 이미 계통 전압을 측정하고 있으므로 식 (6)에서 필요한 계통 전압은 모든 컨버터들이 공통적으로 가지고 있는 정보다. 따라서 제안한 제어 방식을 적용하면 별다른 통신 없이도 모든 컨버터들이 같은 영상분 전압 지령을 가질 수 있게 된다.

4. 최대 전압사용률 비교

전압사용률을 식 (7)과 같이 정의하면 PWM 방법에 따른 선형 변조 영역을 결정하는 최대 전압사용률(Limit of linear modulation index)은 기존 SVPWM의 경우 $2/\sqrt{3} \approx 1.1547$ 로 주어진다^[19].

$$MI \approx \frac{|V_{as}|_{peak}}{V_{dc}/2}. \quad (7)$$

기존 SVPWM을 사용하는 컨버터는 식 (2)와 같이 자신의 상전압 지령을 기준으로 영상분 전압을 합성하는데, 이 경우 전압사용률이 최대화된다. 하지만 앞서 소개된 PWM1, PWM2, 그리고 GSVPWM은 각 컨버터들이 자신의 상전압 지령이 아닌 전압을 기준으로 영상분 전압을 합성하기 때문에 기존 SVPWM보다 최대 전압사용률이 낮다.

PWM1의 경우, 모든 병렬 컨버터들은 마스터 컨버터의 상전압 지령에 기반을 둔 SVPWM 영상분 전압을 영상분 제어기 전향보상항으로 사용한다. 따라서 슬레이브 컨버터들은 자신의 상전압 지령에 기반을 둔 영상분 전압을 사용하지 못하게 되어 최대 전압사용률이 기존 SVPWM보다 낮아지게 된다. PWM2는 병렬 컨버터들의 평균 SVPWM 영상분 전압을, GSVPWM은 계통 전압의 SVPWM 영상분 전압을 영상분 제어기 전향보상항으로 사용한다. 모든 경우에 있어 각 컨버터들은 d,q 회전좌표계에서 볼 때 자신의 상전압 지령과 크기와 각

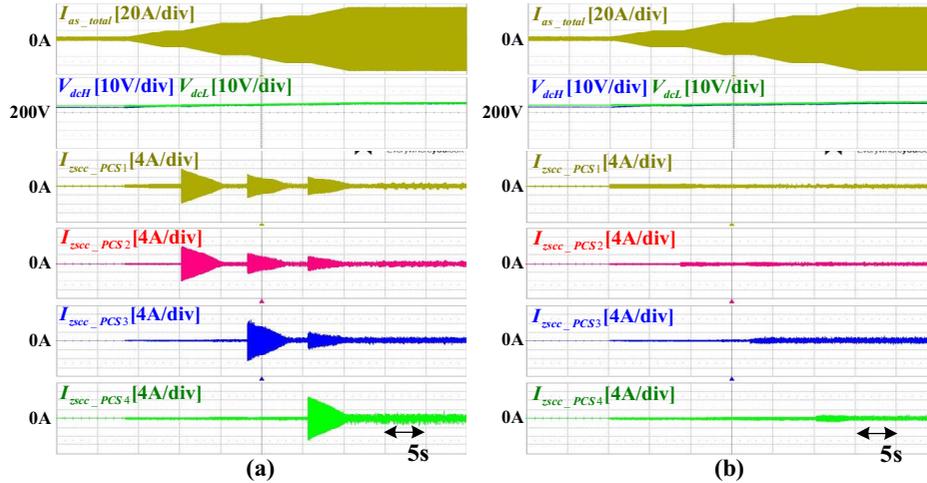


Fig. 6. Experimental results - ZSCC (a) with the conventional SVPWM, and (b) with GSVPWM.

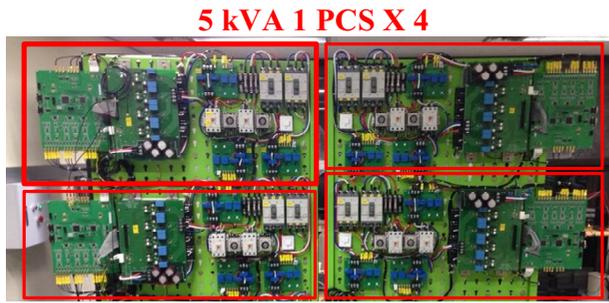


Fig. 7. Experimental set-up: 5kVA four parallel three-level T-type converters.

도가 조금 틀어진 전압을 기준으로 SVPWM을 수행하는 셈이 된다.

그림 5는 SVPWM 영상분 전압 합성에 사용되는 전압이 상전압 지령을 기준으로 크기와 각도 오차를 가질 때의 최대 전압사용률을 나타낸 그래프이다. 그래프에서 각 오차(angular mismatch)가 0이고 크기 오차 비율(magnitude mismatch ratio)이 1인 지점이 기존 SVPWM에 해당하는 부분으로 이때의 영상분 전압은 자신의 상전압 지령을 기준으로 식 (3)과 같이 결정되며, 이때의 최대 전압사용률은 $2/\sqrt{3}$ 으로 나타난다. 그림 5 (a), (b) 를 통해 크기 오차보다 각 오차에 민감하게 반응하여 최대 전압사용률이 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 각 오차가 15.5°를 초과하게 되면 전압사용률이 1 미만이 되는데 이 경우 SVPWM이 SPWM보다 전압사용률이 낮아진다. 또 각 오차가 60°일 때 전압사용률이 최저가 되는데 이는 기존 SVPWM의 영상분 전압이 3고조파 형태라는 사실로부터 예측되는 결과와 일치한다.

시뮬레이션과 실험에 사용된 파라미터가 표 1에 정리되어 있고, 이 파라미터를 사용했을 때 PWM1, PWM2, 그리고 GSVPWM의 최대 각 오차와 그에 따른 전압사용률이 표 2에 정리되어 있다. PWM1의 경우, 최대 각

오차는 마스터 컨버터가 정격 출력을 내보내고 슬레이브 컨버터가 정격 출력을 흡수하는 상황에서 발생한다. 그림 2를 참고하면 이 때 슬레이브 컨버터의 SVPWM 각오차가 $2\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L I_{rated}}{V_{rated}}\right)$ 에 달한다는 것을 알 수 있다. PWM2의 경우, 최대 각오차는 (n-1)개의 컨버터가 정격 출력을 내보내고 나머지 한 개의 컨버터가 정격 출력을 흡수하는 상황에서 발생한다. 그림 2를 참고하면 이 때 정격 출력을 흡수하는 한 개의 컨버터의 각오차가 $2\frac{n-1}{n}\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L I_{rated}}{V_{rated}}\right)$ 에 달한다는 것을 확인할 수 있다. 한편, 본 논문에서 제안된 GSVPWM은 계통 전압을 기준으로 SVPWM을 수행하므로 그림 2를 참고하면 최대 각오차가 $\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e L I_{rated}}{V_{rated}}\right)$ 이 된다. 위 전압사용률 비교에서 식 (1)의 직류단 전압 밸런싱 제어를 위한 영상분 전압은 제외되었다. 이는 직류단 전압 밸런싱 제어가 원활히 수행되면 상하단 직류단 전압의 크기가 거의 같아져 식 (1)에 의해 주어지는 영상분 전압의 크기가 전향보상에 사용되는 영상분 전압의 크기에 비해 미미해지기 때문이다.

표 1에서 주어진 파라미터를 사용했을 때, 각 PWM 방법에 따른 전압사용률을 표 2에서 확인할 수 있다. PWM1과 PWM2 방법을 사용할 때에는 전압사용률이 각각 1.06과 1.08이 되어 기존 SVPWM 대비 9%, 7% 감소한다. 하지만 GSVPWM을 사용하면 전압사용률이 1.11에 달해 기존 SVPWM 대비 전압사용률이 불과 4% 감소하는 것에 그치는 것을 확인할 수 있다.

전압사용률의 관점에서 볼 때 제안된 GSVPWM은 기존의 영상분 순환전류 제어 방식보다 뛰어난 성능을 보여준다. 뿐만 아니라 앞서 소개된 것처럼 GSVPWM은 순환전류 제어를 위한 통신을 전혀 필요로 하지 않기 때문에 전력변환시스템의 통신 부담을 덜어줄 수 있어 기존 방법 대비 확장성과 신뢰성 또한 뛰어나다.

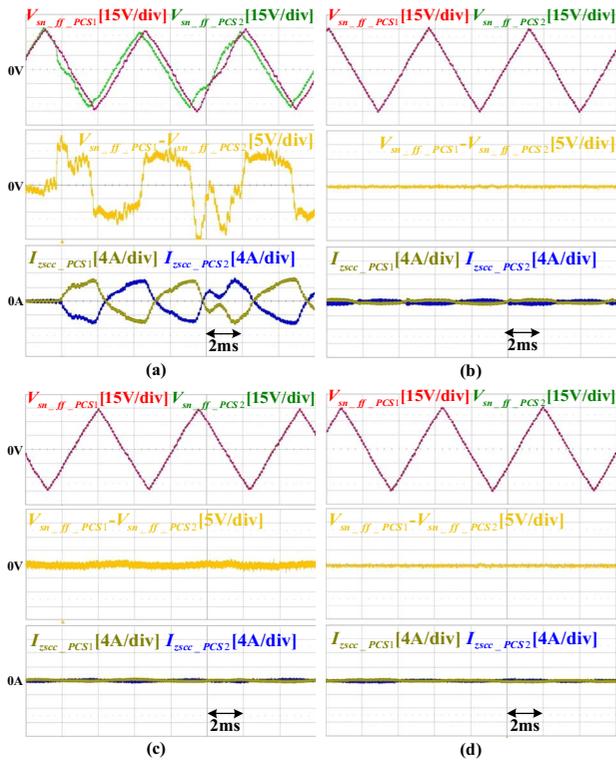


Fig. 8. Experimental results - V_{sn_ff} and ZSCC (a) at transient with the conventional SVPWM, (b) at transient with the GSVPWM, (c) at steady state with the conventional SVPWM, and (d) at steady state with the GSVPWM.

5. 실험

그림 7의 병렬 계통연계형 컨버터(PCS, Power conditioning system)들을 이용하여 실험을 수행하였다. 4개의 5kVA급 3레벨 T-type AC/DC 컨버터들(PCS1, PCS2, PCS3, PCS4)의 DC단은 하나의 리튬이온배터리에 연결되었고, AC단은 하나의 변압기에 병렬 연결되었다. 컨버터들의 직류단 중성점은 서로 연결되어있고, 사용된 컨버터들의 파라미터는 표 1과 같다.

그림 6은 4개의 병렬 PCS들이 하나씩 차례로 0kW에서 5kW까지 0.2 p.u./s의 기울기(slew rate)로 투입되는 상황에서의 A상 총 전류(I_{as_total}), 상하단 직류단 전압(V_{dcH} , V_{dcL}), 그리고 각 컨버터들의 영상분 순환전류($I_{zsc\alpha_PCS1}$, $I_{zsc\alpha_PCS2}$, $I_{zsc\alpha_PCS3}$, $I_{zsc\alpha_PCS4}$)를 나타낸다. 그림 6 (a)는 각각의 PCS가 식 (3)에 따라 기존 SVPWM을 수행할 때의 파형을 나타내고, 그림 6 (b)는 PCS들이 제안된 GSVPWM을 수행할 때의 파형을 나타낸다.

그림 6 (a)에서 볼 수 있듯이, 기존 SVPWM을 사용하면 각 PCS가 계통에 투입될 때 큰 영상분 순환전류가 흐르고 정상상태로 다가감에 따라 그 크기가 줄어든다. 마지막 PCS가 계통에 투입될 때는 정격전류의 54%($10.0A_{peak}$)에 달하는 영상분 순환전류가 투입되는

컨버터를 통해 흐른다. 반면 GSVPWM을 사용한 그림 6 (b)에서는 PCS들의 운전 상태에 관계없이 영상분 순환전류가 거의 완벽히 억제되었다. 두 경우 모두 직류단 전압 밸런싱 제어는 잘 이루어지고 있다.

영상분 순환전류가 흐르는 상황을 더 자세히 살펴보기 위해 PCS1이 5kW를 출력하고 있는 상황에서 PCS2가 0kW부터 5kW까지 0.2 p.u./s의 기울기로 투입될 때의 PCS1 영상분 전압($V_{sn_ff_PCS1}$), PCS2 영상분 전압($V_{sn_ff_PCS2}$), 두 PCS의 영상분 전압 차이($V_{sn_ff_PCS1} - V_{sn_ff_PCS2}$), 그리고 두 PCS의 영상분 순환전류($I_{zsc\alpha_PCS1}$, $I_{zsc\alpha_PCS2}$)를 그림 8에 나타냈다.

그림 8 (a)는 기존 SVPWM을 사용할 때 PCS1과 PCS2의 출력이 각각 5kW와 0kW인 과도상태를 나타내는데, 이 때 3고조파로 나타나는 영상분 전압 차이로 인해 3고조파 영상분 순환전류가 흐른다. 반면 그림 8 (b)에서 GSVPWM을 사용한 경우에는 PCS간 영상분 전압이 동일하여 영상분 순환전류가 흐르지 않는다. 그림 8 (c), (d)는 두 개의 PCS가 모두 5kW를 출력하고 있는 정상상태에서 기존 SVPWM과 GSVPWM의 파형을 보여주는데, 두 경우 모두에서 영상분 순환전류가 흐르지 않음을 확인할 수 있다.

PWM1과 PWM2 방식은 해당 실험세트에 적용할 수 없었다. 해당 실험세트의 각 PCS는 CAN(Controller Area Network)을 통해 서로 지령과 상태 정보 등을 주고받는데, 1-2Mbps에 불과한 통신 속도를 가지는 CAN에서 매 샘플링주기마다 전향보상 영상분 전압 지령을 송수신해야하는 PWM1과 PWM2를 적용하면 허용 통신 속도 초과로 인해 에러가 발생한다.

6. 결론

본 논문에서는 병렬 3레벨 AC/DC 전력변환 시스템의 영상분 순환전류를 저감하는 새로운 제어 방법이 제안되었다. 영상분 순환전류 제어기의 전향보상항으로 계통 전압을 기반으로 계산된 SVPWM 영상분 전압이 사용되었다. 병렬 컨버터들은 전류제어를 위한 계통 각 추정(PLL)을 하고 있기 때문에 같은 지점의 계통 전압을 이미 측정하고 있고, 이에 따라 제안된 제어 방법은 기존 방법들과 달리 영상분 전류제어를 위한 통신을 필요로 하지 않는다. 또한 제안된 제어 방법으로 기존 영상분 전류제어 방법들에 비해 3%~11% 더 높은 전압사용률(MI)을 얻을 수 있다.

제안된 제어 방법의 타당성을 검증하기 위하여 실험을 수행하였고, 제안된 제어 방법을 사용하면 기존의 SVPWM을 사용할 때 흐르던 영상분 순환전류가 거의 완벽하게 사라지는 것이 확인되었다.

본 연구는 2016년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구(No. 20141010502280)이며, (주) LG전자의 장비·시설 지원으로 수행된 연구입니다.

References

- [1] J. L. Agorreta, M. Borrega, J. Lopez, and L. Marroyo, "Modeling and control of N-paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 3, pp. 770 - 785, Mar. 2011.
- [2] X. Wang, F. Zhuo, J. Li, L. Wang, and S. Ni, "Modeling and control of dual-stage high-power multifunctional PV system d-q-o coordinate," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1556 - 1570, Apr. 2013.
- [3] R. Li and D. Xu, "Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1619 - 1629, Apr. 2013.
- [4] F. Bovolini and H. Pinheiro, "Flexible arrangement of static converters for grid connected wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 9, pp. 4707 - 4721, Sep. 2014.
- [5] C. T. Pan and Y. H. Liao, "Modeling and coordinate control of circulating currents in parallel three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 2, pp. 825 - 838, Apr. 2007.
- [6] C. T. Pan and Y. H. Liao, "Modeling and coordinate control of circulating currents for parallel three-phase boost rectifiers with different load sharing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2776 - 2785, Jul. 2008.
- [7] S. K. Mazumder, "Continuous and discrete variable-structure controls for parallel three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 2, pp. 340 - 354, Apr. 2005.
- [8] Z. Ye, D. Boroyevich, J. Y. Choi, and F. C. Lee, "Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 17, No. 5, pp. 609 - 615, 2002.
- [9] T. P. Chen, "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters," *IEE Proceedings - Electric Power Appl.*, Vol. 153, No. 2, pp. 282 - 288, 2006.
- [10] T. P. Chen, "Dual-modulator compensation technique for parallel inverters using space-vector modulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3004 - 3012, 2009.
- [11] J. S. S. Prasad, R. Ghosh, and G. Narayanan, "Common-mode injection PWM for parallel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 2, pp. 789 - 794, 2015.
- [12] Z. Shao, X. Zhang, F. Wang, and R. Cao, "Modeling and elimination of zero-sequence circulating currents in parallel three-level T-type grid-connected photovoltaic inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 2, pp. 1050 - 1063, 2015.
- [13] J. Shen, S. Schroder, B. Duro, and R. Roesner, "A neutral-point balancing controller for a three-level inverter with full power-factor range and low distortion," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 49, No. 1, pp. 138 - 148, Jan. 2013.
- [14] Z. Shao, X. Zhang, F. Wang, and R. Cao, "Modeling and elimination of zero-sequence circulating currents in parallel three-level T-type grid-connected photovoltaic inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 2, pp. 1050 - 1063, 2015.
- [15] D. W. Chung, J. S. Kim, and S. K. Sul, "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 34, No. 2, pp. 374 - 380, 1998.
- [16] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth based on voltage space vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 1, pp. 142 - 150, Jan. 1988.
- [17] J. Holtz, "Pulsewidth modulation - A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 39, No. 5, pp. 410 - 420, Oct. 1992.
- [18] J. H. Kim and S. K. Sul, "A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 1, pp. 66 - 75, 2004.
- [19] S. J. Chee, S. Ko, H. S. Kim, and S. K. Sul, "Common-mode voltage reduction of three level four leg PWM converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 51, No. 5, pp. 4006-4016, 2015.



손영광(孫榮光)

1991년 11월 2일생. 2014년 서울대 공대 전기·정보공학부 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전기·컴퓨터공학부 석·박사과정.



지승준(池丞燮)

1980년 8월 15일생. 2003년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2005년 동 대학원 전기·컴퓨터 공학부 졸업(석사). 2016년 동 대학원 전기·컴퓨터 공학부 졸업(공박). 2005년~삼성전자 생산기술연구소 연구원.



이영기(李永基)

1990년 6월 30일생. 2013년 서울대 공대 전기·정보공학부 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기·컴퓨터공학부 석·박사과정.



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 일본 Yaskawa Electric Corp. 상임연구고문. 1991년~현재 서울대 전기·정보공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~2011년 기초전력연구원 원장. 2011년 ICPE'11 General Chairman. 2012년~2014년 당 학회 JPE Editor-in-Chief. 2015년 당 학회 회장.