

양극성 DC 배전용 3상 3-레벨 컨버터의 누설전류 저감과 NP 전류 제어를 위한 공간벡터 PWM 방법

이은철¹, 최남섭[†], 김희준¹

Space Vector PWM Method for Leakage Current Reduction and NP Current Control in 3-phase 3-level Converter used in Bipolar DC Distribution System

Eun-Chul Lee¹, Nam-Sup Choi[†], and Hee-Jun Kim¹

Abstract

This study proposes a new PWM method for leakage current reduction and neutral point (NP) current control in three-phase three-level converter employed in bipolar DC distribution systems. The proposed PWM method uses medium vectors only when there is no need to control the NP current. Thus, common mode voltages are held constant to realize zero leakage current. Some space vectors that produce low-frequency common mode voltages are employed to minimize leakage currents when the average NP current needs to be a positive or negative value. The proposed space vector PWM is implemented based on barycentric coordinate. The validity of the proposed PWM method is verified by simulations and experiments.

Key words: Bipolar DC distribution system, 3-level converter, Leakage current, Neutral point current control

1. 서 론

기존 AC 계통 시스템에 비하여 DC 구역 배전은 교류계통의 복잡한 고조파 문제, 위상제어 문제 등을 단순화시키고 무효전력을 고려하지 않아도 되므로 전체적으로 배전시스템의 부피 및 중량을 줄이고 효율을 개선하는 장점이 있다^{[1],[2]}. 이러한 DC 배전시스템의 장점으로 인하여 마이크로그리드(microgrid), 빌딩 배전시스템, 선박 배전시스템 등에 이르기까지 DC 배전을 적용하려는 연구가 진행 중이며, 적용되는 전력용량도 점차 증대됨에 따라 대용량 3-레벨 컨버터를 도입하고 단극성보다는 양극성 DC 배전을 채택하기도 한다^[3].

한편, DC 배전 시스템의 노후화에 따른 발전기와 3-레벨 컨버터의 절연 성능의 저하로 기생 커패시턴스가 증가하는 경우 누설전류(leakage current) 또는 공통모드

전류(common mode current)에 의한 위험이 증가한다. 또한 양극성 DC 배전시스템에서 한쪽 극성에 치우치게 직류 부하 또는 전력원이 연결되는 경우 DC 전압 언밸런싱(unbalancing)이 발생할 가능성도 존재한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 양극성 배전시스템에는 전압 밸런서(voltage balancer) 또는 인터링킹 컨버터(interlinking converter)가 사용된다^[3].

누설전류는 3-레벨 컨버터의 공통모드 전압(common mode voltage)의 변동에 의하여 집지를 통하여 흐르는 전류이다. 이러한 누설전류는 공통모드 전압의 변동폭을 최소화하거나 공통모드 전압의 변동주파수를 낮추면 저감된다^{[4]-[6]}. 최근 제안된 MVPWM(medium vector PWM)은 공통모드 전압이 같은 7개의 공간벡터만 사용하므로 이론적으로는 누설전류를 완전히 제거할 수 있다^[7]. 그러나 MVPWM에 사용되는 7개의 공간벡터만으로는 DC 링크 중간점(NP; neutral point) 전류를 제어할 수 없다는 단점을 갖는다.

본 논문에서는 양극성 DC 배전용 3-레벨 컨버터에서 공통모드 전압의 변동에 의한 누설전류를 저감시키면서 동시에 전압 밸런서의 역할을 하도록 NP 전류 제어가 가능한 3-레벨 컨버터의 공간벡터 PWM(SVPWM: space vector PWM) 방법과 그 구현 방법을 제안한다. 제안하는 3-레벨 PWM 방법은 NP 전류 제어가 필요하지

Paper number: TKPE-2018-23-5-6

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

[†] Corresponding author: nschoi@jnu.ac.kr, Division of Electrical, Electronic Communication & Computer Eng., Chonnam National University

Tel: +82-61-659-7311 Fax: +82-61-659-7319

¹ Division of Electrical Engineering, Hanyang University
Manuscript received Jul. 15, 2018; revised Jul. 27, 2018;
accepted Aug. 11, 2018

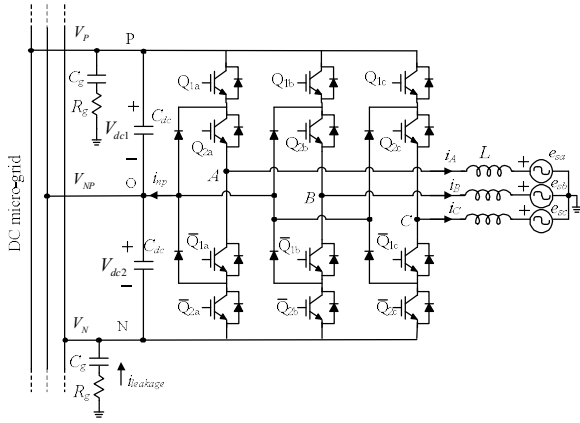


Fig. 1. 3-level converter system connected to bipolar DC microgrid.

않은 DC 밸런싱 상태에서는 기존의 MVPWM과 같이 동작한다. 반면에 NP 전류 제어가 필요한 경우에는 NP 전류를 평균의 의미에서 양(+) 또는 음(-)으로 제어하면서 동시에 저주파의 공통모드 전압을 구현하여 누설전류를 최소화 하도록 한다. 그러므로 본 논문에서 제안하는 SVPWM을 저주파 공통모드 전압 PWM (LFCPWM; low frequency common mode voltage PWM)이라 부르기로 한다. 또한 본 논문에서는 이러한 LFCPWM의 구현방법으로 새로운 무계중심 좌표계에 의한 방법을 적용하여 보다 단순하고 빠르게 벡터의 선정과 듀티비를 계산할 수 있음을 보인다^{[8],[9]}. 끝으로 PSIM 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 LFCPWM 방법과 구현방법의 특성과 유효성을 확인한다.

2. 공통모드 전압과 누설전류

그림 1은 본 논문에서 사용된 양극성 DC 배전에 연결된 3상 3-레벨 컨버터 시스템을 나타낸다. 그림 1에서 3-레벨 컨버터의 교류측에는 발전기 또는 전동기가 연결되는데 e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} 는 발전기 또는 전동기의 역기전력, L 은 발전기/전동기의 임피던스를 나타낸다. 그림 1의 시스템에서 누설전류는 직류부의 P점 또는 N점으로부터 C_g 와 R_g 를 경유하여 발전기/전동기의 고정자권선을 통하여 흐르는 경로를 갖는데 C_g 와 R_g 는 이 누설전류의 경로의 기생임피던스 성분을 나타내며 여기에는 발전기/전동기의 고정자권선과 모터 채시 사이의 기생임피던스 성분도 포함된다.

그림 2는 N점을 통하여 흐르는 누설전류($i_{leakage}$)의 경로를 나타내는 등가회로이다^[5]. 그림 2에서 3개의 전압원 v_{AN}, v_{BN}, v_{CN} 은 N점을 기준전위로 하는 3-레벨 컨버터의 교류측 전압을, $Z_f (=r_s+sL)$ 는 누설전류 경로상의 유도성 리액턴스 성분과 손실저항(r_s)을, $Z_{leakage} (=R_g+1/(sC_g))$ 는 C_g 와 R_g 의 합성임피던스를 각각 나타낸다.

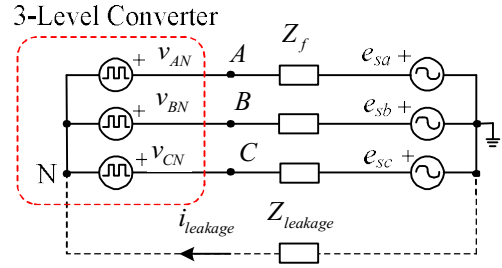


Fig. 2. Equivalent circuit for estimating leakage current.

3상 전압 e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} 가 $e_{sa}+e_{sb}+e_{sc}=0$ 이라고 가정하면 누설전류 $i_{leakage}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{leakage} = \frac{3}{Z_f + 3Z_{leakage}} v_{CM} \tag{1}$$

여기서 v_{CM} 은 컨버터 출력전압(v_{AN}, v_{BN}, v_{CN})의 공통모드 전압(common mode voltage)이며 다음과 같이 정의된다.

$$v_{CM} = \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \tag{2}$$

누설전류는 공통모드 전압의 주파수와 같고 원래의 3상 전류(i_A, i_B, i_C)에 더해져서 흐르므로 직접적으로 전체 시스템의 효율을 저하시키고 전류파형 왜곡, 전류 고조파 증가 등의 문제를 발생시킨다. 또 일반적으로 누설전류는 고주파 성분이므로 절연을 약화시키고 각종 부품의 수명을 단축시키는 요인이 된다^[4].

누설전류의 크기를 감소시키는 방안과 관련하여 식 (1)이 제시하는 중요한 의미는 다음과 같다.

- 1) 공통모드 전압을 일정하게 유지한다면 누설전류가 영(0)이 된다.
- 2) 공통모드 전압의 주파수를 낮추면 $Z_{leakage}$ 가 증가하므로 $i_{leakage}$ 의 크기가 감소한다.

누설전류의 허용치는 독일 DIN V VDE V 0126-1-1 표준에서 태양광 시스템에서는 300 mA(피크값) 이내가 되도록 정하고 있다^[5]. 누설전류를 최대한 저감함으로써 출력전류의 고조파 성분이 감소하여 왜곡이 줄어들고 3-상 3-레벨 컨버터 시스템의 안전성과 신뢰성이 향상되는 효과를 갖는다.

그림 3은 3상 3-레벨 컨버터의 27가지의 스위칭 상태를 포함하는 공간벡터를 나타낸다. 각각의 공간벡터의 공통모드 전압은 식 (1)에 의하여 계산할 수 있다. 예를 들면 $V_1[PNN]$ 의 공통모드 전압은 $V_{AN} = V_{dc}, V_{BN} = 0, V_{CN} = 0$ 이므로 $V_{CM} = (V_{AN} + V_{BN} + V_{CN})/3 = V_{dc}/3$ 가 된다.

3상 컨버터에서는 교류측 전압 파형의 합성을 위하여 한 스위칭주기 내에서도 듀티비에 따라 서로 다른 공간

TABLE I
CLASSIFICATION OF SPACE VECTORS

Common Mode Voltage NP Current Control	0	$(1/6)V_{dc}$	$(2/6)V_{dc}$	$(3/6)V_{dc}$	$(4/6)V_{dc}$	$(5/6)V_{dc}$	V_{dc}
Positive NP Current					V_{13} [POO] V_{15} [OPO] V_{17} [OOP]	V_{14} [PPO] V_{16} [OPP] V_{18} [POP]	
Negative NP Current		V_{13} [ONN] V_{15} [NON] V_{17} [NNO]	V_{14} [OON] V_{16} [NOO] V_{18} [ONO]				
NP Current is not Controllable	V_0 [NNN]		V_1 [PNN] V_3 [NPN] V_5 [NNP]	V_0 [OOO] V_7 [PON] V_8 [OPN] V_9 [NPO] V_{10} [NOP] V_{11} [ONP] V_{12} [PNO]	V_2 [PPN] V_4 [NPP] V_6 [PNP]		V_6 [PPP]

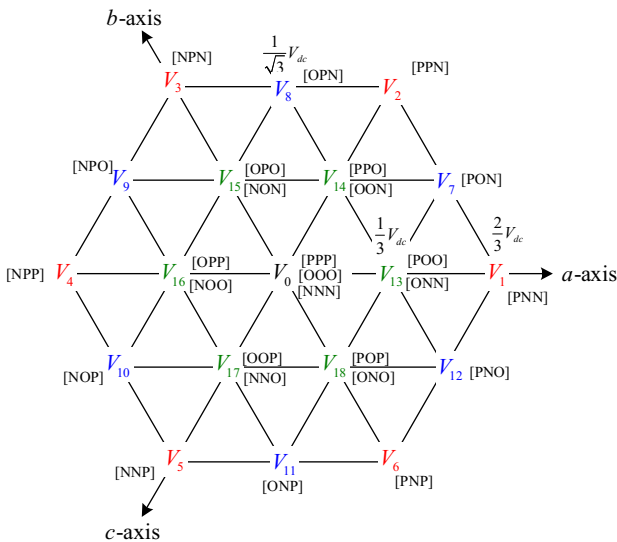


Fig. 3. Space vector diagram of 3-level converter.

벡터를 선택하므로 공통모드 전압도 그때마다 변할 수 있다. 만일 공통모드 전압이 같은 특정한 스위칭 상태만을 사용하여 컨버터를 제어할 수 있다면 누설전류를 완전히 제거할 수 있다.

예를 들면 공통모드 전압이 $V_{dc}/2$ 인 스위칭 상태는 V_0 [OOO], V_7 [PON], V_8 [OPN], V_9 [NPO], V_{10} [NOP], V_{11} [ONP], V_{12} [PNO]의 7개가 되는데 이러한 스위칭 상태를 사용하여 인버터를 제어한다면 공통모드 전압이 변하지 않으므로 누설전류가 최소화된다. 이와 같은 방법을 MVPWM (medium vector pulsewidth modulation) 이라고 한다^[7]. 그러나 MVPWM을 사용하면 누설전류는 최소화할 수는 있지만 컨버터의 직류측 중간점, 즉 O점으로 주입/유출되는 전류(i_{np})를 제어할 수 없는 단점이 있다.

3. 제안된 저주파 공통모드 전압을 갖는 LFCPWM

표 1은 모든 공간벡터를 NP 전류 제어 효과와 공통모드 전압의 크기에 따라 분류한 것이다. 누설전류를 최소화하기 위해서는 공통모드 전압의 진폭이나 주파수를 최소화 하면 된다. 특히 공통모드 전압의 주파수를 최소화하면 $Z_{leakage}$ 임피던스가 증가하므로 누설전류를 저감할 수 있다. 본 논문에서는 교류측 전압의 3배 주파수가 되는 저주파의 공통모드 전압을 실현함으로써 누설전류를 최대한 저감하면서 동시에 NP 전류를 제어하는 두 가지 목적을 동시에 만족하도록 하는 LFCPWM 기법을 제안한다.

3.1 제안된 LFCPWM의 동작모드

본 논문에서 제안된 LFCPWM은 NP 전류의 제어 상태에 따라 3가지 동작모드를 갖는다.

PWM 모드-A : 공통모드 전압이 $(4/6)V_{dc}$ 인 6개의 공간벡터를 도시하면 그림 4와 같다. 이 가운데 V_{13} , V_{15} , V_{17} 의 3개는 NP 전류가 양(+)의 값을 갖는 효과를 갖고, 나머지 V_2 , V_4 , V_6 는 NP 전류에 대한 제어성을 갖지 않는다. 그림 4에서 6개의 공간벡터가 만드는 삼각형은 4개의 영역(A_1 , A_2 , A_3 , A_4)으로 나누어 볼 수 있다. 만일 기준벡터가 $A_1 \sim A_4$ 가운데 한 영역에 속한다면 가장 인접한 3개의 벡터를 사용하여 기준벡터를 합성할 수 있다. 각 영역에는 NP 전류가 양(+)이 되는 공간벡터가 적어도 2개 이상 포함된다. 그러므로 기준전압 벡터가 $A_1 \sim A_4$ 가운데 한 영역에 속한다면 한 스위칭 주기 동안 평균전인 NP 전류는 양(+)의 값을 갖게 될 것이다.

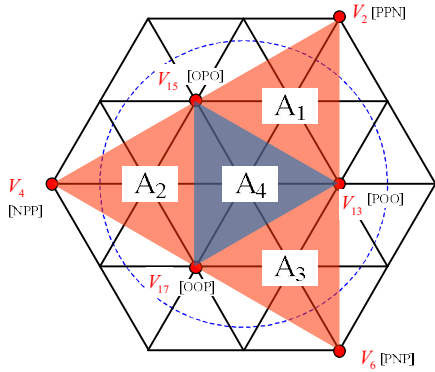


Fig. 4. Space vectors selected in mode-A.

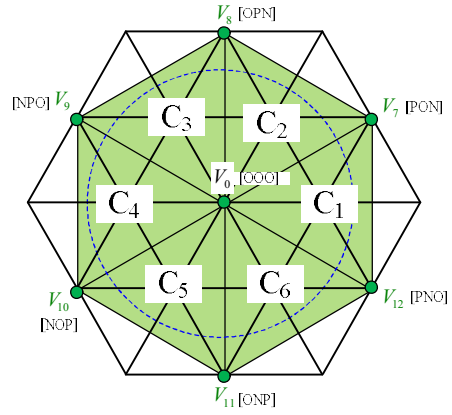


Fig. 6. Space vectors selected in mode-C.

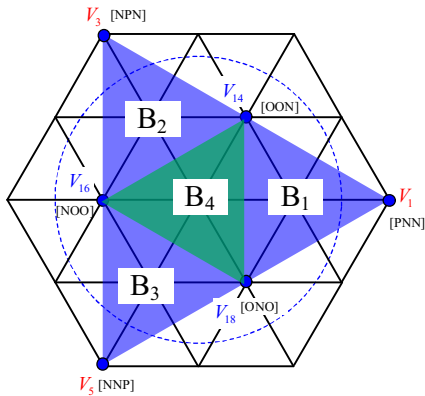


Fig. 5. Space vectors selected in mode-B.

PWM 모드-B : 공통모드 전압이 $(2/6)V_{dc}$ 인 6개의 공간벡터를 도시하면 그림 5와 같다. 그림 5에서 6개의 공간벡터가 만드는 삼각형은 4개의 영역(B_1, B_2, B_3, B_4)으로 나누어 볼 수 있다. 만일 기준벡터가 $B_1 \sim B_4$ 가운데 한 영역에 속한다면 가장 인접한 3개의 벡터를 사용하여 기준벡터를 합성할 수 있다. 각 영역에는 NP 전류가 음(-)인 공간벡터 (V_{14}, V_{16}, V_{18})가 적어도 2개 이상 포함된다. 그러므로 기준전압 벡터가 $B_1 \sim B_4$ 가운데 한 영역에 속한다면 한 스위칭 주기 동안 평균전인 NP 전류는 음(-)의 값을 갖게 될 것이다.

PWM 모드-C : PWM 모드-C 동안에는 그림 6에 보인 것처럼 공통모드 전압이 $(3/6)V_{dc}$ 이고 NP 전류에 대하여 제어성을 갖지 않는 7개의 벡터 $V_0[OOO]$ 와 $V_7 \sim V_{12}$ 를 사용한다. 이러한 7개의 공간벡터가 만드는 삼각형은 6개의 영역($C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$)으로 나누어 볼 수 있다. 모드 C의 동작은 MVPWM과 같다.

그림 7은 본 논문에서 제안된 LFCPWM의 제어 흐름도를 나타낸다. 매 스위칭 주기마다 NP 전류에 대한 제어를 결정하는데, 음(-)의 NP 전류가 필요한 경우 기준벡터가 $A_1 \sim A_4$ 영역에 속하면 모드-A로 동작하지만 기준벡터가 $A_1 \sim A_4$ 영역 밖에 속하면 모드-C로 제어한다. 마찬가지로 양(+)-의 NP 전류가 필요한 경우 기준벡터가

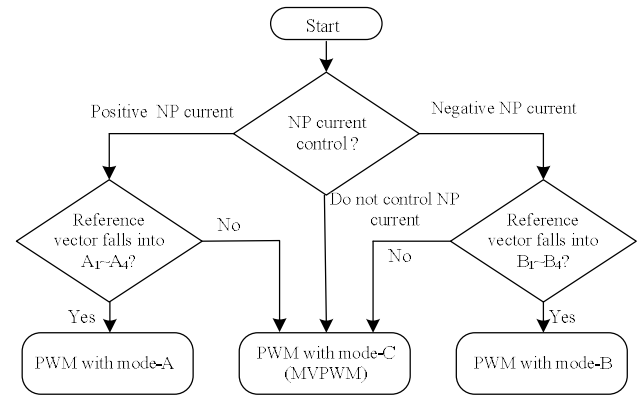


Fig. 7. Operating mode selection for the proposed SVPWM.

$B_1 \sim B_4$ 영역에 속하면 모드-B로 동작하지만 기준벡터가 $B_1 \sim B_4$ 영역 밖에 속하면 모드-C로 동작한다. 또 만일 NP 전류에 대한 제어가 필요하지 않으면 모드-C로 제어한다.

3.2 무계중심 좌표계에 의한 LFCPWM의 구현

무계중심좌표(barycentric coordinates)는 19세기 수학자 뫼비우스(Möbius)에 의해 처음 고안되었으며 오늘날 비디오의 3원색에 의한 색구현, 3D 영상처리 등에 주로 응용되고 있다^[8].

그림 8과 같이 주어진 삼각형 $\Delta(V_1V_2V_3)$ 가 있고 점 V_{ref} 가 $\Delta(V_1V_2V_3)$ 의 내부에 있는 경우 면적비 $S_1 : S_2 : S_3$ 를 $\Delta(V_1V_2V_3)$ 에 있어서 점 V_{ref} 의 무계중심좌표라고 정의한다.

일반적인 SVPWM은 3개의 벡터 V_1, V_2, V_3 를 사용하여 기준벡터 V_{ref} 를 선형조합으로 합성하는 문제로 정형화 된다. 즉,

$$V_{ref} = d_1V_1 + d_2V_2 + d_3V_3 \quad (3)$$

여기서 d_1, d_2, d_3 는 각 공간벡터의 듀티비(duty ratio)이며 $0 \leq (d_1, d_2, d_3) \leq 1, d_1 + d_2 + d_3 = 1$ 이다.

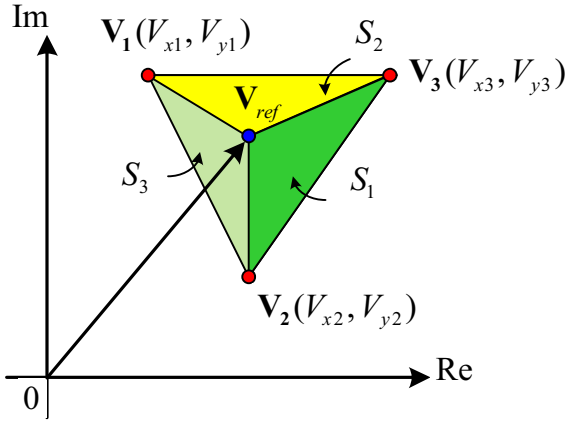


Fig. 8. Barycentric coordinate representation of reference vector.

기준벡터를 $V_{ref} = V_{refx} + jV_{refy}$, 3개의 임의의 벡터를 $V_1 = V_{1x} + jV_{1y}$, $V_2 = V_{2x} + jV_{2y}$, $V_3 = V_{3x} + jV_{3y}$ 라고 할 때 식 (3)은 다음과 같다.

$$V_{refx} + jV_{refy} = d_1(V_{1x} + jV_{1y}) + d_2(V_{2x} + jV_{2y}) + d_3(V_{3x} + jV_{3y}) \quad (4)$$

따라서 식 (4)와 $d_1 + d_2 + d_3 = 1$ 로부터 d_1, d_2, d_3 를 구하는 식을 세울 수 있다. 즉,

$$\begin{bmatrix} V_{1x} & V_{2x} & V_{3x} \\ V_{1y} & V_{2y} & V_{3y} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{refx} \\ V_{refy} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

그러므로, 각 벡터의 듀티비는 다음과 같이 구해진다.

$$d_1 = \frac{M_1}{M}, \quad d_2 = \frac{M_2}{M}, \quad d_3 = \frac{M_3}{M} \quad (6)$$

여기서,

$$M = \begin{vmatrix} V_{1x} & V_{2x} & V_{3x} \\ V_{1y} & V_{2y} & V_{3y} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}, \quad M_1 = \begin{vmatrix} V_{refx} & V_{2x} & V_{3x} \\ V_{refy} & V_{2y} & V_{3y} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix},$$

$$M_2 = \begin{vmatrix} V_{1x} & V_{refx} & V_{3x} \\ V_{1y} & V_{refy} & V_{3y} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}, \quad M_3 = \begin{vmatrix} V_{1x} & V_{2x} & V_{refx} \\ V_{1y} & V_{2y} & V_{refy} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \quad (7)$$

그런데 $M_1 = 2S_1$, $M_2 = 2S_2$, $M_3 = 2S_3$ 를 의미하므로, 각 벡터의 듀티비는 다음과 같이 무게중심좌표계와 관련이 있음을 알 수 있다.

$$d_1 = \frac{S_1}{S}, \quad d_2 = \frac{S_2}{S}, \quad d_3 = \frac{S_3}{S} \quad (8)$$

여기서 $S = S_1 + S_2 + S_3 = M/2$ 이다.

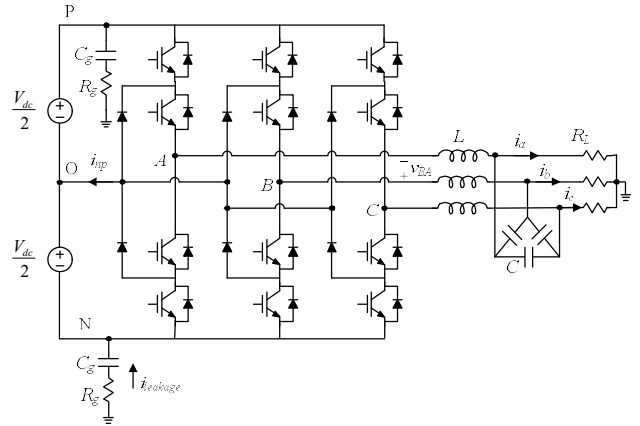


Fig. 9. Circuit diagram for simulation and experimental setup.

무게중심좌표계를 사용하면 다음과 같은 장점이 있다.

- 1) 듀티비를 계산할 때 SIN, COS의 함수계산 없이 단순한 가감승제 계산만으로 구할 수 있으므로 계산량이 줄어든다.
- 2) 다수의 공간벡터를 갖는 멀티레벨 인버터/컨버터에 적용하기 쉽다.
- 3) 기준벡터가 속한 섹터에 따라 서로 다른 듀티비를 정하는 식을 유도할 필요가 없이 기준벡터가 어떤 섹터에 있던지 동일한 식으로 듀티비를 표현할 수 있다.
- 4) 무게중심좌표계의 좌표값은 면적으로 표시되므로 듀티비가 어떻게 정해지는지에 대한 직관적인 이해를 할 수 있다.

4. 시뮬레이션

제안하는 LFCPWM의 동작, 효과와 성능을 확인하기 위하여 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 공통모드 전압변동에 의한 누설전류를 살펴보면 있어 교류측 3상 전압 e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} 를 제거하고 살펴보면 일 반성에는 변함이 없으므로 시뮬레이션과 실험에는 컨버터의 그림 9처럼 교류측에 L-C 필터와 저항부하(R_L)가 연결되어 있는 것으로 설정했다. 여기서 $L=0.2$ mH, $C=20$ μ F, $R_L=16$ Ω 이고 누설전류 경로상의 기생성분인 C_g 와 R_g 는 $C_g=1.65$ μ F, $R_g=10$ Ω 로 설정하였다.

그림 10은 3-레벨 컨버터의 DC 측이 $V_{dc1} = V_{dc2} = 64$ V이고 모드-A와 모드-C로만 동작하는 경우의 시뮬레이션 파형이다. 그림 10의 시뮬레이션에서 스위칭 주파수 8 kHz, 변조지수 1.0이며 데드타임(dead time)에 의한 효과를 배제하기 위하여 데드타임은 영(0)으로 설정하였다.

그림 10에서 LFCPWM은 모드-C와 모드-A를 교번적으로 반복하는데 각 모드의 지속시간은 변조지수의 크기에 따라 달라진다. 이 경우 공통모드 전압 v_{CM} 은 모드

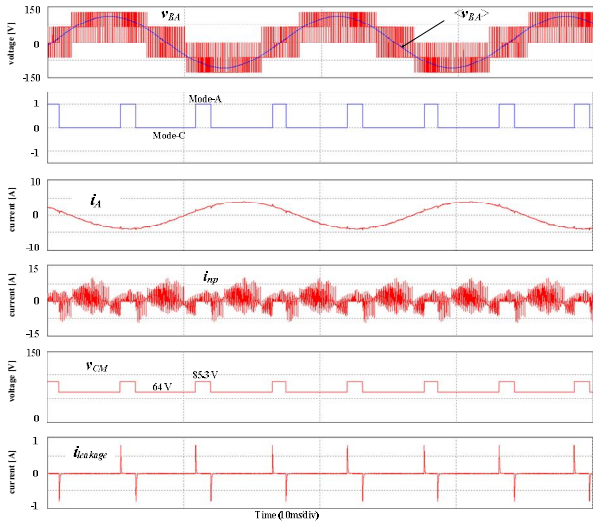


Fig. 10. Simulation waveforms with the proposed LFCPWM having positive averaged NP current. (no dead time)

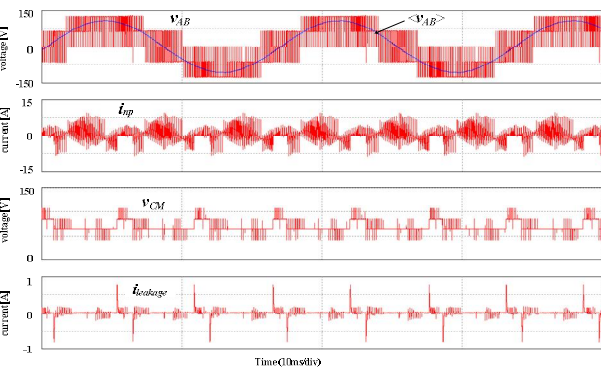


Fig. 11. Simulation waveforms with LFCPWM having positive averaged NP current. (dead time: 1 usec)

-C일 때 $(3/6)V_{dc}=64\text{ V}$, 모드-A일 때 $(4/6)V_{dc}=85.3\text{ V}$ 가 되고 모드-C와 모드-A가 3차로 교번하므로 180 Hz의 주파수를 갖는다. 그 결과 누설 전류는 동작모드가 변동하는 순간에만 과도적으로 나타나고 대부분의 시간 구간에서 영(0)이 됨을 볼 수 있다. 또 그림 10에서 모드-A와 모드-C만으로 동작시킬 때 NP 전류는 양의 평균값을 갖는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 그림 10의 시뮬레이션과 동일한 조건에서 3-레벨 컨버터의 데드타임을 1 μsec 로 설정한 경우의 시뮬레이션 파형으로 데드타임의 효과를 나타낸다.

그림 11에서 보듯이 데드타임 동안 컨버터의 전압벡터는 원래 의도했던 전압벡터가 아닌 다른 전압벡터가 선택되므로 공통모드 전압이나 누설전류에 약간의 리플이 증가함을 볼 수 있다.

그림 12는 모드-C로만 동작할 때 시뮬레이션 파형이다. 모드-C는 기존의 MVPWM과 같으며 그림 12에서 NP 전류의 평균값은 0이며 누설전류는 데드타임 동안만 잠깐 흐르는 것을 볼 수 있다.

그림 13은 제안된 LFCPWM의 누설전류 감소효과를

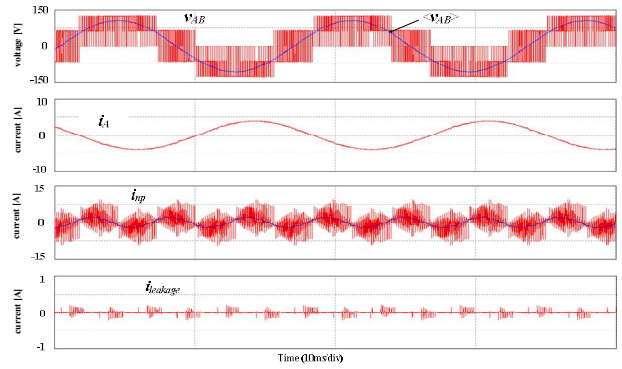


Fig. 12. Simulation waveforms with the proposed LFCPWM having mode-C.

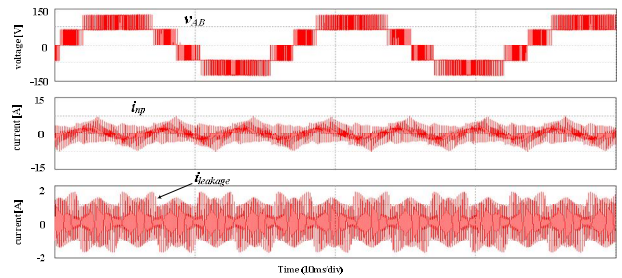


Fig. 13. Simulation waveforms with the conventional SVPWM.

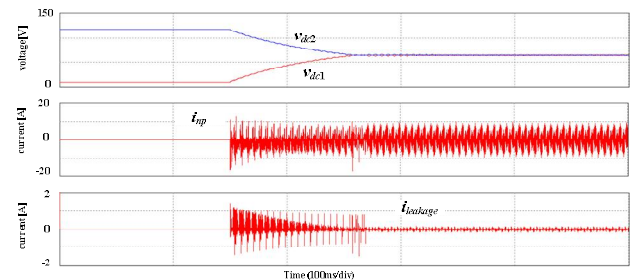


Fig. 14. Simulation waveforms of balancing control for 3-level converter with DC side capacitors.

상대적으로 비교하기 위한 것으로 기존의 SVPWM에 의한 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 그림 11, 12, 13에서 보듯이 제안된 LFCPWM은 기존의 SVPWM 보다 누설 전류의 크기를 크게 감소시키는 것을 확인할 수 있다.

제안된 LFCPWM을 기존의 SVPWM과 비교할 때 공통모드 전압의 크기와 주파수가 감소하여 누설전류의 감소효과는 큰 대신 한 사이클 동안 스위칭 주파수는 SVPWM과 비교했을 때 1/3배 만큼 증가한다. 따라서 스위칭 손실은 다소 증가할 것으로 예상되는데 좀 더 구체적인 분석은 본 논문의 범위와 분량을 벗어나므로 후속 연구로 남겨놓는다.

그림 14는 3-레벨 컨버터의 직류측이 커패시터 뱅크로 이루어진 경우 제안된 LFCPWM의 NP 전류 제어에 의하여 NP 전압 밸런싱 동작이 이루어지는 것을 나타낸다. 초기 언밸런싱 $V_{dc1}=10\text{ V}$, $V_{dc2}=118\text{ V}$ 인 상태에서 V_{dc1} , V_{dc2} 의 전압차로부터 양의 NP 전류를 흘릴 것인지

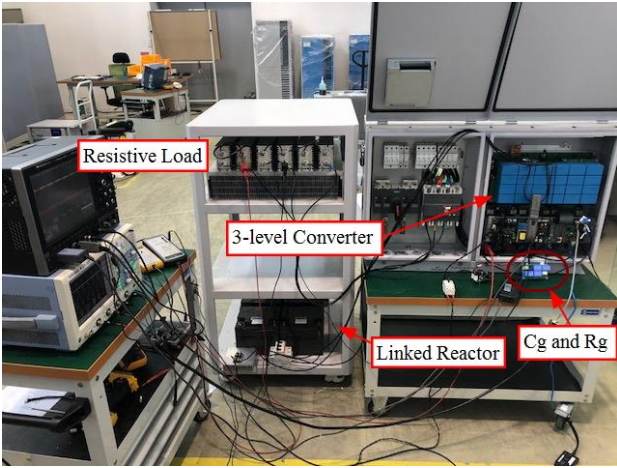


Fig. 15. Experimental setup for testing the proposed LFCPWM algorithm.

음의 NP 전류를 흘릴 것인지 결정한다. 그림 14에서 260 ms가 되기 전에는 NP 전압을 감소시키도록 음(-)의 NP 전류가 흐르도록 동작하며, 260 ms 이후는 V_{dc1} , V_{dc2} 의 전압차가 허용범위(여기서는 ± 3 V)이내에 들어왔으므로 더 이상 NP 전류에 대한 제어동작하지 않고 모드-C로만 동작한다.

그림 14에서 보듯이 NP 전류를 제어함으로써 DC측 전압 밸런싱 동작이 이루어짐을 확인할 수 있다. 즉, 처음 어느 정도 구간까지는 모드-B와 모드-C로 이루어진 PWM 동작을 하다가 밸런싱이 이루어진 이후에는 모드-C로만 동작함으로써 누설전류가 없는 파형을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

5. 실험

제안하는 LFCPWM 방법의 유효성을 검증하기 위하여 그림 15와 같이 10 kW급의 3상 3-레벨 컨버터를 제작하였고 제어기는 TMS320F28335를 중심으로 구성하여 실험을 수행하였다. 실험세트에 사용된 소자의 값들과 실험조건은 앞서 시뮬레이션에 사용된 것과 동일하게 구성하였다.

그림 16은 3-레벨 컨버터를 한 주기 평균값이 양(+)인 NP 전류가 흐르도록 운전할 때 각부의 동작파형이다. 그림 16에서 NP 전류는 양(+)의 평균값을 갖는 것을 확인할 수 있고 누설전류는 모드 변경의 순간만 0.5 A 수준의 약간의 리플을 갖고 대부분의 구간에서 매우 작음을 볼 수 있으며 그림 11에 보인 시뮬레이션 결과와 일치함을 확인할 수 있다.

그림 17은 한 주기 평균값이 음(-)인 NP 전류가 흐르도록 운전할 때 각부의 동작파형을 나타낸다. 그림 17에서 NP 전류는 음(-)의 평균값을 갖는 것을 확인할 수 있고 누설전류는 모드 변경의 순간만 약간의 리플을 갖고 대부분의 구간에서 매우 작다는 것을 확인할 수 있다.

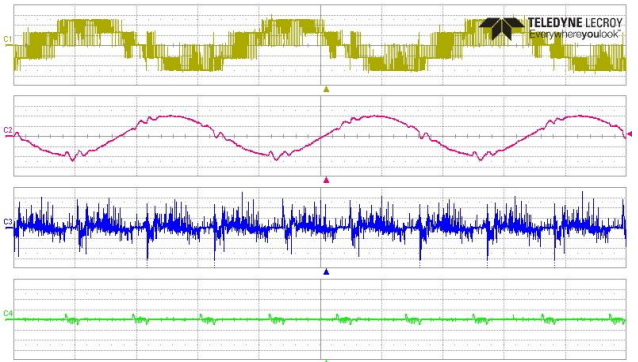


Fig. 16. Experimental waveforms with LFCPWM having positive averaged NP current; From top v_{BA} (50 V/div), i_a (2 A/div), i_{np} (5 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 5 ms/div.

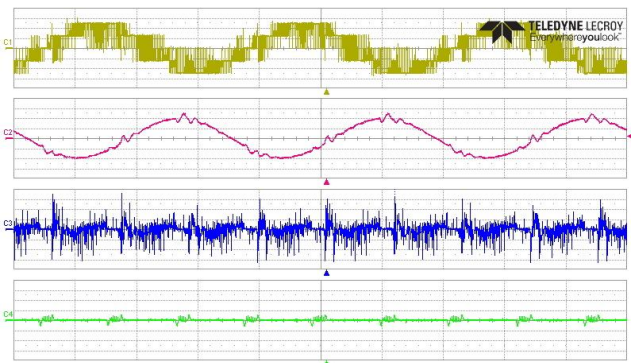


Fig. 17. Experimental waveforms with LFCPWM having negative averaged NP current; From top v_{BA} (50 V/div), i_a (2 A/div), i_{np} (5 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 5 ms/div.

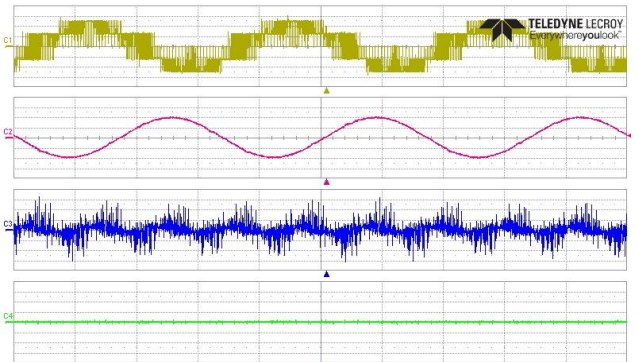


Fig. 18. Experimental waveforms with LFCPWM having mode-C operation(MVPWM); From top v_{BA} (50 V/div), i_a (2 A/div), i_{np} (5 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 5 ms/div.

그림 18은 NP 전류를 제어할 필요가 없는 경우 모드-C로만 운전할 때 각부의 동작파형을 각각 나타내며 이 경우 동작파형은 MVPWM과 같다. 그림 18에서 NP 전류는 지배적인 3고조파를 갖고 옴셋이 없는 파형이 됨을 확인할 수 있으며 누설전류는 거의 영(0)이 됨을 볼 수 있다. 또 그림 18의 실험파형은 그림 12에 보인 시뮬레이션 결과와 일치함을 확인할 수 있다.

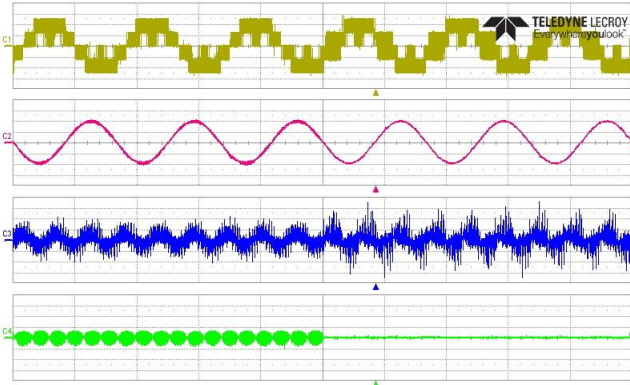


Fig. 19. Experimental waveforms when the 3-level converter changes from conventional SVPWM operation to the proposed LFCPWM mode-C operation; From top v_{BA} (50 V/div), i_a (2 A/div), i_{np} (5 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 5 ms/div.

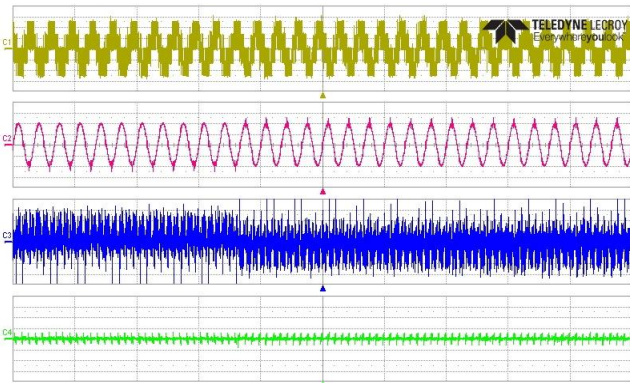


Fig. 20. Experimental waveforms when the converter with LFCPWM changes from positive NP current operation to negative NP current operation; From top v_{BA} (50 V/div), i_a (2 A/div), i_{np} (5 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 5 ms/div.

그림 19는 제안된 LFCPWM과 기존의 SVPWM의 비교를 위하여 3-레벨 컨버터를 기존의 SVPWM으로 운전하다가 LFCPWM의 모드-C로 전환할 때 각부의 동작파형을 나타낸다. 앞의 그림 13의 시뮬레이션 파형에서 예측한 것처럼 실험 결과 기존의 SVPWM은 평균 0.8 A 수준의 큰 누설전류를 갖는 것으로 볼 수 있는데 LFCPWM의 모드-C로 전환되면서 누설전류가 제거되었음을 확인할 수 있다. 특히 그림 19에서 LFCPWM에서 누설전류가 제거됨으로 인하여 제안된 LFCPWM이 기존의 SVPWM 보다 부하전류 i_a 에 더 적은 고조파 성분을 포함하는 것을 볼 수 있다.

그림 20은 NP 전류가 양(+)인 동작상태로부터 음(-)인 동작상태로 전환할 경우의 동작파형이며, 그림 21은 NP 전류가 음(-)인 동작상태로부터 양(+)인 동작상태로 전환할 경우의 동작파형이다. LFCPWM은 오픈루프제어(open-loop control)이므로 즉시 NP 전류의 방향전환이 이루어지는데 그림 20과 21에서 이런 사실을 확인할 수

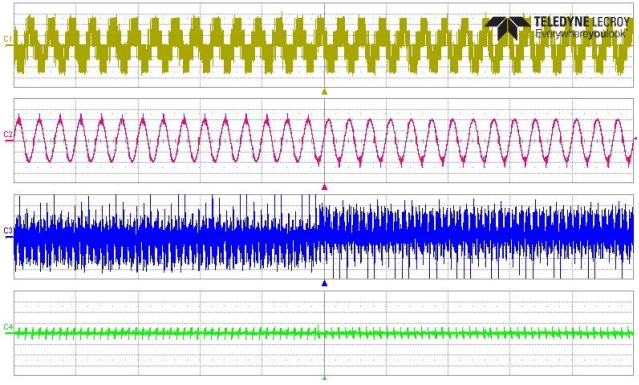


Fig. 21. Experimental waveforms when the converter with LFCPWM changes from negative NP current operation to positive NP current operation; From top v_{BA} (50 V/div), i_a (2 A/div), i_{np} (5 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 5 ms/div.

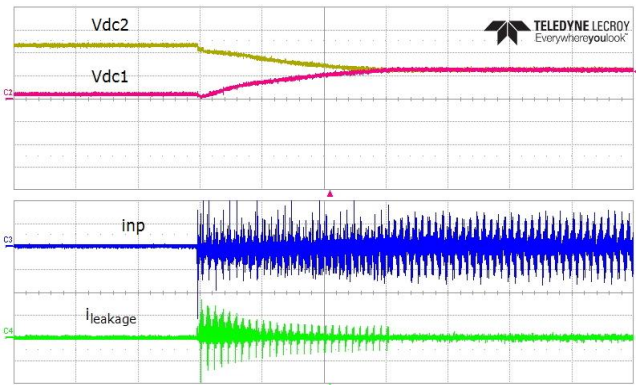


Fig. 22. Experimental waveforms showing DC capacitor voltage balancing by NP current control; From top v_{dc1} and v_{dc2} (50 V/div), i_{np} (10 A/div), $i_{leakage}$ (1 A/div) and 50 ms/div.

있고 NP 전류의 방향에 관계없이 누설전류의 크기는 동일함을 알 수 있다.

그림 22는 앞서 그림 14의 시뮬레이션과 같은 조건에서 제안된 LFCPWM의 NP 전류 제어에 의한 DC 링크 전압의 밸런싱 동작 실험파형을 나타낸다. 초기 언밸런싱 $V_{dc1}=10$ V, $V_{dc2}=118$ V인 상태에서 시작하여 150 ms에서 운전을 개시하는데 $V_{dc1} < V_{dc2}$ 이므로 NP 전압을 감소시키도록 음(-)의 NP 전류가 흐르도록 제어한다.

그 결과 그림 22에서 보듯이 동작개시 후 약 150 ms 동안 두 커패시터 전압은 밸런싱 동작이 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 그림 22에서 약 300 ms 이후는 V_{dc1} , V_{dc2} 의 전압차가 허용범위 이내에 들어왔으므로 더 이상 NP 전류에 대한 제어동작하지 않고 모드-C로만 동작하며 누설전류도 거의 0이 됨을 확인할 수 있다. 그림 22의 실험파형은 그림 14의 시뮬레이션 파형과 거의 일치하며 따라서 제안된 LFCPWM이 잘 동작함이 확인된다.

6. 결 론

본 논문에서는 양극성 DC 배전에 사용되는 3상 3-레벨 컨버터의 누설전류 저감과 NP 전류 제어를 위한 새로운 SVPWM 기법, 즉 저주파 공통모드 전압 PWM (LFCPWM)을 제안하였다. 또 본 논문에서는 임의의 3개 공간벡터 내부에 들어가는 기준벡터를 합성하는 방법으로서 무게중심좌표계에 의한 기법을 도입하여 제안한 LFCPWM의 구현에 적합함을 보였다. 제안한 LFCPWM 방법은 매우 큰 누설전류 감소효과를 갖는다. 또 기존의 SVPWM이나 MVPWM이 NP 전류 제어특성이 없는 반면 제안된 LFCPWM은 누설전류를 저감하면서도 NP 전류를 제어하는 특성을 갖는다. 특히 3-레벨 컨버터의 직류측이 DC 커패시터로 구성된 경우 언밸런싱 상태에 대하여 LFCPWM을 적용함으로써 수 사이클 이내에서 NP 전압이 밸런싱 상태가 됨을 확인할 수 있었다. 끝으로 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안하는 LFCPWM 기법의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 전남대학교 학술연구비(과제번호: 2016-2655) 지원에 의하여 연구되었음

이 논문의 일부는 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. NRF-2017R1D1A3B03030786)

References

- [1] D. Kumar, F. Zare, and A. Ghosh, "DC microgrid technology: System architectures, AC grid Interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects," *IEEE Access*, Vol. 5, pp. 12230-12256, 2017.
- [2] Z. Jin, M. Savaghebi, and J. C. Vasquez, "Maritime DC microgrids—a combination of microgrid technologies and maritime onboard power system for future ships," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, China, May 2016.
- [3] S. D. Tavakoli, G. Kakhodaei, M. Mahdavyfakhr, M. Hamzeh, and K. Sheshyekani, "Interlinking converters in application of bipolar dc microgrids," *2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 37-42, Mashhad, Iran, Feb. 2017.

- [4] A. L. Julian, G. Oriti, and T. A. Lipo, "Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, Sep. 1999.
- [5] T. Kerekes, R. Teodorescu, and U. Borup, "Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid," *Conf. Record on APEC 2007*, Anaheim, USA, pp. 1733-1737, Feb./Mar. 2007.
- [6] J. S. Lee and K. B. Lee, "New modulation techniques for a leakage current reduction and a neutral-point voltage balance in transformerless photovoltaic systems using a three-level inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29, No. 14, Apr. 2014.
- [7] K. S. Ahn, N. S. Choi, E. C. Lee, and H. J. Kim, "A study on a carrier based PWM having constant common mode voltage and minimized switching frequency in three-level inverter," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 11, No. 2, pp. 393-404, Mar. 2016.
- [8] Tondeur, *Barycentric Representation for the Incenter and Excenters of a Triangle*, Amer. Math. Monthly 94 Vol. 10, pp. 975-976, 1987.
- [9] N. S. Choi and E. C. Lee, "Simple Implementation of space vector PWM using barycentric coordinates," *Conference Record on Korea Institute of Power Electronics 2015 Summer Conference*, pp. 45-46, Jul. 2015.

이 은 철 (李銀哲)

1978년 3월 4일생. 2006년 군산대 전자정보공학과 졸업(석사). 2015년 한양대 전자시스템공학과 수료(박사). 2006년~2016년 (주)윌링스 RE 연구실장. 2018년~현재 (주)에코스 연구소장.



최 남 섭 (崔南燮)

1963년 3월 5일생. 1987년 고려대 전기공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 졸업(공학박사). 1999년~2000년 미국 University of Wisconsin-Madison 방문교수. 2008년~2009년 미국 Michigan State University 방문교수. 1995년~현재 전남대 전기전자통신컴퓨터공학부 교수.



김 희 준 (金熙峻)

1954년 11월 16일생. 1976년 한양대 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 일본 큐슈대 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년~현재 한양대 전자공학과 교수. 2015년 대한전기학회 회장. IEEE 수석 멤버.

