

비엔나 정류기의 공통모드 전압 저감이 가능한 캐리어 비교 PWM 기법

이동현¹, 최원일², 홍창표³, 김학원[†], 조관열²

Carrier Comparison PWM Method of Vienna Rectifier for Reduction of Common Mode Voltage

Dong-Hyun Lee¹, Won-Il Choi², Chang-Pyo Hong³, Hag-Wone Kim[†], and Kwan-Yuhl Cho²

Abstract

This paper proposes a new PWM method to reduce the common mode voltage change in three-level Vienna rectifier. This new proposed PWM method uses medium voltage vector for the three-level Vienna rectifier to determine the sum of three-phase voltage zero, and the common mode voltage variation is decreased. Using the carrier comparison method, the switching function generator for three-level Vienna rectifier has been proposed. The effects of the proposed PWM method have been verified through simulation using the PSIM.

Key words: EMI(Electro Magnetic Interference), Vienna rectifier, Medium vector pulse width modulation

1. 서 론

최근 역률 규제 및 전력 사용 효율성을 위하여 가진 분야뿐만 아니라 산업용 전동기 구동 시스템에 있어서 펄스 폭 변조(Pulse Width Modulation, 이하 PWM) 정류기의 사용이 늘어나고 있다. 대용량의 산업용 전원의 경우 3레벨 비엔나 정류기가 단방향의 전력 변환이 요구되는 AC/DC 컨버터의 입력 전류 고조파 저감을 위한 회로로 검토되고 있다^[1]. 3레벨 비엔나 정류기는 2레벨 정류기 보다 전압과 전류의 총 왜곡률(Total Distortion, 이하 THD)이 낮아진다. 또한 비엔나 정류기의 스위칭 구현 방식은 2레벨 비해 복잡하나 전력용 소자의 내압은 절반으로 줄고 스위칭 손실은 2레벨에 비해 3레벨 비엔나 정류기가 작아서 고효율에 유리하다^[2].

한편 비엔나 정류기와 같은 PWM 정류기는 고주파

PWM으로 인해 고주파의 전압 및 전류 노이즈를 발생하며, 이 고주파의 전압 및 전류 노이즈는 전도성 혹은 방사성 전자기 장애(EMI, Electromagnetic Interference)를 발생하여 인접한 다른 기기의 오작동을 초래할 수 있다^[3-6]. 최근의 전력변환기술은 반도체 소자 기술의 향상에 따라 스위칭 주파수는 점점 고속화 되어가는 추세에 있으며, 이에 따라 EMI 문제는 점점 증가될 것으로 예상된다. 이와 같은 문제점들의 직/간접적인 원인은 정류기 시스템에서 발생하는 차동 모드 전압 노이즈(Differential Mode Voltage Noise)와 공통 모드 전압 노이즈(Common Mode Voltage Noise)에 기인되며, 차동 모드 전압 노이즈는 노이즈 필터로 쉽게 해결되지만 공통 모드 전압 노이즈는 누설 전류와 관계가 있어서 노이즈 필터로 저감하기 어렵다. 이런 공통 모드 전압의 크기는 전력 변환기 각 상의 스위칭 상태에 따라 결정되며, 그 주파수는 전력 변환기의 스위칭 주파수와 관계가 있다. 특히 정류기의 공통 모드 전압에 의한 누설 전류의 증가는 전도성·방사성 EMI의 중요한 원인이 된다.

이러한 EMI 문제들을 해결하기 위한 방법은 크게 하드웨어 적인 방법과 소프트웨어적인 방법으로 나뉘는데, 하드웨어적인 방법은 정류기의 입·출력단에 EMI 필터를 사용하며, 이에 대한 연구는 이미 많은 연구가 수행되었다^[2-4,6]. 일반적으로 EMI 필터는 인덕터와 커패시터 등의 수동 소자를 사용하는데, 이러한 수동형 필터의 감쇄량은 궁극적으로 필터의 LC값에 의해 결정된다. 누설

Paper number: TKPE-2016-21-2-5

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

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

¹ Central Research Center, Chang Sung Co.

² Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ. of Transportation

³ Power Supply Research Center, Dongah Elecomm.

Manuscript received Dec. 24, 2015; revised Jan. 4, 2016; accepted Jan. 18, 2016

— 본 논문은 2015년 추계학술대회 우수추천논문임

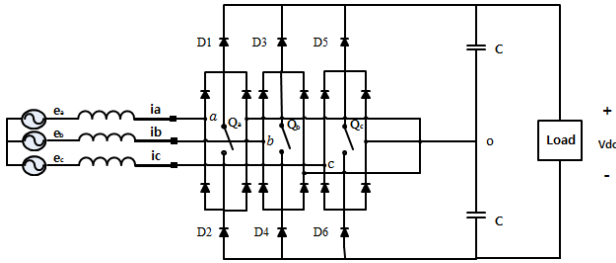


Fig. 1. 3 Level Vienna rectifier circuit.

전류 혹은 공통 모드 전류 감쇄를 위한 EMI 필터의 경우, 안전의 문제로 인하여 커패시터의 값을 일정 수준 이상 증가시킬 수 없고 필터의 감쇄량을 증가시키기 위하여 인덕터의 크기를 증가시켜야 하며 이는 시스템의 크기와 가격을 인상시키는 주요한 원인으로 작용하게 된다. 이런 단점을 보완해 줄 수 있는 부분이 필터를 이용한 하드웨어 적인 방법이 아닌, 공통 모드 전압의 발생을 최소화하는 PWM 기법을 활용한 소프트웨어적인 방법을 사용하는 것이 가장 최적화된 방법이다. 비엔나 정류기 PWM 변조 기법에는 크게 공간 전압 벡터를 이용하여 전압 벡터의 인가 시간을 직접 계산하는 공간 전압 PWM 방법과 반송파 비교 PWM 방법으로 나눌 수 있다. 비엔나 정류기의 반송파를 사용하여 PWM 제어를 행하는 반송파 비교 PWM 방법은 벡터 및 인가 시간 계산이 간단한 장점이 있으나^[7], 각 상 별 두 개의 반송파를 요구한다. 이 문제점을 해결하기 위하여 단일 반송파를 이용하여 비엔나 정류기를 PWM 제어하는 방법이 제안되었으며 이 방법은 구현이 용이한 장점을 가지고 있다^[8]. 그러나 비엔나 정류기의 PWM 방법에 따른 공통모드 전압에 대한 효과를 언급하지 않았다. 한편, 인버터 시스템에는 미디움 벡터 변조 기법 (Medium Vector Pulse Width Modulation, 이하 MVPWM)을 사용하여 공통 모드 전압을 저감하는 방법이 제안되었으나^[9], 인버터의 경우 양방향 스위치를 사용하였고 캐리어 비교 PWM 방법이 다소 다르다고 할 수 있다.

본 논문에서는 비엔나 컨버터의 공통 모드 전압을 저감할 수 있는 캐리어 비교 PWM 방식을 제안한다. 새로운 비엔나 컨버터의 공통 모드 저감 PWM 방법은 인가 가능한 전압 벡터 중 미디움 벡터를 이용한 PWM 방식으로 논문 [9]에서 제안된 방법을 비엔나 정류기에 적합하게 수정한 방법이라 할 수 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 비엔나 PWM 방법에 대한 이론적 배경을 설명하여 3장에서는 제안하는 비엔나 정류기의 PWM 방법을 설명 하고 시뮬레이션 및 실험 결과를 통하여 그 효용성을 검증한다.

2. 비엔나 정류기

그림 1은 3레벨 비엔나 정류기의 회로를 나타낸다. 비

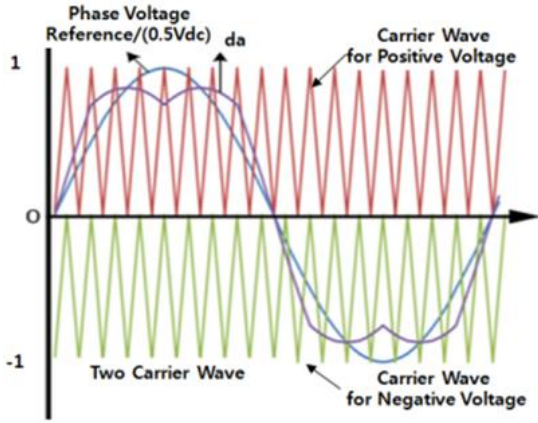
TABLE I
OPERATION OF VIENNA RECTIFIER DIODE BY
USING SWITCH

Sabc	iabc	D1,3,5	D2,4,6	Terminal voltage
1(On)	Don't care	Off	Off	0 V
0(off)	$i_{abc} > 0$	On	Off	$V_{dc}/2$
	$i_{abc} < 0$	Off	On	$-V_{dc}/2$

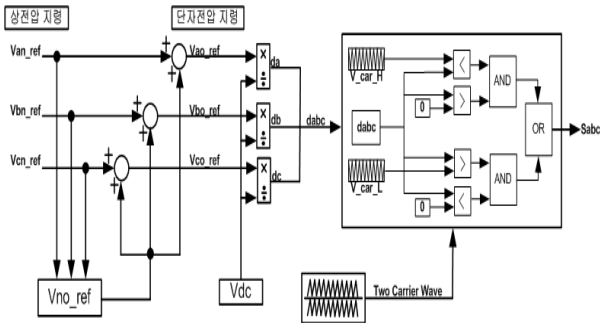
엔나 정류기는 3개의 양방향 스위치와 각 상별 양방향 스위치 주변에 있는 위치하고 있는 정류 다이오드로 구성된다. 그림에서 e_a, e_b, e_c 는 각각 3상 계통 입력 전압이며, i_a, i_b, i_c 는 3상의 입력 전류를 의미한다. Q_a, Q_b 그리고 Q_c 는 MOSFET소자와 4개의 다이오드(diode)를 사용한 양방향 스위치를 의미한다. D1 ~ D6의 동작 상태는 3개의 양방향 스위치의 상태와 3상 입력 전류의 방향에 따라 결정된다. 양방향 스위치의 온, 오프에 따른 비엔나 정류기의 출력 단자 전압은 다음과 같다. Q_{abc} 가 켜지면, 각 상의 단자 전압은 0V를 가지며 Q_{abc} 가 꺼지면 각 상의 단자 전압은 상 전류의 값이 양이면 $V_{dc}/2$, 상 전류의 값이 음이면 $-V_{dc}/2$ 이다. 즉, 단자 전압의 상태는 $V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$ 전압을 갖게 됨으로서 3가지의 상태가 존재하기 때문에 비엔나 정류기는 3 레벨 비엔나 컨버터이다. 스위칭 함수와 전류에 따른 단자 전압을 표 (1)에 나타 내었다. 여기서, 스위치 Q_a 가 켜지면 $S_a = 1$ 이고 꺼지면 $S_a = 0$ 으로 스위칭 함수를 정의 한다.

2.1 비엔나 정류기의 펄스 폭 변조 기법

일반적으로 3상 인버터 또는 컨버터의 PWM 방법에는 최적 전압 변조 방식(Optimal Voltage Modulation)과 삼각파 비교 전압 변조 방식(Sinusoidal PWM, SPWM)과 3차 고조파 주입 전압 변조 방식 (Third harmonic PWM, THPWM), 그리고 공간 벡터 전압 변조(Space Vector PWM) 방식이 있다. 종래에는 히스테리시스 전류제어 방식이나 삼각파 비교 변조 법을 사용하였다. 이 방법은 원리가 간단하고 쉽게 구현할 수 있다는 장점을 갖고 있지만, 응답특성, 스위칭 주파수, 출력 전류의 고조파 함유율, 제어의 선형성 등 측면에서 부분적으로 미흡한 특징들이 있다. 이를 보완하여 복소수 공간에서 하나의 공간 벡터로 표현하여 이를 변조하는 기법인 공간 벡터 전압 변조 방식은 다른 변조 기법과 비교하여 동일 직류 링크 전압 하에서 가장 큰 교류상 전압을 얻을 수 있고 또한 이 기법으로 변조된 전압을 인가한 경우 출력 전류의 고조파가 다른 변조 방식보다 적다는 장점을 가지고 있기에 이 기법을 가장 많이 사용한다. 그림 2는 비엔나 정류기를 캐리어 비교 PWM 방식으로 제어하는 방법에 대한 설명이다. 3레벨



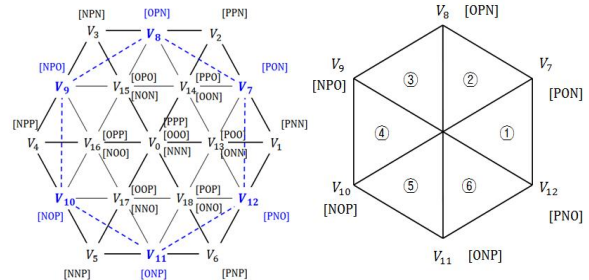
(a) Voltage Commands and Carrier Wave



(b) Carrier Comparison PWM using Two Carrier Wave

Fig. 2. Block Diagram of Previous Two Carrier Wave Comparison PWM Method^[8].

의 비엔나 정류기는 2개의 캐리어 신호를 사용함으로써, 비엔나 정류기를 간단하게 제어 할 수 있다. 그림 2의 (a)는 2개의 캐리어 신호와 SPWM을 위하여 상 전압 명령을 직류 링크로 나눈 신호와, 여기에 SVPWM을 위하여 오프셋 전압을 고려한 단자 전압 명령을 직류 전압으로 나눈 스위칭 지령 d_{abc} 와 를 나타 내었다. d_{abc} 스위칭 함수를 2개의 캐리어신호와 각각 비교 한다. 2개의 캐리어 신호 중 0보다 큰 하이 캐리어 신호는 스위칭 지령이 0보다 클 경우에 PWM 동작을 위한 것이고,로우 캐리어 신호는 스위칭 지령이 0보다 작을 경우에 PWM 동작을 위한 것이다. 만약 스위칭 지령 d_{abc} 가 0 보다 크면 스위칭 지령 d_{abc} 신호가 하이 캐리어와 비교되고 하이캐리어 신호보다 크면 식 (1)에 의해서 Sa 스위칭 함수 값이 0으로 출력되고 양방향 스위치는 꺼진다. 만약 스위칭 지령이 0 보다 크고 하이 캐리어 신호보다 작을 경우에는 스위칭 함수는 Sa 는 1 이 출력되고 양방향 스위치는 켜진다. 스위칭 지령 d_{abc} 가 0보다 작을 경우 로우 캐리어 신호와 비교되고 식 (2)에 의해서 스위칭 지령이 로우캐리어 신호보다 크면 Sa는 1이 출력되고 양방향 스위치가 켜진다. 만약 로우 캐리어 신호와 비교하여 스위칭 지령이 작으면 Sa는 0이 출력되고 양방향



(a) Space vector (b) Medium vector

Fig. 3. Space vector diagram of MVPWM for 3-level system.

스위치는 꺼진다.

$$S_{a-Positive} = \begin{cases} 1 & d_a < Carrierwave_p \\ 0 & d_a \geq Carrierwave_p \end{cases} \quad (1)$$

$$S_{a-Negative} = \begin{cases} 1 & d_a \geq Carrierwave_N \\ 0 & d_a < Carrierwave_N \end{cases} \quad (2)$$

2.2 비엔나 정류기의 공통모드 전압

통상적인 PWM 방법은 공통모드 전압에 대한 고려가 되어있지 않으므로, 앞에서 설명한 통상적인 PWM 방식을 사용하면 EMI 노이즈 측정을 위한 LISN에 공통 모드 노이즈를 유발한다. 일반적으로 공통 모드 전압은 출력전압의 평균 전압으로 정의되며 식 (3)과 같다.

$$v_{com} = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} \quad (3)$$

여기서, v_{ao} 는 a상의 출력 단자 전압, v_{bo} 는 b상의 출력 단자 전압, v_{co} 는 c상의 출력 단자 전압을 의미한다. 공통모드 전압으로 인하여 발생된 공통 모드 노이즈는 EMI를 유발하며 시스템의 안정적인 동작에 악 영향을 줄 뿐만 아니라 노이즈 필터의 Y-Cap을 통한 제어기의 샷시에 접지되는 것이 일반적이나, 이 경우 누설전류를 유발하여 신체에도 악 영향을 끼치므로 새로운 PWM 방법이 필요하다.

3. 제안하는 비엔나 정류기 PWM 방법

3.1 MVPWM을 위한 공간 벡터 다이어그램

기존 공간 벡터 변조 기법은 모든 벡터를 모두 사용하며 출력 전압과 비교 하였을 시 약 90.7% 출력 가능한 전압 영역을 사용하고 있고 1.15까지의 전압 변조 지수(Modulation index이하 MI)가 가능한 형태를 띄고 있다^[10]. 하지만 본 논문에서는 기존 공간 벡터 변조 기법과 달리 공간벡터의 미디엄 벡터를 적용하여 사용한다^[9]. 미디엄 벡터를 적용한 MVPWM 방법은 참고문헌^[9]

에서 태양광 인버터를 위한 3레벨 PWM 인버터에 적용된 바 있으나, 3레벨의 비엔나 정류기에 적용된 바는 없다. 본 논문에서 사용하는 PWM 방법은 기존 참고문헌^[9]에서 제안된 방법을 비엔나 정류기에 적합하게 변형하였으며 또한 미디엄 벡터 PWM을 위한 스위칭 함수 발생 방법을 제안하였다.

그림 3(a)는 기존 SVPWM의 공간 벡터를 그림 3(b)는 MVPWM의 공간 벡터를 나타내었다. 기존 공간 벡터는 검은색 육각형 형태처럼 이루어져 있다. 각 벡터도는 라지 벡터(Large Vector), 미디엄 벡터(Medium Vector), 스몰 벡터(Small Vector)를 가지고 있다. 각각의 스위칭의 상태에 따라 식(3)으로 나타낸 공통 모드 전압의 값이 다르다. 전체 벡터도 형태에서 라지 벡터를 이루고 있는 $V_1 - V_6$ 벡터가 가지는 공통모드 전압은 $V_{dc}/6, -V_{dc}/6$ 이 발생되며, 스몰 벡터를 이루고 있는 $V_{13} - V_{18}$ 벡터가 가지는 공통모드 전압은 $V_{dc}/3, V_{dc}/6, -V_{dc}/6, -V_{dc}/3$ 이 발생된다. 하지만 미디엄 벡터를 이루고 있는 $V_7 - V_{12}$ 벡터가 가지는 공통 모드 전압은 0[V]가 발생된다. 따라서 미디엄 벡터와 제로 벡터를 사용하게 된다면 최대 전압 변조 지수가 1.15에서 1로 작아져 선형변조 구간이 축소되는 단점이 있지만 공통모드 전압의 변동이 발생하지 않아 공통모드 노이즈를 대폭 줄일 수 있는 장점이 있다.

3.2 동작 원리

그림 4는 MVPWM 동작을 공간 전압 벡터 상에 나타낸 그림이다. 공간 전압 벡터를 이용한 MVPWM 방법은 공간 전압 벡터 지령영역 섹터에 따라 사용할 수 미디엄 벡터를 선택하여 출력 전압을 얻는다. 예를 들어 공간전압벡터 지령영역이 ①인 경우 미디엄 벡터인 V_7 벡터와 V_{12} 벡터를 이용하여 출력 전압을 얻는다. 이 경우 미디엄 벡터에 의해 출력 전압 벡터에 의해 공통 모드 전압은 0[V]가된다. 그 스위칭 순서는 총 스위칭 횟수를 줄이면서 전류 맥동을 줄이는 순서에 따라 적절한 벡터를 결합하여 원하는 미디엄 벡터를 이용하여 출력 전압벡터를 얻으면 된다. 예를 들어 그림 4에서 나타낸 것처럼 전압 벡터를 0, $V_7, V_{12}, V_7, 0$ 인가하여 원하는 전압 벡터를 얻을 수 있다. V_7 벡터의 경우 a 상은 양의 전압이, c 상은 음의 전압이 되어 공통 모드 전압이 0[V]가 되고, V_{12} 벡터의 경우 a상이 양의 전압이, c상이 음의 전압이 되어 공통 모드 전압이 0[V]가 된다. 구체적인 비엔나 정류기의 전압 벡터 생성을 위한 스위칭 상태를 설명해보자. 비엔나 정류기의 0벡터는 3상의 모든 양방향 스위치를 켜주어 출력 전압을 3상의 출력 단자 전압을 모두 0레벨로 한다. 한편 V_7 벡터의 경우 a상의 양방향 스위치와 c상의 양방향 스위치를 끄면 된다. 이 경우 a상 계통 전압은 양이고 c상의 계통 전압은 음이므로 a상의 경우 자동으로 양의 정류 다이오드인

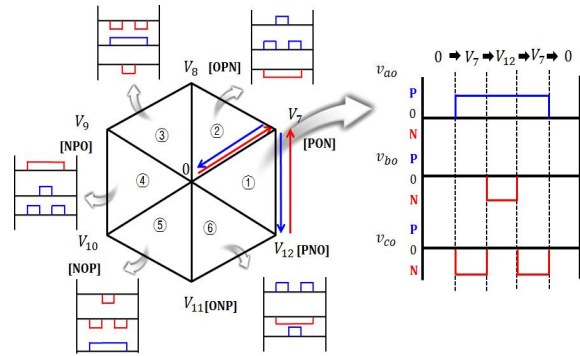


Fig. 4. Enlarged Switching Method of MVPWM of section ①.

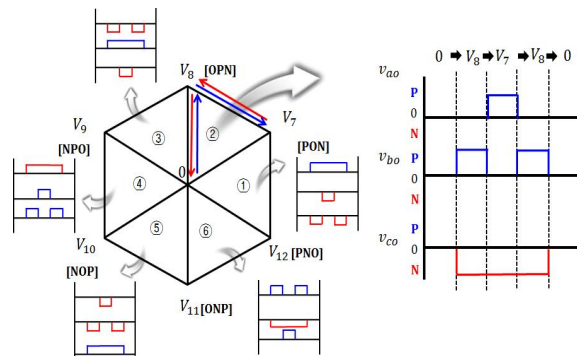


Fig. 5. Enlarged Switching Method of MVPWM of section ②.

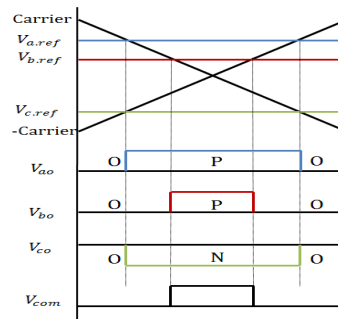


Fig. 6. Conventional Method of Carrier Comparison SVPWM.

D1이 켜지고, c상의 경우 자동으로 음의 정류 다이오드인 D6가 켜지며 이에 따라 공통 모드 전압이 0[V]가된다. 그림 5은 전압 명령이 섹터 ②의 경우 미디엄 전압 벡터를 사용한 공간 전압 벡터를 이용한 PWM을 위한 동작 원리를 나타낸 것이다. 섹터 ②의 공간전압 벡터의 위상은 30도~90도 사이 이므로 항상 c상의 전압은 음의 최대 값을 갖고 a상과 b상의 전압은 양의 값을 갖는다. 동작의 원리는 그림 4와 동일하게 동작하여 공통 모드 전압이 저감되는 효과가 있다.

그러나 공간 전압 벡터를 활용한 PWM 방법은 전압 명령의 섹터 결정과 인가 벡터의 시간 결정, 인가 벡터

의 순서 결정 등으로 소프트웨어적인 부담이 커지게 된다. 이에 따라 최근에는 캐리어 비교 PWM 방법을 사용하는 것이 일반적이다. 이는 최근의 DSP 또는 인버터 전용 마이컴의 경우 캐리어 비교 PWM을 위한 레지스터를 가지고 있어 소프트웨어 부담 없이 쉽게 PWM을 행할 수 있기 때문이다. 그림 6은 전압 명령이 섹터 ②인 경우 비엔나 정류기를 단순히 캐리어 비교 PWM을 행할 때의 각 상의 단자 전압과 공통 모드 전압을 나타내었다. 그림 6에서 알 수 있는 바와 같이 PWM 시간의 중간점에서 공통 모드 전압이 발생된다. 이 문제를 해결하기 위해서 제안된 비엔나 정류기의 공통 모드 전압 저감 PWM 방법을 설명한다. 그림 7은 미디움 전압 벡터를 사용한 캐리어 비교 PWM을 위한 동작 원리를 나타낸 것이다. 섹터 ②의 공간전압 벡터의 위상은 30도~90도 사이 이므로 항상 c상의 전압은 음의 최대 값을 갖고 a상과 b상의 전압은 양의 값을 갖는다. 그림 7과 같이 양의 값이 최대인 a상과 음의 값이 최소인 c상의 경우 캐리어 비교 PWM으로 비엔나 정류기의 양방향 스위치의 도통 상태를 결정하고 중간 전압 상(Mid voltage phase)인 b상의 경우 a상과 c상의 양방향 스위치의 도통 상태에 따라 도통 상태를 결정한다. 중간 상의 스위칭 상태 결정을 위한 제어 개념도를 그림 8에 나타내었다. 전압 명령 양의 최대값인 a 상 지령 값과 하이 캐리어 신호와 비교 하였을 시에 a상의 지령값이 캐리어 신호보다 작으면 a상의 양방향 스위치의 스위칭 함수의 값이 1이 되어 a상은 단자 전압은 0[V]가된다. 반면 a상의 지령 값이 캐리어 신호보다 크 면 a상의 양방향 스위치의 스위칭 함수의 값이 0이 되고 스위치가 꺼지면서 a상에 $V_{dc}/2$ 전압 전압이 걸리게 된다. 한편, 전압 명령이 음의 최소값을 갖는 c상의 경우 c상의 지령값이 로우 캐리어 신호와 비교하여 클 경우 c상의 양방향 스위치의 스위칭 함수의 값이 1이되어 c상의 단자 전압은 0[V]가된다. 반면 로우 캐리어 신호와 c상 지령 값과 비교 하였을 시에 c상의 지령값이 로우캐리어 신호보다 작으면 양방향 스위치의 스위칭 함수의 값이 0이 되고 c상의 출력 단자 전압은 $-V_{dc}/2$ 전압이 걸리게 된다. 이는 캐리어 비교 PWM에 의해 자동으로 결정되며 중간 상이 c상의 경우 이 두 개의 스위칭 함수를 비교하여 XNOR 논리케이트를 거쳐서 스위칭 함수를 결정한다. 예를 들어 V0 벡터의 경우 a상의 스위칭 함수 1, c상의 스위칭 함수도 1이므로 b상의 스위칭 함수는 XNOR 함수를 통하여 1이 된다. 만약 c상의 스위칭 함수가 1에서 0으로 바뀌면 중간상인 b상은 XNOR 함수를 거쳐서 스위칭 함수가 0이되어 b상의 양방향 스위치가 꺼져서 출력 단자 전압이 $V_{dc}/2$ 전압 전압이 된다. 이 후 a상 전압이 스위칭 함수가 0이되면 b상의 스위칭 함수는 XNOR 함수를 통하여 1이 되어 출력 단자 전압이 0[V]가된다. 이를 통해 항상 비엔나 정류기의 공통모드 전압이 0V가 걸리게 된다.

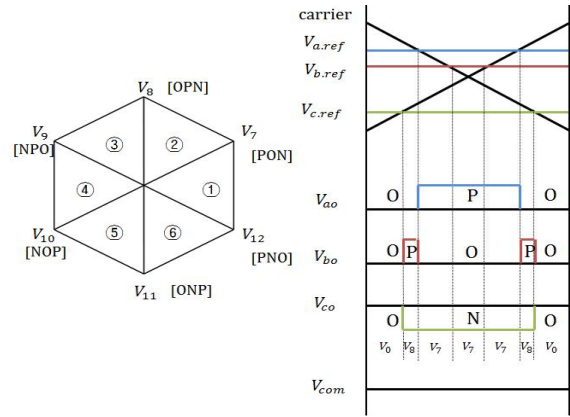


Fig. 7. MVPWM switching method of section ②.

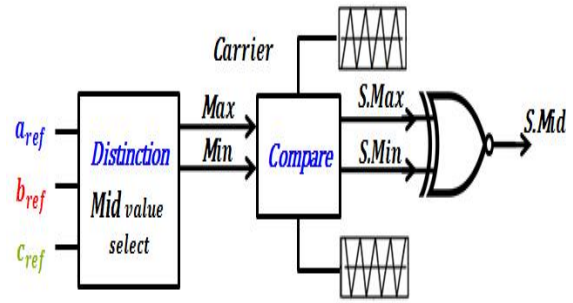


Fig. 8. Proposed switching function generator.

TABLE II
PARAMETERS OF VIENNA RECTIFIER

	Value
Input RMS voltage,	200[V _{rms}],
Frequency	60[Hz]
Output voltage	340[V]
Power	2.1[kW]
Switching Frequency	25[kHz]
Input inductor	0.5[mH]

4. 모의 해석 및 실험

본장에서는 모의해석과 실험을 비교 분석하여 기존 SVPWM 방식과 새로운 PWM 방법을 비교하여 공통 모드 전압 저감 효과를 알아본다. 그림9는 비엔나 정류기의 SVPWM 방법과 제안하는 MVPWM 방법을 비교 분석 하기 위한 시뮬레이션 모델 및 블록 다이어그램이다. 프로그램은 전력전자회로 해석 도구로 자주 사용되는 PSIM을 사용하였으며 오른쪽의 직사각형 형태는 C-블록을 사용한 스위칭 함수 생성 부분으로써, 스위칭 명령을 만들어 주는 블록도이다. 그 외 부분은 시뮬레이션 모델을 이루고 있다. 시뮬레이션 파워 부분은 양방향 스위치1개와 다이오드 4개로 구성되어있는 모델로 구성되었다. 시뮬레이션 기준 및 실험 조건은 표2에서 확인할 수 있다.

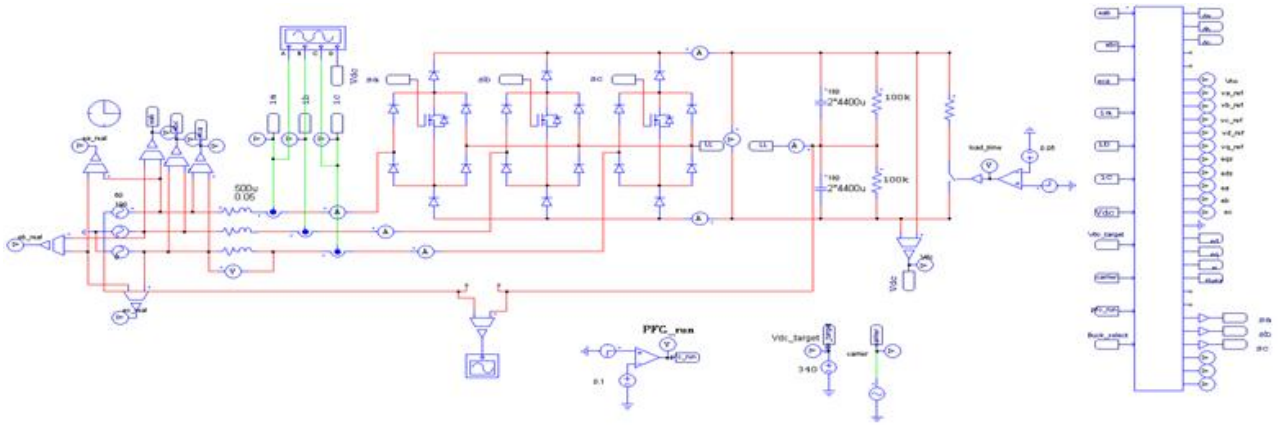
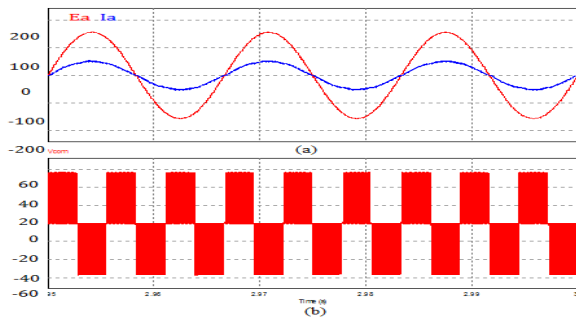
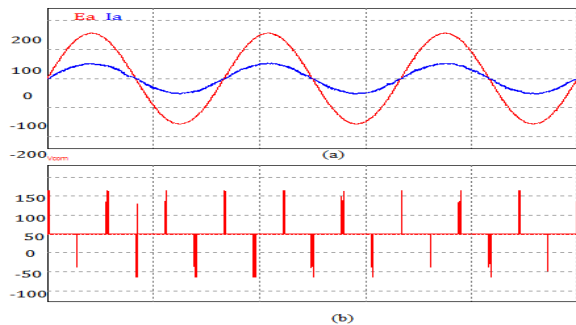


Fig. 9. Simulation model and Block Diagram using PSIM.



(a) Phase voltage and current common mode voltage of conventional SVPWM

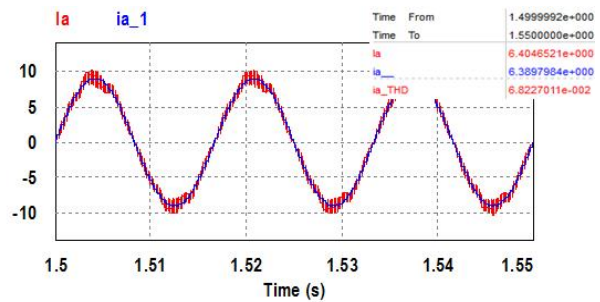


(b) Phase voltage and current and common mode voltage of proposed PWM

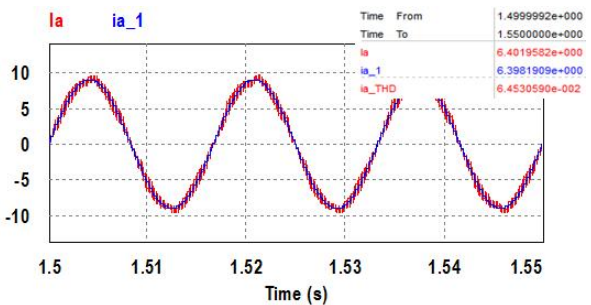
Fig. 10. Comparison waveform on PWM application method.

4.1 시뮬레이션 결과

그림 10은 비엔나 정류기의 PWM 방법 별 나타낸 상 전압, 전류와 공통 모드 전압을 나타낸 시뮬레이션 결과이다. 그림 10에서 위 그림은 SVPWM 방법을 사용한 것이고 (a) 파형은 정류기의 가장 기본적인 역할인 PF의 확인을 하고자 하였고 (b)의 파형은 그 주기 안에 공통 모드 전압을 확인 하였다. 결과적으로 SVPWM은 매 주기별 공통모드 전압이 발생 하였고 제안된 PWM 방법은 공통 모드 전압이 상당히 저감되었음을 확인하였다. 그림 11은 제안하는 PWM 방법과



(a) Current waveforms and THD of conventional SVPWM



(b) Current waveforms and THD of proposed MVPWM

Fig. 11. Comparison of simulated current waveform.

SVPWM 방법의 THD의 값을 비교한 모의해석 결과이다. 동일한 정격 부하 조건으로 모의해석한 결과 기존 SVPWM의 THD는 6.82[%] 수준이며 본 제안하는 PWM 방법에서 THD는 6.45[%]로 큰 차이없이 유사한 THD 수준을 얻었다. 이에 따라 제안한 PWM 방법은 기존 SVPWM과 동일한 전류 왜곡 수준을 유지하면서 상당한 공통모드 저감 효과를 가짐을 확인 하였다.

4.2 실험 결과

그림 12은 비엔나 정류기의 실제 실험에 사용 된 회로의 사진이다. 비엔나 정류기 제어에 사용된 컨트롤러는 연가형 DSP인 28069를 사용 하였다. 실험에 사용된 입력 전압 조건은 60[Hz] 의 200[V_{rms}] 이다. DC 출력력을 위한 부하는 저항 부하를 사용하였으며, 출력 파워는

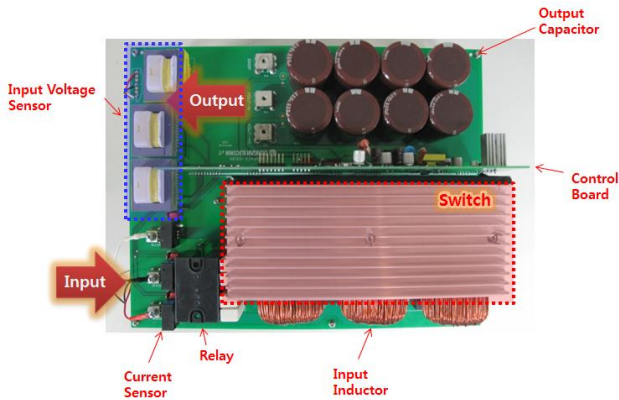


Fig. 12. Experimental circuit of vienna rectifier.

2.1[kW]이다. 입력 인덕턴스는 0.5[mH]이며 PWM 제어 주파수는 25[kHz]로 설정 하였다. 그림13(a)는 기존 SVPWM에 의한 3상의 전압과 1상의 전류와 공통모드 전압을 나타낸 것이다. SVPWM 방식은 각 구간 별로 공통모드 전압이 발생 되고 있는 것을 알 수 있다. 반면에 그림13(b)은 제안된 PWM 방법을 적용하였을 때 3상의 단자 전압과 1상의 전류를 및 공통 모드 전압을 나타낸 것이다. 본 논문에서 제안된 PWM 방법은 각 상 별로 전압이 상쇄되는 방법을 사용하고 있기 때문에 공통 모드 전압이 감소함을 알 수 있었다.

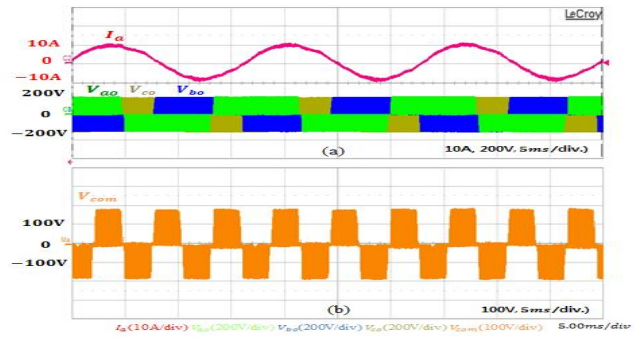
5. 결 론

본 논문에서는 3-레벨 비엔나 정류기의 공통 모드 저감을 위한 펄스 폭 변조 기법 대해서 기존 방법과 새로운 방법을 비교 분석하였다. 기존 PWM 기법에서는 공통모드 저감에 대하여 고려가 되어 있지 않거나 저감의 효과가 한계가 있었지만 새로운 3-레벨 비엔나 펄스 폭 변조 기법은 공통 모드 전압을 제거 할 수 있는 효과를 기대 할 수 있는 기법이다. 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 그 기법에 신뢰성과 효율성을 확인하였으며 그 결과 시뮬레이션의 오차 값과 실험 상 에서 기존 방법과 비교하여 공통 모드 전압의 저감효과를 입증하였다.

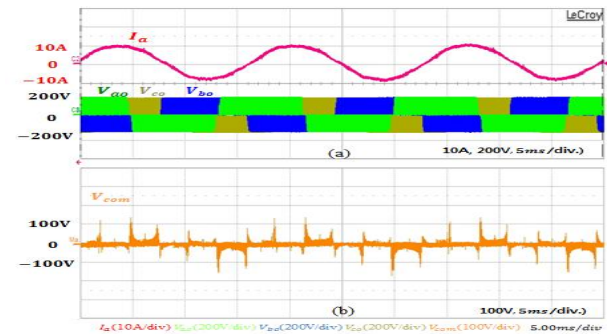
본 논문은 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 연구한 기초연구과제 성과입니다.

(2013R1A1A4A01011487)

본 연구는 산업통상자원부 재원으로 한 “CAFE2025 대응 자동차 차체 및 샤시부품용 1GPa급 아연도금관용 용접기술 개발” (G01201506010574)의 연구결과입니다.



(a) 3-Phase voltage and 1-phase current and Common mode voltage of conventional SVPWM



(b) 3-Phase voltage and 1-phase current Common mode voltage of proposed MVPWM

Fig. 13. Experimental comparison of current waveform.

References

- [1] J. Kolar and F. Zach, “A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 44, No. 4, pp. 456-467, Aug. 1997.
- [2] B. C. Yoon, H. W. Kim, K. Y. Cho, and B. K. Lim, “A single-carrier comparison PWM for voltage control of vienna rectifier,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 2, pp. 129-134, Apr. 2012.
- [3] G. Skibinski, R. Kerkman, and D. Schlegel, “EMI Emissions of modern PWM ac drives,” *IEE Industry Applications Magazine*, pp. 47-81, Nov./Dec. 1999.
- [4] S. Chen, “Generation and suppression of conducted EMI from inverter-fed motor drives,” in *Conf. Rec of IEEE IAS*, pp. 1583-1589, 1999.
- [5] L. Tihanyi, *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*, IEEE Press, 1995.
- [6] T. Williams, *EMC for Product Designers*, 2nd ed, Newnes, 1996.
- [7] M. J. Nave, *Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies*, Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [8] B. C. Yoon, H. K. Shin, H. W. Kim, K. Y. Cho, B. K. Lim, and S. S. Hwang, “Carrier comparison SVPWM for voltage

control of vienna rectifier,” Proceedings of Power Electronics Autumn Conference, pp. 183-185, July 2010.

- [9] N. S. Choi, E. C. Lee, and K. S. Ahn, “A carrier-based medium vector PWM strategy for three level inverters in transformerless photovoltaic systems,” Conf. Record on ICPE 2015, Jun 1-6, seoul, Korea.
- [10] S. H. Kim, DC and AC Motor Control, BookDo Publishing.



이동현(李東炫)

1989년 8월 17일생. 2014년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2014년~2016년 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정. 2016년 현재 (주)창성 중앙연구소 연구원.



최원일(崔源日)

1991년 2월 17일생. 2015년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2015년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



홍창표(洪昌標)

1988년 7월 19일생. 2014년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2014년~2016년 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정. 2016년 현재 (주)동아일렉콤 전원연구소 연구원.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공박). 1991년~2008년 LG전자 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(공박). 1993년~2004년 LG전자 DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 학술위원장 및 편집위원장 역임.