

전류센서리스 단위역률 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터

(Current Sensorless Three Phase PWM AC/DC Boost Converter with Unity Power Factor)

천창근* · 김철우

(Chang - Keun Chun · Cheul - U Kim)

요 약

AC/DC 전력변환장치로서 위상제어 컨버터나 출력전압을 제어할 수 없는 다이오드 정류기는 역률저하 및 저차 고조파 발생의 문제점을 가진다. 본 논문에서는 역률개선 및 고조파 감소의 문제점을 극복하기 위하여 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터에 대해 연구하였다. 제안한 컨버터의 특성은 입력 단에 전류 센서 없이 전압 센서만을 사용하여 입력전류의 위상을 조정하는 비교적 간단한 알고리즘으로 단위역률을 구현하였으며, 일정 주파수로 스위칭 소자를 구동시키는 정현 PWM 방식을 채용하여 불규칙한 스위칭 주파수 방식에서 나타나는 입력필터의 설계 및 스위칭 소자 선정에 대한 어려움을 극복하였다. 본 논문에서 제안한 제어알고리즘을 시뮬레이션 한 결과 부하영역 및 발전영역에서도 단위역률이 잘 이루어졌으며 DC link 단의 출력전압이 거의 리플 없이ダイナミック한 응답특성을 보였다. 또 시뮬레이션으로 얻어진 회로정수를 바탕으로 인덕터 및 커패시터의 용량을 적절한 크기로 선정하여 실험에 적용한 결과 같은 부하조건에서 다이오드 정류기와 비교하여 역률 및 저차 고조파가 현저하게 개선되었음을 알 수 있었다.

Abstract

Diode rectifier which can't be controlled output voltage and phase control converter as AC/DC converter have low power factor and harmonics of lower order in the line current. In this paper, three phase PWM(Pulse Width Modulation) AC/DC boost converter is studied to solve these problems. The characteristics of a proposed converter are to control the phase of current without current sensor as a very simple control algorithm using circuit parameters only and to apply sinusoidal PWM method with fixed switching frequency due to a difficult design of input filter and switching device. We simulate for the proposed algorithm that high power factor is achieved and DC link voltage has fast dynamic response without ripple in rectifying and regenerating operation. As a result of experiment with circuit parameter(inductor, capacitor) decided in simulation, the proposed converter had high power factor and reduction of low order harmonics as against diode rectifier.

Key Words : Power Factor, PWM Converter, Boost Converter

* 주저자 : 포항산업과학연구원 선임연구원
Tel : 054-279-5236, Fax : 054-279-9223
E-mail : ckchun@rist.re.kr
접수일자 : 2003년 5월 13일
1차심사 : 2003년 5월 27일
심사완료 : 2003년 8월 8일

1. 서 론

최근 산업계에서 사용되는 많은 전기 기기 및 장치에서 직류전압은 중요한 역할을 하고 있다. 기존

의 AC/DC 전력변환장치는 위상제어 컨버터나 출력 전압을 제어할 수 없는 다이오드 정류기를 주로 사용해 왔으나, AC 전원 단에서 저차 고조파의 발생 및 역률 저하 등의 문제점을 가진다[1].

따라서 이를 개선하기 위해 교류입력 측과 직류출력 측에 큰 용량의 필터를 필요로 하게 되어 전력변환장치의 부피를 크게 할뿐만 아니라 경제성을 떨어뜨린다. 80년대 초 Schlecht가 전류와 전압의 귀환 루프를 통한 다이내믹한 고역률 AC/DC 컨버터 제어를 제안한 이후[2], 최근에는 단위 역률을 구현하는 3상 PWM AC/DC 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되어 산업계에서 직접 적용하고 있다. 이와 같이 단위 역률을 구현하는 PWM 컨버터는 위상제어 컨버터나 다이오드 정류기에 비해 보다 복잡한 제어기와 고속으로 스위칭할 수 있는 반도체 소자가 필요하다는 단점이 있지만, 최근 고속 성장하고 있는 마이크로컨트롤러(Micro-controller)의 출현과 반도체 기술의 성장으로 이와 같은 단점이 거의 극복되어졌다.

3상 PWM AC/DC Boost 컨버터는 주어진 입력전압에 대해 직류 출력전압의 승압 또는 강압에 따라 크게 Boost형 컨버터와 Buck형 컨버터의 두 가지 형태로 나눌 수 있는 데[3]~[6], 3상 Boost형 컨버터의 입력전류는 다이오드나 스위치 둘 중의 하나만을 통하여 흐르고 스위치를 통하여 흐르는 전류의 평균치보다 다이오드를 통해 흐르는 평균전류가 크며 전류 불연속 구간이 없으므로 Buck형 컨버터에 비해 효율이 좋고 급격한 전류변화가 없으며, 입력필터의 설계가 간단하다는 특징이 있다. 이에 반해 Buck 컨버터는 입력전류가 불연속구간을 가지므로 큰 입력필터가 요구되며 부하가 능동부하인 경우 발전영역으로 동작할 수 없으며 입력전류의 루프가 존재하지 않아 Boost형 컨버터에 비해 제어가 간단하고, 출력전압이 선간전압보다 $\sqrt{3}$ 배 작다는 특징이 있다[7]~[8].

본 논문에서는 연료전지와 태양전지뿐만 아니라, 계통과의 연계 운전용 전력변환장치 및 교류전동기 제어용 인버터의 직류 전원으로서 그 적용범위가 다양한 3상 Boost형 컨버터에 대해 연구하고자 한다. 제안한 컨버터의 특징은 교류 입력전류 정보없이 교류 입력전압의 위상과 회로의 임피던스 정보(R, L)

만을 사용하여 상전류를 상전압과 동위상에 가까운 단위역률을 구현함과 동시에 정현 PWM 방식을 적용하여 일정 주파수로 스위칭 소자를 구동함으로써 가변 전류 밴드폭 제어에 비해 스위칭 소자의 스트레스를 줄이는 것이다. 또한 출력전압의 조정과 동시에 부하가 능동부하일 경우 전원쪽으로 잉여 전력의 회수가 가능한 4상한 동작이 가능한 제어방식을 도출하고자 한다.

2. 3상 Boost 컨버터의 해석

2.1 주회로 구성

그림 1은 일반적인 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터의 주회로를 나타낸 것이다. 입력 단에는 입력 상전압(V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) 전원, 변압기의 누설성분과 입력필터를 포함한 등가 인덕턴스(L), 스위칭 손실에 의한 전력 소자의 등가저항, 인덕터 권선의 등가저항을 포함한 저항으로 구성되어 있다. 그리고 6개의 스위칭 소자는 양방향 전력전달이 가능하도록 다이오드가 역병렬로 연결된 전력용 반도체로 구성되어 있으며, 출력측에는 고속 스위칭에서도 양호한 동적 특성을 가지기 위해서 위상제어 컨버터에 비해 비교적 적은 용량의 커패시터와 부하로 구성된다.

주회로도에서 승압동작을 두 가지 모드로 해석해 보면 첫째, Boost 스위치인 Q를 온 했을 때 인덕터 전류가 상승하여 에너지를 인덕터에 순간적으로 저장하고 출력단의 커패시터가 부하에 전력을 공급하게 된다. 둘째, Boost 스위치가 오프하는 순간에 인덕터에 축적된 에너지와 교류 입력전원의 에너지가 더해져서 커패시터와 부하에 에너지를 공급하게 된다.

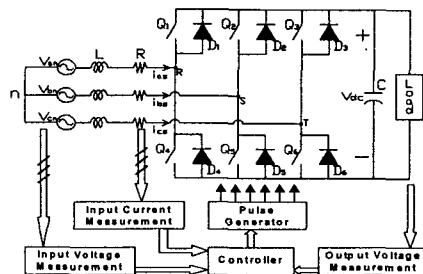


그림 1. 3상 Boost 컨버터의 주회로
Fig. 1. Main circuit of 3 ϕ boost converter

2.2 회로의 전압방정식

그림 1에서 회로의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{an} - V_{bn} = L \frac{di_{as}}{dt} + Ri_{as} + V_{RS} - L \frac{di_{bs}}{dt} - Ri_{bs} \quad (1)$$

$$V_{bn} - V_{cn} = L \frac{di_{bs}}{dt} + Ri_{bs} + V_{ST} - L \frac{di_{cs}}{dt} - Ri_{cs} \quad (2)$$

입력 상전압이 3상 평형이라 가정하면,

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3)$$

$$V_{RS} + V_{ST} + V_{TR} = 0 \quad (4)$$

식(1)~(4)를 이용하여 각 상전압에 대해서 정리하면 다음과 같다.

$$V_{an} = L \frac{di_{as}}{dt} + Ri_{as} + \frac{1}{3}(2V_{RS} + V_{ST}) \quad (5)$$

$$V_{bn} = L \frac{di_{bs}}{dt} + Ri_{bs} + \frac{1}{3}(-V_{RS} + V_{ST}) \quad (6)$$

$$V_{cn} = L \frac{di_{cs}}{dt} + Ri_{cs} + \frac{1}{3}(-V_{RS} - 2V_{ST}) \quad (7)$$

여기에서 전압 V_{RS} , V_{ST} , V_{TR} 은 스위칭 패턴에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$V_{RS} = d_1 \frac{V_{dc}}{2} - d_2 \frac{V_{dc}}{2} \quad (8)$$

$$V_{ST} = d_2 \frac{V_{dc}}{2} - d_3 \frac{V_{dc}}{2} \quad (9)$$

$$V_{TR} = d_3 \frac{V_{dc}}{2} - d_1 \frac{V_{dc}}{2} \quad (10)$$

위 수식에서 d_1 , d_2 , d_3 는 스위칭 함수로서 아래와 같다.

Q_1 또는 D_1 이 On인 경우 $d_1 = 1$

Q_4 또는 D_4 이 Off인 경우 $d_1 = -1$

Q_2 또는 D_2 이 On인 경우 $d_2 = 1$

Q_5 또는 D_5 이 Off인 경우 $d_2 = -1$

Q_3 또는 D_3 이 On인 경우 $d_3 = 1$

Q_6 또는 D_6 이 Off인 경우 $d_3 = -1$

식(5)~(7)을 입력 임피던스 양단 전압으로 나타내면 다음과 같다.

$$V_{an} = V_{RL1} + V_{Rn} \quad (11)$$

$$V_{bn} = V_{RL2} + V_{Sn} \quad (12)$$

$$V_{cn} = V_{RL3} + V_{Tn} \quad (13)$$

여기서, $V_{RL1} = L \frac{di_{as}}{dt} + Ri_{as}$

$$V_{RL2} = L \frac{di_{bs}}{dt} + Ri_{bs}$$

$$V_{RL3} = L \frac{di_{cs}}{dt} + Ri_{cs}$$

여기에서 V_{Rn} , V_{Sn} , V_{Tn} 은 식(5)~(13)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{Rn} &= \frac{1}{3}(2V_{RS} + V_{ST}) \\ &= \frac{1}{3}(d_1 - \frac{1}{2}d_2 - \frac{1}{2}d_3)V_{dc} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} V_{Sn} &= \frac{1}{3}(-V_{RS} + V_{ST}) \\ &= \frac{1}{3}(-\frac{1}{2}d_1 + d_2 - \frac{1}{2}d_3)V_{dc} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} V_{Tn} &= \frac{1}{3}(-V_{RS} - 2V_{ST}) \\ &= \frac{1}{3}(-\frac{1}{2}d_1 - \frac{1}{2}d_2 + d_3)V_{dc} \end{aligned} \quad (16)$$

식(14)~(16)에서 V_{Rn} , V_{Sn} , V_{Tn} 의 전압은 그림 2와 같이 $2V_{dc}/3$, $-2V_{dc}/3$, $V_{dc}/3$, $-V_{dc}/3$, 0의 5가지 전압 패턴이 발생 가능함을 알 수 있다.

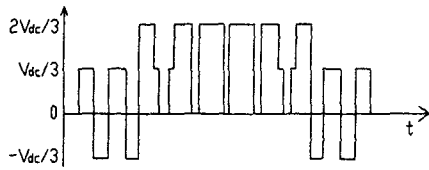


그림 2. 전압 V_{Rn} 의 파형
Fig. 2. The waveform of V_{Rn}

2.3 단위역률 동작 알고리즘

정상 상태에서 A상, 즉 식(11)에 대해서만 적용하여 등가 회로도를 그려보면 그림 3과 같다.

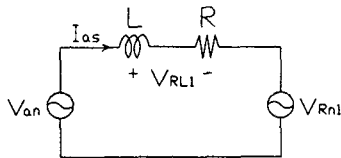


그림 3. 한 상의 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of one phase

그림 3에서 V_{Rn} 은 그림 2의 펄스 전압인 V_{Rn} 의 기본파 성분과 나타내며, A상 전류인 I_{as} 는 입력 임피던스의 양단 전압인 V_{RL1} 보다 위상이 항상 $\delta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ 만큼 뒤진다는 사실을 알 수 있다. 그러므로 입력 임피던스의 양단전압 V_{RL1} 이 입력 상전압인 V_{an} 보다 위상이 δ 만큼 앞서도록 입력 임피던스 양단전압의 지령전압을 $|V_{RL1}| \angle \delta$ 로 준다면 입력 상전압인 V_{an} 과 상전류 I_{as} 이 동위상이되어 단위역률을 실현할 수 있다. 여기서 실제로 제어 가능한 전압은 펄스전압인 V_{Rn} 이므로 펄스 전압의 지령치를 상전압인 V_{an} 을 기준으로 페이저(Phasor)로서 표현하면 다음과 같다.

$$V_{Rn1} = V_{an} - |V_{RL1}| \angle \delta \quad (17)$$

위 방식을 적용하여 다른 상에 대해서도 정리하면 다음 식과 같다.

$$V_{Sn1} = V_{bn} \angle 120^\circ - |V_{RL2}| \angle (\delta + 120^\circ) \quad (18)$$

$$V_{Tn1} = V_{cn} \angle -120^\circ - |V_{RL3}| \angle (\delta - 120^\circ) \quad (19)$$

위 식에서 보듯이 본 논문에서 제안한 제어 알고리즘의 특징은 비교적 간단한 알고리즘으로 단위역률을 실현할 수 있는 반면에 회로정수인 저항(R)과 인덕터(L)의 입력 임피던스 값을 정확하게 알 수 있어야 성립될 수 있다는 것이다. 입력 임피던스인 저항과 인덕터의 값은 온도나 자기코어의 포화상태에 따라 변동될 수 있으므로 최적 δ 값은 설비의 시운전을 통하여 직접 도출하면 좋겠다.

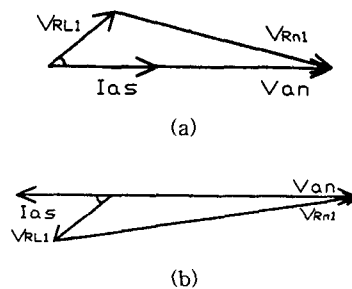


그림 4. 페이저 다이어그램
(a) 부하영역
(b) 발전영역
Fig. 4. Phasor diagram
(a) Load mode
(b) Generating mode

또, 부하가 능동 부하인 경우에는 발전영역으로 운전해야하므로 입력 임피던스 전압과 전류의 위상이 부의 방향으로 바뀌어 입력 상전압과 전류의 위상이 180° 가 되면서 단위역률이 이루어진다.

그림 4는 부하영역과 발전영역에서의 페이저 다이어그램(Phasor Diagram)을 나타낸다.

3. 시스템 구성

그림 5는 전체 시스템의 구성도를 나타내는 것으로 컨버터의 출력전압 조정은 비례적분제어기에 의해 수행되고 있으며, 제어기의 입력은 출력전압 지령치와 실제 출력전압의 에러 전압이며, 제어기의 출력은 단위역률을 실현하기 위하여 입력 임피던스 양단전압 지령치의 최대값으로 활용된다. 또 입력 상전압을 전압센서를 통해 검출하여 입력 상전압보다 위상이 δ 보다 앞서고 주파수가 동기될 수 있는 정현 변조전압을 생성한다.

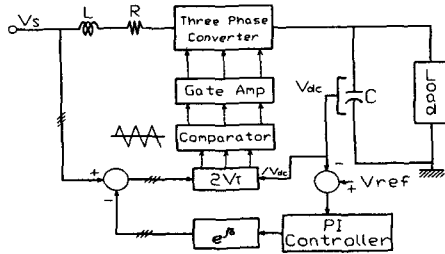


그림 5. 시스템 블록다이아그램
Fig. 5. Block diagram of system

본 논문에서는 PWM(Pulse Width Modulation) 방식으로서 삼각파와 정현파를 상호 비교하여 스위칭 시간을 결정하는 정현 PWM 방식을 적용하였다 [9].

그림 6은 전형적인 정현 PWM의 스위칭 패턴을 나타내는 것으로 스위칭하는 순간은 삼각파(= v_{tri})와 모듈레이션 전압(= v_m)이 서로 만나는 순간으로, 만약 DC-link단의 커패시터 C가 중간에 탭을 가지고 있다고 가정하면 펄스 전압 파형은 그림 6에서와 같이 $\pm 0.5[V_{dc}]$ 로 나타나며 기본파 성분의 크기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{tri} = V_T \times \frac{4t}{T_s} \quad 0 < t < \frac{T_s}{4} \quad (20)$$

여기서, V_T 는 삼각파(= v_{tri})의 진폭

T_s 는 삼각파(= v_{tri})의 1주기 시간

그림 6의 $t = t_1$ 순간에 v_{tri} 는 v_m 과 같으므로 식 (20)으로부터

$$t_1 = \frac{v_m}{V_T} \times \frac{T_s}{4} \quad (21)$$

그림 6으로부터 스위치의 On 시간 $t_{on} = 2t_1 + T_s/2$ 이고, Off 시간 $t_{off} = T_s - t_{on}$ 이므로 1사이클내의 Duty비를 구하면 다음과 같다.

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_m}{V_T} \right) \quad (22)$$

조명 · 전기설비학회논문지 제17권 제6호, 2003년 11월

$$D_2 = \frac{t_{off}}{T_s} = 1 - D_1 \quad (23)$$

식(22)와 (23)에서 기본파전압 V_1 을 구하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} V_1 &= D_1 \frac{V_{dc}}{2} - D_2 \frac{V_{dc}}{2} = (2D_1 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ &= \frac{1}{2} \frac{v_m}{V_T} V_{dc} \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)에서 보는 바와 같이 출력전압의 기본파 성분의 크기는 DC-link 전압과 변조비($M = v_m/V_T$)에 비례하고, 주파수는 변조전압의 주파수와 동일하게 된다.

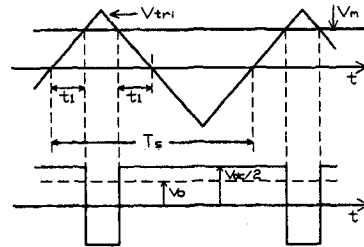


그림 6. 정현 PWM 방식의 스위칭 패턴
Fig. 6. Switching pattern of sinusoidal PWM Method

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문의 시뮬레이션 및 실험에 사용된 컨버터의 입력 전압은 3상 Y결선 60[Hz]의 실효치 57[V], 출력은 2[kW], 4[kW]를 적용하고 스위칭 주파수는 대용량에서의 스위칭 손실을 줄이기 위해서 비교적 적은 3[kHz]로 고정하였다. 입력전류의 저차 고조파의 감소 및 완전한 제어를 행하기 위해서는 어느 정도 큰 용량의 인덕터가 요구되지만 경제적인 측면과 전류의 리플을 고려하여 적정 크기의 인덕터를 선택하여야 한다. 표 1은 위와 같은 조건으로 승압용 인덕터 L의 크기에 따른 입력전류의 왜형률(Total Harmonics Distortion)을 계산하였다[10]~[11].

표 1. 입력전류의 왜형률

Table 1. THD of input current

인덕터(L)	왜형률(THD)
0.5 [mH]	19.3 [%]
1.0 [mH]	10.1 [%]
1.5 [mH]	7.1 [%]
2.0 [mH]	5.2 [%]

본 논문에서는 입력전류의 왜형률 및 고조파의 크기를 고려하여 인덕터를 적당한 용량의 1.5[mH]로 선정하였으며, DC-link단의 커패시터의 크기는 출력전압의 리플을 2[%]이하로 동작시키기 위하여 900[μ F]으로 선정하였다.

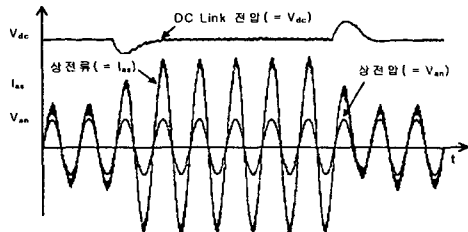


그림 7. 부하변동 시 입력 전압(=57(V))과 전류, DC link(=200(V)) 전압 파형
Fig. 7. Input voltage(=57(V)) & current, DC link voltage waveform at load changing

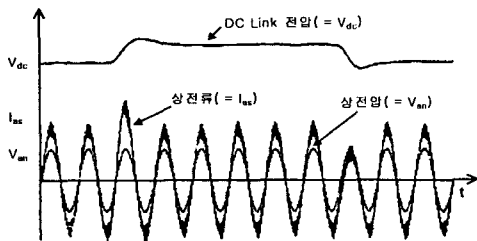
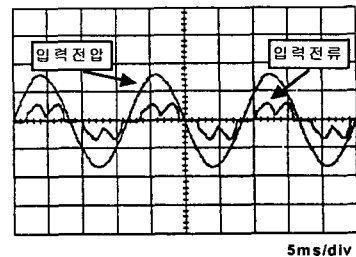


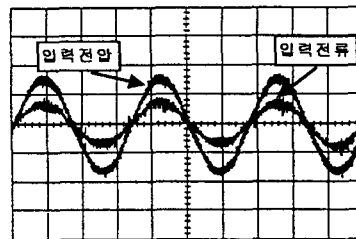
그림 8. DC Link 전압 변동 시 입력 상전압 (=57(V))과 상전류, DC Link 전압 파형
Fig. 8. Input voltage(=57(V)) & current, DC link voltage waveform at DC link voltage reference changing

그림 7은 위와 같은 조건으로 DC link 전압의 설정치를 200[V]로 고정하고, 부하를 2[kW]에서 4[kW]로 변경하면서 시뮬레이션한 결과로서 입력전류는 정현파에 매우 가까운 형상을 보이며, 전압과는 동위상에 가까운 단위역률을 보이고 있으며, 정

상 상태에서 출력측의 DC link 전압은 거의 리플을 보이지 않고 지령치에 잘 추종하는 것을 알 수 있었다. 그림 8은 일정 부하 상태에서 DC link 전압의 설정치를 200[V]에서 230[V]로 변경하면서 시뮬레이션한 것으로 단위역률을 유지하면서 잘 추종하는 모습을 보이고 있다. 시뮬레이션에 사용된 Tool은 C-language를 사용하여 직접 프로그램 하였다.



(a)



(b)

그림 9. 입력전압과 전류의 파형
(상전압:50 V/div, 상전류: 20A/div)
(a) 다이오드 정류기
(b) PWM 컨버터

Fig. 9 Input voltage & current waveform
(a) Diode rectifier
(b) PWM converter

그림 9는 2[kW] 부하에서 3상 다이오드 정류기와 PWM 컨버터의 특성을 비교하기 위하여 실험한 결과로서, 그림 9(a)는 다이오드 정류기에서의 입력 상전류와 전압 파형으로 전류 파형이 펄스상의 찌그러진 형태로 됨에 따라 그림 10에서 보듯이 5차, 7차, 11차 등 많은 저차 고조파 성분들을 가지고 있음을 알 수 있다. 반면 그림 9(b)는 PWM 컨버터의 입력 상전류와 전압 파형으로 입력전류는 정현파에 가까

우면서 저차 고조파는 거의 찾아볼 수 없고 스위칭 주파수인 3[kHz]에 해당하는 50차 근처의 고차 고조파만을 확인할 수 있었다.

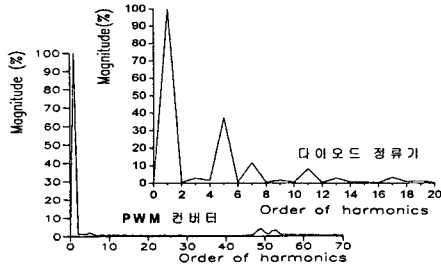


그림 10. 고조파 비교
Fig. 10. Comparison of harmonics

그림 11은 PWM 컨버터의 DC link 전압 파형으로 비교적 리플 없이 지령 전압 200[V]에 잘 추종하였으며, 그림 12는 스위칭 단과 전원 중성점 사이의 전압으로 전형적인 PWM 파형의 형태를 보이고 있으며 전압 V_{Rn} 과 V_{Sn} 사이에는 정확하게 120° 의 위상 차이를 보이고 있었음을 알 수 있다.

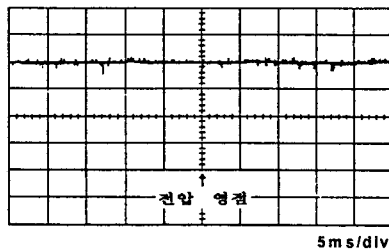


그림 11. PWM 컨버터의 DC 링크 전압 파형(50 V/div)
Fig. 11. DC link voltage waveform of PWM converter(50 V/div)

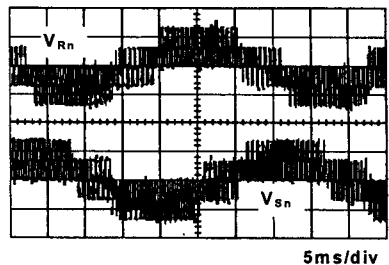


그림 12. 전압 V_{Rn} 과 V_{Sn} (50V/div) 파형
Fig. 12. V_{Rn} & V_{Sn} waveform

5. 결 론

AC/DC 전력변환장치로서 위상제어 컨버터나 출력전압을 제어할 수 없는 다이오드 정류기는 에너지의 효율과 역률을 저하시키며, 기기의 오동작 및 저차 고조파 성분이 발생하는 문제점들이 있다. 본 논문에서는 역률개선 및 고조파 감소의 문제점을 극복하기 위하여 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 입력전류 정보없이 교류 입력전압 정보와 회로의 임피던스 정보만으로 단위역률을 구현할 수 있는 제어알고리즘을 도출하였으며, 정현 PWM 방식을 채용하여 불규칙한 스위칭 주파수 방식에서 나타나는 입력필터의 설계 및 스위칭 소자 선정에 대한 어려움을 극복하였다. 그리고 스위칭 주파수를 3[kHz]로 고정시키고 부하를 2[kW]에서 4[kW]로 가변시키면서 제안한 제어알고리즘을 적용시킨 결과 부하영역 및 발전영역에서 단위역률이 잘 이루어졌으며 DC link단의 출력전압이 거의 리플 없이 다이내믹한 응답특성을 보였다. 또 시뮬레이션으로 얻어진 회로정수를 바탕으로 인덕터 및 커패시터의 용량을 적절한 크기로 산정하여 실제 실험에 적용한 결과 시뮬레이션과 같은 부하조건에서 다이오드 정류기와 비교하면 역률 개선 및 저차 고조파가 현저하게 저감되었음을 알 수 있었다.

References

- [1] D. D .Shipp, "Harmonic analysis and supsresion for electrical systems supplying power converter and other nonlinear loads", IEEE, IA-15, No.5, pp.1-6, 1979.
- [2] E.Wemekinck, AKawamura, and R.Hoft, "A high frequency AC/DC converter with unity power and minimum harmonic distortion", IEEE-FESC Record, pp.264-270, 1987.
- [3] A.W.Green, and J.T.Boys, "Hysteresis current forced three phase voltage sourced reversible rectifier", IEE Proc.Pt.B, Vol 136, pp.113-120, 1989.
- [4] W.Tang,F.C.Lee and R.B.Ridley, "Small signal modeling of average current mode control", Applied Power Electronics Conf. Proc, pp.747-755, 1992.
- [5] R.WU, S.B.Dewan,and G.R.Slemon,'Analysis of an AC-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control', IEEE,IA-27,NO-2 pp.355-364, 1991.
- [6] L.Malessani, L.Rossetto, P.Tenti, and P.Tomasin, "AC/DC/AC PWM converter with reduced enengery storage

- in the DC Link", IEEE Trans. on Industry Applications Vol.31 No. 2 pp 287~292, 1995.
- [7] M.Madigan, R.Erickson and E.Ismail, "Integrated high quality rectifier regulators", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.1-9, 1992.
 - [8] A.Busse, J.Holtz, "Multiloop control of a unity power factor fast switching AC to DC converter", IEEE Power Electronics Specialist Conf.82 Rec., pp.171-179, 1982.
 - [9] H.S.Patel and R.G.Hoft, "Generalized technique of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter," IEEE Trans.Ind.Appl., Vol.IA-19, pp.310-317, 1973.
 - [10] R.Yacamini, "Harmonics caused by the various types of transform saturation", International Journal Electrical Engineering Education, Vol.19, pp.157-167, 1982.
 - [11] P.D.Ziogas, "Optimum filter design for a single phase solid state UPS system", Master's Thesis, Concordia University, 1984.

◇ 저자소개 ◇

천창근 (千昌根)

1968년 2월 29일생. 1993년 부산대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1995년 1월 포항산업과학연구원 입사. 현재 포항산업과학연구원 선임연구원.

김철우 (金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경 공업 대학 전기전자공학과 객원 교수. 1986년 중앙대학교 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대학교 공과대학 전자전기통신공학부 교수. 본 학회 평의원.