

배전선로의 고조파 성분억제가 가능한 단위역률 전력변환기 개발에 관한 연구

(A Study on the Unity Power Factor Converter to Inhibit Harmonics of Distributed Line)

朴晟濬* · 卞永福** · 權純在*** 金喆禹****

(Sung-Jun Park · Young-Bok Byun · Soon-Jae Kwon · Cheul-U Kim)

요 약

본 연구는 상전류가 상전압과 동위상에 가까운 정현파가 되도록 제어함으로써 배전선로의 고조파성분과 무효전력을 감소시킬 수 있는 3상 PWM AC/DC 승압형 컨버터를 해석하고 안정된 제어방법을 제안하였다.

제어기의 실현에 있어서는 전류센서가 없는 순시전압 제어방식의 비교적 간단한 제어 알고리즘을 도출하였고 순시전압 제어는 PWM방식을 이용하였다. 또한 스위칭손실을 줄이기 위하여 스위칭 주파수는 비교적 낮은 범위인 3[kHz]정도로 정하였다. 부하가 능동부하일 경우 전원쪽으로 잉여전력의 회수가 가능한 4상한 동작 컨버터를 구성하였으며, 본 제어방식의 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다.

Abstract

In this paper, 3-Phase PWM AC/DC step up type converter that reduces the harmonics and reactive power of the distribution line is analyzed and the stable control method is proposed as controlling the sinusoidal phase current and phase voltage in phase. In implementation of controller, simple control algorithm is derived as the instantaneous voltage control method without current sensor. The instantaneous voltage is controlled by PWM method and the switching frequency is presented in low range 3[kHz] for reducing the switching loss. In case of active load, four quadrants operation converter regenerate power from the load to the power source is conducted. Through the computer simulation and experimentation, the proposed control method is justified.

*正會員 : 부산대 대학원 전기공학과 박사과정 수료

**正會員 : 부산공업대 기계공학과 부교수

接受日字 : 1995年 6月 22日

**正會員 : 한국전기연구소 전력전자연구부 선임연구원

****正會員 : 부산대 공대 전기공학과 교수

1. 서론

현재 산업계에서 사용되는 많은 전기기기 및 장치에서 직류전원은 중요한 역할을 하고 있다. 기존의 AC/DC 전력변환 장치는 위상제어 콘버터나 출력전압을 제어할 수 없는 다이오드 콘버터를 사용해 왔다. 그러나 이와 같은 AC/DC 전력변환 장치에서는 교류전원단에서 저차 고조파 발생 및 역률 저하 등의 문제점이 발생한다¹⁾. 따라서 이를 개선하기 위해서는 교류 입력 측과 직류출력측에 큰 용량의 필터를 필요로 하게 되며, 이에 의해 전력변환 장치의 부피가 커지고 경제성이 낮아진다. 그러므로 교류 입력역률을 최대한 개선하고 정현파 전류를 효과적으로 유지한다는 것은 기기의 효율적 이용 및 에너지 절약이라는 관점에서 매우 중요하다.

80년대 초 Schlecht가 전류와 전압의 귀환루프를 통한 다이내믹 고역률 AC/DC 콘버터 제어를 제안한 이후²⁾, 최근에는 단위역률을 실현하는 3상 AC/DC 콘버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이와 같이 단위역률을 구현하는 PWM 콘버터는 기존의 AC/DC 전력변환 방식에 비해 보다 복잡한 제어기 요구되는 단점은 있지만, 콘버터의 스위칭을 순시제어하여 입력역률을 향상시킬 수 있을 뿐만 아니라 입력전류의 일그러짐을 줄일 수 있는 장점이 있다.

최근에 이러한 목적을 위하여 3상 AC/DC 콘버터에 대한 많은 제어방법을 제시하고 있으나 각각의 장단점을 가지고 있다. ^{3)~5)} 일반적으로 전류 밴드폭 제어는 여러 가지 장점이 있지만 스위칭 주파수가 일정하지 않으므로 부하변동에 따라 스위칭 주파수가 달라져서 스위치의 스트레스를 증가시킨다는 단점이 있다. 이에 비해 PWM 제어에 의한 일정 주파수 제어는 스위칭 주파수를 일정하게 고정할 수 있는 장점이 있다.

본 연구는 3상 AC/DC 전력변환장치인 콘버터의 직류출력이 가변 되더라도 상전류가 상전압과 동위상에 가까운 정현파가 되도록 제어함으로써 배전선로의 고조파성분을 최대한 억제할 수 있는 한 방법을 제시한다.

본 연구에서는 전류센서가 없는 순시전압 제어

방식의 비교적 간단한 제어 알고리즘을 도출하였고 순시전압 제어는 PWM방식을 이용하였다. 또한 스위칭손실을 줄이기 위하여 스위칭 주파수는 비교적 낮은 범위인 3[kHz]정도로 정하였다. 부하가 능동부하일 경우 전원쪽으로 잉여전력의 회수가 가능한 4상한 동작 콘버터를 구성하였으며, 본 제어방식의 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다.

2. 3상 PWM AC/DC Boost 콘버터의 해석 및 역률제어

2.1 전압방정식

3상 PWM AC/DC Boost 콘버터의 주회로 구성은 그림 1과 같으며 부스터 형태의 인덕터와 커패시터를 가지고 있으며, 6개의 각 스위치소자는 양방향 전력전달이 가능하도록 다이오드가 역병렬로 연결된 전력용 반도체로 구성되어 있다.

그림 1에 표시된 V_m , V_{lm} , V_{cm} 은 입력 상전압이고, L 은 변압기의 누설성분과 입력필터를 포함한 등가 인덕턴스 값이다. 저항 R 은 스위칭손실에 의한 전력소자의 등가저항 및 인덕터 권선의 등가 저항을 포함한 값이다. 그리고 출력측의 C 는 고속 스위칭에서도 양호한 동적 특성을 가지기 위해서 위상제어 콘버터에 비해 비교적 적은 용량의 커패시터를 사용한다.

3상 Boost콘버터의 승압동작을 해석해 보면 두 가지 모드로 나타낼 수 있다. 첫째, Boost스위치인 Q 를 On했을 때 인덕터 전류는 상승하고 그 에너지는 인덕터에 축적된다. 이때 다이오드 D 는 역바이어스 되어있으므로 '출력 커패시터가

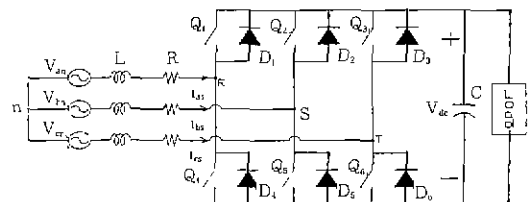


그림 1. 3상 PWM AC/DC Boost 콘버터의 주회로
Fig. 1 Main circuit of 3 ϕ PWM AC/DC Boost converter

전력을 부하에 공급한다. 둘째, Boost 스위치 Q가 off하는 순간 인덕터에 축적된 에너지는 AC 입력전원의 에너지와 함께 부하에 공급하게 된다.

그림 1에서 회로의 전압방정식은 다음과 같이 표시된다.

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

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

입력 상전압이 3상 평형이라고 가정하면 식 (3), (4)가 성립하므로 이로부터 각 상전압을 표시하면 식 (5)~(7)과 같다.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

단, Q1 또는 D1이 On인 경우 $d_1=1$

Q2 또는 D2이 On인 경우 $d_2=1$

Q3 또는 D3이 On인 경우 $d_3=1$

Q4 또는 D4이 On인 경우 $d_1=-1$

Q5 또는 D5이 On인 경우 $d_2=-1$

Q6 또는 D6이 On인 경우 $d_3=-1$

식 (5)~식(7)을 입력임피던스 양단전압으로 나타내면 다음과 같다.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

식 (14)~식(16)에서 V_{Rn} , V_{Sn} , V_{Tn} 의 전압은 $2/3V_{dc}$, $-2/3V_{dc}$, $1/3V_{dc}$, $-1/3V_{dc}$, 0의 5지 종류의 전압이 발생가능함을 알 수 있다. 본 연구에서는 이들 5가지 종류의 전압으로 원하는 크기와 위상을 가진 기본파 전압성분을 만들게 된다. 그림 2는 예상되는 V_{Rn} 의 전압파형이다.

2.2 단위역률 운전

정상상태에서 3상중 a상, 즉 식 (11)에 대한 등가 회로도는 그림 3과 같다.

그림 3에서 V_{Rn} 은 그림 2와 같이 펄스전압인 V_{Rn} 의 기본파 성분을 나타낸다. 여기에서 a상 전

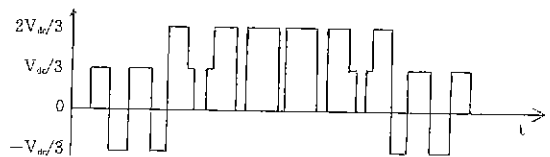


그림 2 스위치단과 중성점사이의 전압 V_{Rn}
Fig 2 Waveform V_{Rn}

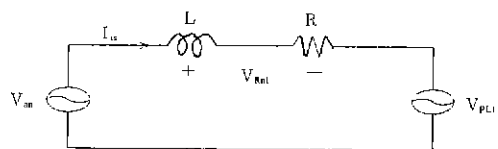


그림 3 한 상의 등가회로
Fig 3. Equivalent circuit (one phase)

류인 I_{as} 는 입력임피던스의 양단전압인 V_{RL1} 보다 위상이 항상 $\delta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ 만큼 뒤진다는 사실을 알 수 있다. 그러므로 입력임피던스의 양단전압 V_{RL1} 이 입력 상전압 V_{m1} 보다 위상이 δ 만큼 앞설 수 있도록 주 스위치를 제어하면 단위역률이 가능하다. 여기서 실제로 제어가능한 전압은 입력 임피던스 전압이 아니라 그림 2와 같은 펄스전압 V_{Rn} 이므로, 그 기본파성분 V_{RL1} 을 상전압 V_{m1} 을 기준으로 페이지로서 표현하면 식 (14)와 같다.

$$V_{Rn1} = V_{m1} - |V_{RL1}| \angle \delta \quad (14)$$

따라서 V_{Sn1} 와 V_{Tn1} 을 페이지로서 표현하면 식 (15), (16)과 같다.

$$V_{Sn1} = V_{bn} \angle 120^\circ - |V_{RL2}| \angle \delta + 120^\circ \quad (15)$$

$$V_{Tn1} = V_{cn} \angle -120^\circ - |V_{RL3}| \angle \delta - 120^\circ \quad (16)$$

위 식에서 알 수 있듯이 본 제어알고리즘의 단점은 회로정수인 입력 임피던스(R, L)를 정확하게 알아야 단위역률이 이루어진다는 것이다. 그러나 이들 파라메타는 온도나 자기코어의 포화상태에 따라 변동하므로 항상 일정하지는 않다. 시뮬레이션 및 본 실험에서는 1.5(mH)인 공극을 갖는 철심인덕터를 사용하였다.

그리고 부하가 능동부하인 경우에는 발전영역에서 운전이 가능하여야 하며 부하에서의 발전전압이 DC-Link 전압보다 높을 경우 입력임피던스의 전압이 부의 방향으로 바뀌고 전류의 위상도 반전된다. 여기에서 입력 상전압과 상전류의 위상차를 180° 가 되도록 전압제어가 이루어진다면 단위역률이 가능하게 된다. 그리고 이상에서 제시된 V_{Rn1} , V_{Sn1} , V_{Tn1} 이 원하는 전압파형이 되도록 하는 순시전압제어는 구현이 용이한 PWM 방식을 이용한다.

그림 4는 부하영역과 발전영역에서의 페이지도를 나타낸 것이다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 전체시스템 구성

그림 5는 전체 구성도를 나타낸 것이다. 콘버터의 출력전압은 프로그램 내부에서 소프트웨어를 사용한 PI 제어기로서 제어하였으며 PI 제어

기의 입력은 지령전압(V_{ref})과 실제전압(V_{dc})과의 차전압($E = V_{ref} - V_{dc}$)이고 PI제어기의 출력은 입력임피던스 양단전압 지령치의 최대치로 환산된다. 입력 상전압보다 위상이 δ 만큼 앞서고 주파수가 동기될 수 있는 정현파의 발생은 입력상전압의 영점을 검출하여 미리 설정된 정현파 데이터의 번지값에 프로그램이 가능한 8254카운터의 카운터 값을 대입함으로써 해결할 수 있다.

3.2 시뮬레이션 결과

본 연구에서의 콘버터 입력전압은 100(V) 3상 Y결선, 출력은 저항부하로서 2(kW)를 적용하였으며, 스위칭 주파수는 대용량에서의 스위칭 손실을 줄이기 위해서 비교적 적은 3(kHz)로 설정하였다.

스위칭소자 및 주회로가 안정하게 동작되기 위해서는 적절한 인덕터의 선택이 중요하며 저차고조파 전류의 크기를 감소시키고 완만한 제어를 행하기 위해서는 어느 정도 큰 인덕턴스가 요구되지만 경제적인 측면과 입력전류의 리플을 고려하여 설정할 필요가 있다.

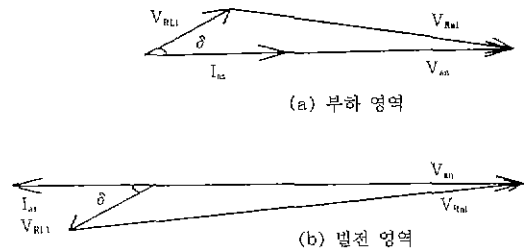


그림 4 부하 영역과 발전 영역에서의 페이지도
Fig. 4 Phasor diagram

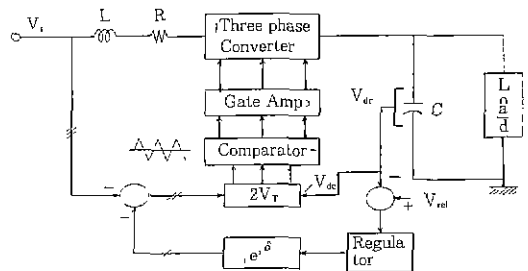


그림 5 전체 블럭도
Fig. 5 Block diagram

표 1은 입력필터 L의 크기에 따른 입력전류의 총합고조파왜형률(THD)을 표시하였다.

그림 6은 입력필터 L의 변동에 따른 고조파분 석도이다.

표 2는 본 연구에서 산정한 3상 PWM Boost 컨버터의 파라메타이다.

3.1절에서 기술한 전체시스템을 컴퓨터 시뮬레 이션한 결과 출력 DC 전압과 전압파형 및 전류 파형은 그림 7(a)와 같고 이때 전류의 고조파분

표 1. 입력전류의 왜형률

Table 1. THD of input current

입력필터 L	왜형률(THD)
0.5[mH]	19.3[%]
1[mH]	10.1[%]
1.5[mH]	7.1[%]
2[mH]	5.2[%]

표 2. 3상 Boost 컨버터의 산정조건

Table 2. 3 ϕ Boost converter design condition

산 정 조 건	
입력전압	100[V](rms)
출력전압	200[V](DC전압)
출력전력	2[kW]
인덕터	1.5[mH]
콘덴서 용량	900[μ F]
스위칭 주파수	3[kHz]

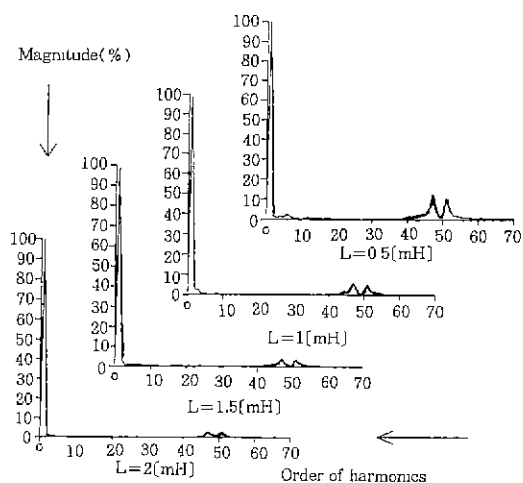
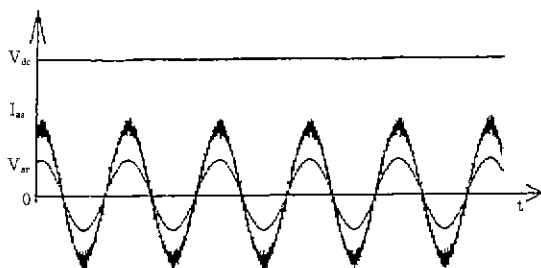


그림 6 입력 인덕터에 따른 입력전류 고조파 분석(부하 용량 2[kW])

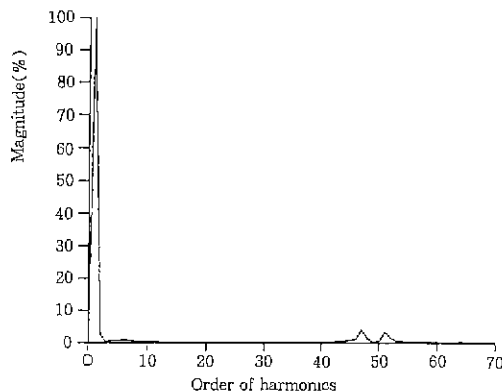
Fig 6 Input current harmonic analysis on input inductor

석은 7(b)와 같다. 그림에서 보는바와 같이 단위 역률이 잘 수행되고 있으며(역률 99[%]이상)약 간의 고조파를(왜형률 7.1[%]이하)함유하고 직 류전압의 리플은 거의 없음을 보여주고 있다.

그림 8은 출력전압이 변동되는 경우로서 변동 시에만 약간의 직류전압 변동을 함유하고 있을 뿐 단위역률 및 직류전압의 리플이 거의 없음을



(a) 전압 및 전류파형



(b) 고조파 분석

그림 7. 출력 2[kW]일 때 출력전압, 상전류, 상전압파형 및 고조파분석

Fig. 7. Output voltage, phase voltage, phase current and harmonics analysis when load is 2[kW]

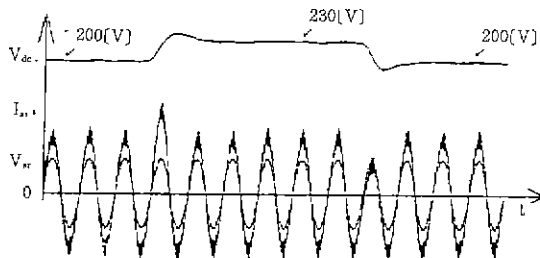


그림 8. 직류출력전압의 변동에 따른 입력전압전류 응답

Fig. 8 The response of Input voltage and current when DC reference voltage changes

보여주고 있다.

시뮬레이션 파형의 THD 및 역률계산은 식 (23)에서 식(25)까지를 이용하여 고조파분석 프로그램으로 수행하였다.

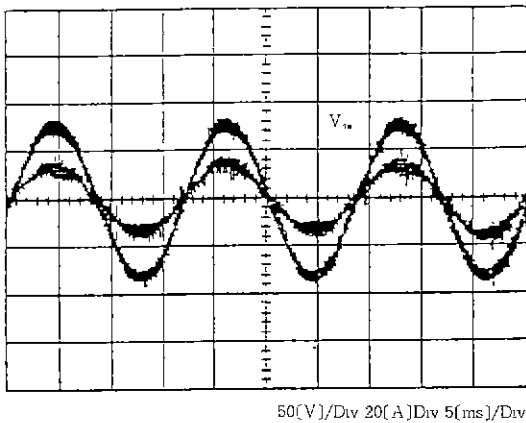
$$I_N\% = \frac{I_N}{I_1} 100\% \quad (23)$$

$$THD\% = \frac{\sum I_N}{I_1} 100\% \quad (24)$$

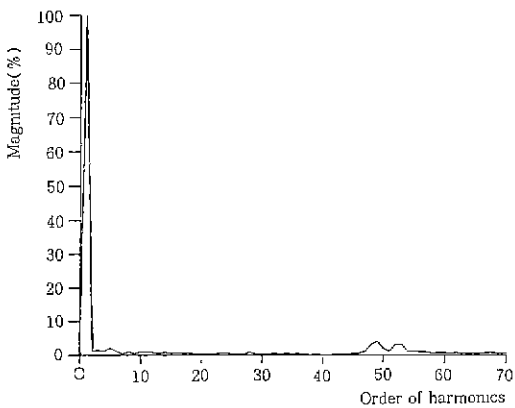
$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+(THD/100)^2}} \quad (25)$$

$I_N = N$ 차 고조파 전류의 실효치

$N=2, 3, 4, \dots$



(a) 전압 및 전류파형



(b) 고조파 분석

그림 9 입력 상전압과 전류 및 고조파분석
Fig. 9 Input current, input voltage and harmonics analysis

3.3 실험결과

실험에서 사용한 회로정수는 시뮬레이션에서 산정한 회로정수를 그대로 사용하였다.

그림 9는 3상 PWM AC/DC Boost 컨버터에 대한 입력 상전압, 상전류 파형과 고조파분석 결과이다. 입력상전압은 상전류의 영향때문에 다소 찌그러진 모양이나, 거의 단위역률이 되어 시뮬레이션결과와 일치 됨을 알 수 있다. 상전류의 고조파분석결과 THD값이 약 10[%]로 시뮬레이션한 값(7.1[%])보다 약간 크다.

그림 10은 DC-Link 전압파형으로서 전압지령치에 잘 추종함을 알 수 있다.

그림 11은 스위치와 전원의 중성점 사이의 전

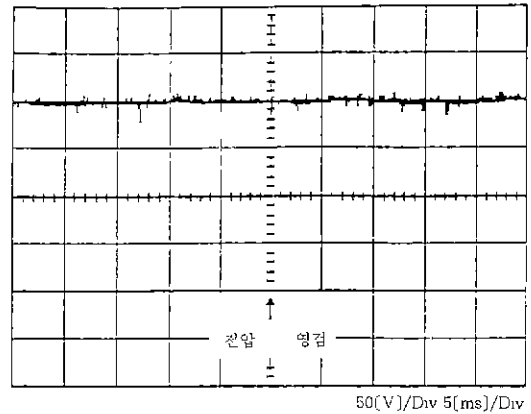


그림 10. DC link 전압파형
Fig. 10 DC link voltage waveform

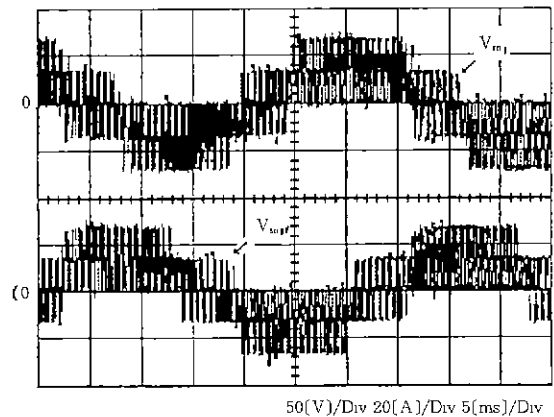


그림 11 컨버터의 스위치단과 중성점사이의 전압
Fig. 11 Voltage Waveforms of V_m , V_{sn}

압인 V_{rm} , V_{sn} 이고 그 전압레벨은 $\pm 2/3V_{dc}$, $\pm 2/3V_{dc}$ 및 0인 다섯 종류가 발생 됨을 알 수 있다.

4. 결론

본 연구는 3상 AC/DC 전력변환장치인 콘버터의 직류출력이 가변되더라도 상전류가 상전압과 동위상에 가까운 정현파가 되도록 제어함으로써 배전선로의 고조파성분과 무효전력을 감소시킬 수 있는 3상 PWM AC/DC 승압형 콘버터를 해석하고 안정된 제어방법을 제안하였다.

제어기의 실현은 전류센서를 사용하지 않고 순시전압을 제어하는 정현파 PWM방식을 이용하였다. 그리고 시뮬레이션을 통하여 전체 시스템의 중요한 회로정수인 L 및 C의 크기를 산정하였으며 이에 의해 구성한 전체 시스템에 대하여 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과 단위역을 동작이 잘 이루어졌으며 직류출력전압의 리플도 거의 나타나지 않았다. 그리고 입력전류 파형의 THD는 양호하게 나타났다.

3상 PWM AC/DC Boost 콘버터에서 단위역을 운전은 콘버터의 입력전류의 배전선로의 고조파성분을 줄일 수 있고, 무효전력을 감소시킬 수 있으므로 직류 전원장치로서의 적용이 기대된다.

본 연구는 94년 한국전력공사의 전력기술기초연구 지원사업에 의하여 수행된 연구입니다

참고 문헌

- 1) D D Shipp, "Harmonic Analysis and supression for Electrical Systems Supplying Power Conerters and Other Nonlinear Loads", IEEE, IA-15, No 5, pp 1~6, 1979
- 2) E. Wernekinck, A.Kawamura, and R.Hoft, "A High Frequency AC/DC Converter with Unity Power and Minimum Harmonic Distortion", IEEE-PESC Record, pp 264~270, 1987
- 3) A W Green, and J.T.Boys, "Hysteresis Current Forced Three-Phase Voltage-Sourced Reversible Rectifier", IEEE 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) M.Madigan, R Erickson and E Ismail, "Integrated High Quality Rectifier-Regulators", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp 1-9, 1992
- 7) 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

◇ 著者紹介 ◇



박성준(朴晟濬)
1965년 3월 20일생. 1991년 부산대학교 공대 전기공학과 졸업. 1993년 부산대 대학원 전기공학과(석사). 현재 부산대 대학원 전기공학과 박사 과정수료.



변영복(卞永福)
1961년 3월 23일생. 1984년 부산대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한국전기연구소 전력전자연구부 선임연구원.



권순재(權純在)
1951년 11월 4일생. 1978년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1982년 부산대 대학원 전기공학과(석사). 1990년 부산대 대학원 전기공학과 박사 과정수료. 현재 부산공업대 기계공학과 부교수.



김철우(金喆禹)
1942년 12월 5일생. 1969년 부산대학교 공대전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과(석사). 1986년 중앙대 대학원 전기공학과(박사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 현재 부산대 공대 전기공학과 교수.