

고속 전철용 단상 PWM 컨버터의 고조파 저감에 관한 연구

박정배, 임훈규, 이광운, 여형기, 유지윤
고려대학교 전기전자전파 공학부

A Study on the Harmonic Reduction of the Single Phase PWM Converter for High Speed Rail

Jung-Bae Park, Hoon-Kyu Lim, Kwang-Woon Lee, Hyeong-Gee Yeo, Ji-Yoon Yoo
Korea University

Abstract

In the high speed rail system, the distortion of the voltage and the current waveform of the input power line, increases the power loss and make a several electro-magnetic problems such as EMI or the interference of the communication line.

In this paper, the control scheme of the PWM converter to make a good power factor and to regulate the output voltage as well as to reduce the harmonic component of the input current is proposed. Also a control scheme of the PWM converter in the parallel operation to reduce the harmonics of the input current is proposed

1. 서론

최근들어 전력용 반도체의 발달에 힘입어 교류 전원으로부터 부하단에 직류 전력을 공급하기 위한 AC/DC 컨버터에 사용되는 스위칭 소자는 사이리스터 대신에 자기 소호 능력이 있는 대용량의 GTO나 IGBT 등으로 대체되었다. 이에 따라 종래의 사이리스터 컨버터의 위상 제어 방식 대신에 이들 스위칭 소자들을 사용하여 PWM 방식으로 컨버터를 제어하는 것에 관한 연구들이 활발히 진행되고 있다.

PWM 컨버터는 기존의 위상 제어 컨버터와는 달리 출력 전력에 대한 제어와 동시에 입력 전력의 역률 제어를 할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 따라서 정상 운전시에는 입력 전류가 전원 전압과 동상인 정

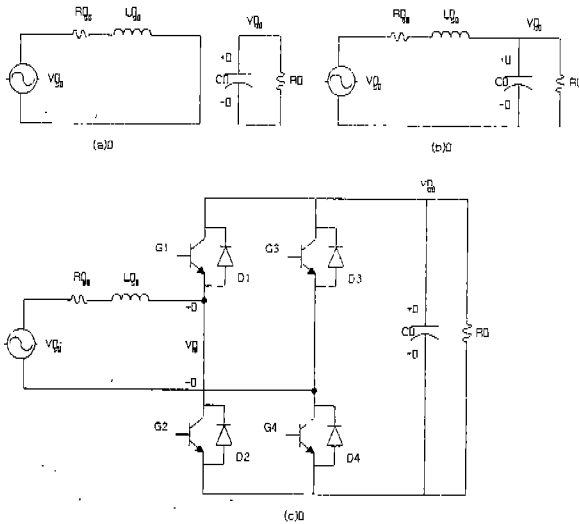
현파가 되게 제어하여 고역률 운전을 수행하고, 전력 회생시에는 전압과 전류를 역상으로 제어하여 부하단의 전력을 입력 전원측으로 전달하게 함으로써 전체 전력 계통의 효율을 증대시킬 수 있다. PWM 컨버터의 또다른 장점은 입력 전류의 파형을 개선시킬 수 있다는 것인데 이에 따라 전원측으로 유입되는 고조파를 저감시킴으로써, 최근들어 문제시되고 있는 EMI나 통신선 장애 등에 대한 영향을 효과적으로 줄일 수 있다.

본 연구에서는 고속 전철용 주전력 변환 장치로 사용되는 대용량 단상 PWM 컨버터의 고조파 저감에 관한 연구를 수행하였다. 이를 위해 단상 PWM 컨버터의 동작에 대한 해석을 수행하였으며, 역률 및 출력 전압을 제어함과 동시에 입력 전류의 고조파 성분을 저감하기 위한 컨버터 제어 방식을 제안하였다. 이를 바탕으로 단상 PWM 컨버터의 병렬 운전시 각 컨버터에서 발생하는 고조파 성분을 저감하기 위한 제어 방식을 제안하였으며, 실시스템 파라미터를 적용한 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안한 제어 방식의 우수성을 입증하였다.

2. PWM 컨버터의 역률 및 전압 제어

고속 전철용 주전력 변환 장치로 사용되는 단상 PWM 컨버터로는 입력 전압보다 큰 출력 전압을 얻기 위해 승압형(Boost-Type) PWM 컨버터를 사용한다. (그림 1)에 승압형 PWM 컨버터의 회로 구성과 동작 모드를 나타내었다.

승압형 PWM 컨버터의 동작 모드는 전류 상승 모드와 전류 하강 모드로 구분된다. 전류 상승 모드에서는 입력 전원측과 부하측이 분리되어 입력단 리액터에 에너지가 축적되고 입력 전류가 상승하게 된다. 전류 하강 모드에서는 입력 전원측에서 부하에 전력을 공급하게 되고 리액터에 축적되어 있던 에너지가 부하측으로 전달되며 입력 전류는 감소하게 된다.



(그림 1) Boost-Type PWM 컨버터와 동작 모드

(그림 1-a), (그림 1-b)에 각 모드에 대한 등가 회로를 나타내었으며, 각 모드에서의 입력 전류에 대한 회로 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$i_s(t) = \frac{1}{L_s} \int_{t_0}^{t_2} v_s(t) dt + I_{\min} \quad (1)$$

(전류 상승 모드 : 단, $i_s(t_0) = I_{\min}$)

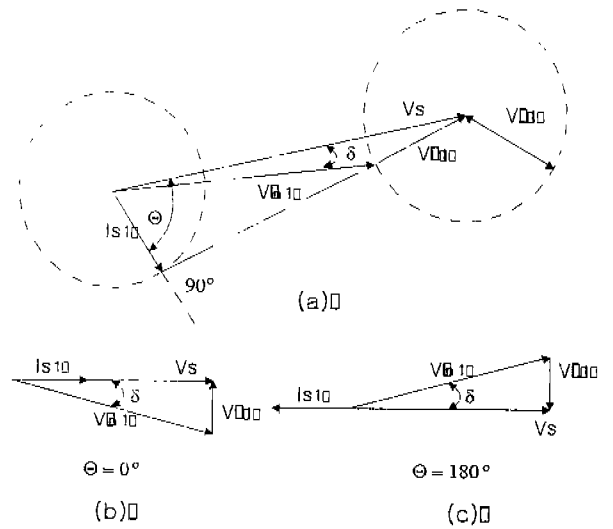
$$i_s(t) = \frac{1}{L_s} \int_{t_1}^t [v_s(t) - v_d(t)] dt + I_{\max} \quad (2)$$

(전류 하강 모드 : 단, $i_s(t_2) = I_{\max}$)

(그림 2)에 승압형 PWM 컨버터의 페이지도를 나타내었으며, 컨버터의 유효 전력(P) 및 무효 전력(Q) 성분을 나타내면 식 (3), (4)와 같다.

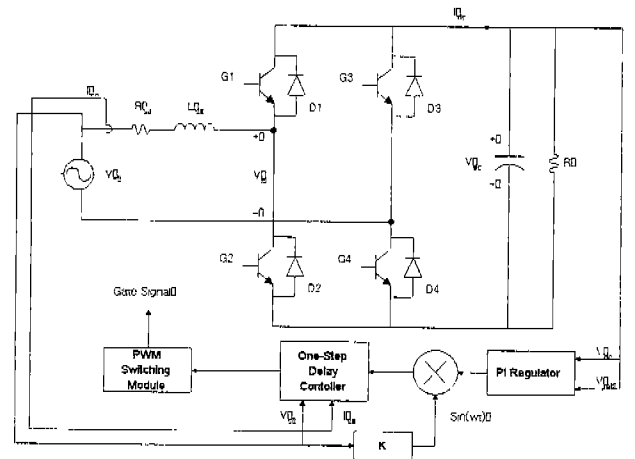
$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{in}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (3)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{in}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (4)$$



(그림 2) 승압형 PWM 컨버터의 페이지도

(그림 2)에 보인바와 같이 주어진 입력 전압 v_s 와 입력 인덕턴스 L_s 에 대해서 v_{in} 의 크기와 위상을 제어함으로써 원하는 유효 전력 및 무효 전력 성분을 얻어낼 수 있다. 또한 v_s 와 i_s 의 위상을 제어함으로써 고역률 운전도 수행할 수 있다.



(그림 3) 단상 PWM 컨버터의 제어 블록도

(그림 3)은 고역률 운전과 입력단 전류 파형을 개선하기 위해 많이 사용되고 있는 단상 PWM 컨버터의 제어 회로 구조를 나타낸다. 실제의 고속 전철용 전력 시스템에서 변압기로 구성되어 있는 컨버터의 입력 전원측은 단상 교류 전원으로 등가 모델링되어 있으며, 스위칭 소자로는 GTO를 사용한다. 컨버터의 출력단은 부하에 직류 전압을 제공하기 위한 DC Link 커패시터로 이루어져 있다. 컨버터의 제어 회로는 출력단 직류 전압을 폐루프 제어하기 위한 ① PI 제어기와, 입력 전압과 전류의 위상을 등상으로 유지

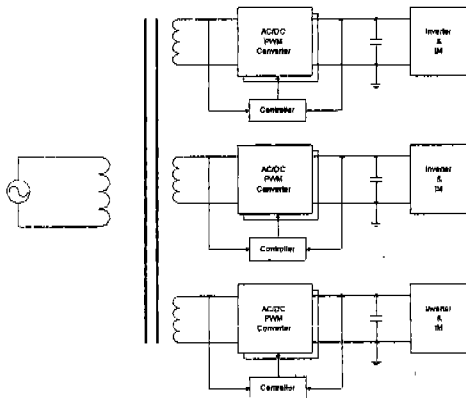
함으로써 고역률 제어를 하기 위한 ② 전류 제어기, 컨버터의 GTO를 스위칭하기 위한 게이트 신호를 생성하는 ③ 스위칭 모듈로 구성된다.

직류 전압 제어를 위한 PI 제어기는 피드백된 컨버터의 실제 출력 전압과 출력 전압 기준치와의 오차를 입력으로 하고 그 출력을 전원 전압의 위상과 동기시켜 입력 전류의 기준치 i_s^* 를 만든다. 전류 제어기에서는 입력 전류의 기준치 i_s^* 와 입력 전압 v_s 및 입력 전류 i_s 를 입력으로 하여, 다음 샘플링 주기에 컨버터의 입력 전류가 입력 전류의 기준치를 추종하게 하는 컨버터 입력단의 기준 전압 v_i^* 를 생성한다. 이러한 one-step delay 제어기의 동작을 수식으로 나타내면 식(5)과 같다.

$$\begin{aligned} v_i &= v_s - R_s \cdot i_s - L_s \frac{di_s}{dt} \\ &= v_s - R_s \cdot i_s - L_s \cdot \frac{1}{T} (i_s^* - i_s) \end{aligned} \quad (5)$$

PWM 스위칭 모듈에서는 전원 전압과 동상이고 정수배의 주파수를 가지는 삼각파와 v_i^* 를 비교하여 게이트 신호를 생성하는 SPWM 방식을 사용한다.

3. PWM 컨버터의 병렬 운전

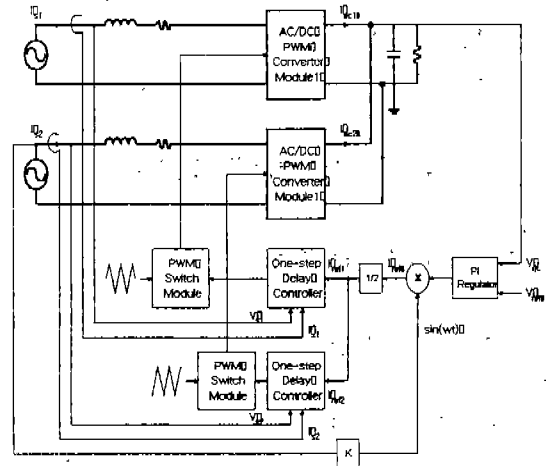


(그림 4) 고속 전철용 PWM 컨버터의 병렬 운전 시스템

실제의 고속 전철 주전력 변환부에서는 ① 시스템의 용량을 고용량화하고, ② 시스템의 안정성을 높일 뿐만 아니라, ③ 입력단 전류의 고조파를 저감하기 위하여 (그림 4)와 같이 컨버터를 병렬로 운전한다. 즉, 2대의 PWM 컨버터가 하나의 DC-Link에 병렬 연결되어 3개의 독립된 모듈을 구성하게 된다.

PWM 컨버터의 병렬 운전시 전체 입력 전류의 고조파 성분을 감소시키기 위해서 본 논문에서는 각

컨버터 모듈을 (그림 5)과 같은 방식으로 제어한다. 한 컨버터 모듈에 있는 두 대의 컨버터는 같은 직류 링크 커패시터에 병렬 연결되어 있으므로, 출력 전압 제어를 위해 한개의 PI 제어기를 사용한다. 한편 각 컨버터의 입력 전류를 제어하기 위해서는 두 개의 독립된 전류 제어기를 사용한다. 전류 제어기의 출력으로 나오는 컨버터 입력단 기준 전압에 의해 각각의 컨버터가 스위칭된다.



(그림 5) 단상 PWM 컨버터의 병렬 운전

전체 입력 전류의 고조파를 저감하기 위하여 각 컨버터의 PWM 스위칭 모듈에 있는 캐리어 삼각파의 위상이 서로 90도만큼의 위상차를 가지도록 구성한다. 따라서 각 컨버터의 입력 전류의 상승 구간 및 하강 구간이 캐리어의 위상차만큼 서로 interlacing되어 전체 입력 전류의 파형이 정현파에 가깝게 개선된다.

실제 고속 전철용 주전력 변환부에서는 6대의 컨버터를 병렬 운전하게 되므로 독립된 컨버터 모듈간에는 서로 30도의 위상차를 가지도록 하고, 동일 모듈에 존재하는 두 대의 컨버터 사이에는 서로 90도의 위상차를 가지도록 캐리어 삼각파의 위상을 배치시킴으로써 입력 전류의 고조파 성분을 감소시킨다.

또한 출력단 직류 전압에는 입력 전원의 2배에 해당하는 주파수 크기를 가지는 리플 성분이 존재하게 되는데, 이러한 출력단 직류 전압 리플을 제거하기 위해서는 LC 공진형 수동 필터를 사용한다. 그리고 입력 전류의 고조파 성분을 제거하기 위해 컨버터 입력단에도 수동 필터를 사용한다.

(표 1)은 Boost Type 4상한 PWM 컨버터를 사용하였을 때 고속 전철용 주전력 변환부의 실제 시스템 파라미터이다.

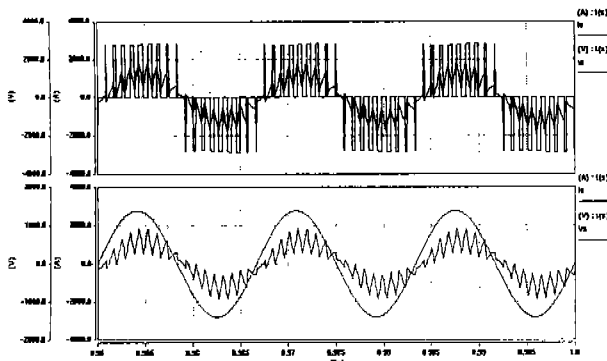
(표 1) 시스템 파라미터

출력 직류 전압	2800[V]
컨버터 출력 전류	921[A]
컨버터 입력 전류	950[A]
컨버터 입력 전압	1400[Vac]
변압기 용량	2660[kVA]
입력단 전원 주파수	60[Hz]
입력단 전원	14000[Vac]
입력단 인덕터	0.5[mH]
출력단 커패시터	8000[μF]

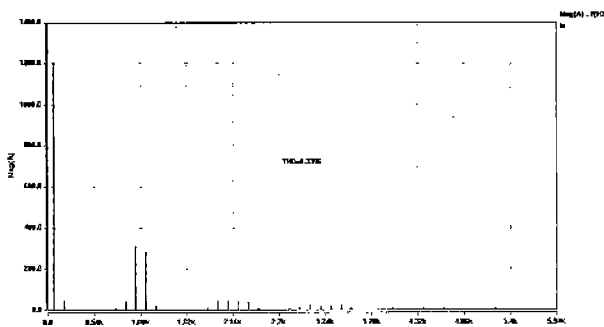
4. 시뮬레이션 결과

4.1 컨버터 1대의 운전

(표 1)에 보인 시스템 파라미터를 사용하여 컨버터를 운전하였을 때의 시뮬레이션 결과를 (그림 6)에 나타내었다. 시뮬레이션은 SABER를 이용하여 수행하였으며 (그림 7)은 입력 전류에 대한 주파수 분석 결과를 나타낸다. 입력 전류의 THD는 0.3369이고 스위칭 주파수 540Hz의 두배에 해당하는 1.08kHz 양측단에 비교적 큰 하모닉 성분이 존재함을 알 수 있다.



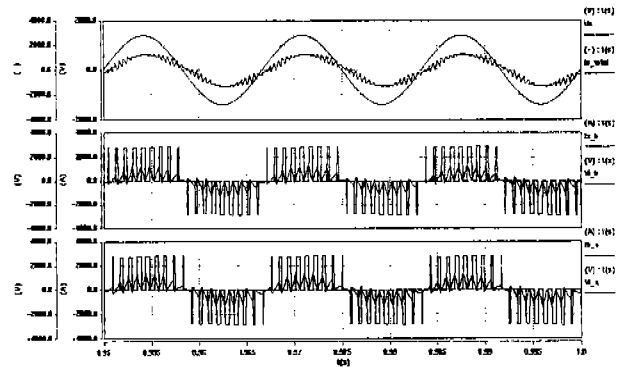
(그림 6) 컨버터 1대의 운전시 주요 파형



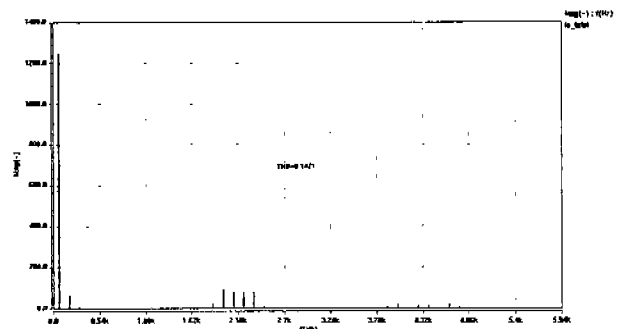
(그림 7) 입력 전류의 하모닉 성분

4.2 컨버터 2대의 병렬 운전

(그림 8)은 컨버터 2대를 병렬 운전하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 각 컨버터의 입력 전류의 상승 구간 및 하강 구간이 캐리어 삼각파의 위상차 90도만큼 interlacing되어 전체 입력 전류의 파형이 정현파에 가깝게 개선되었음을 알 수 있다. (그림 9)는 전체 입력 전류에 대한 주파수 분석 결과이며 THD는 0.1471로 개선되었고, 스위칭 주파수의 네배에 해당하는 2.16kHz 양측단에 비교적 큰 하모닉 성분이 존재한다.

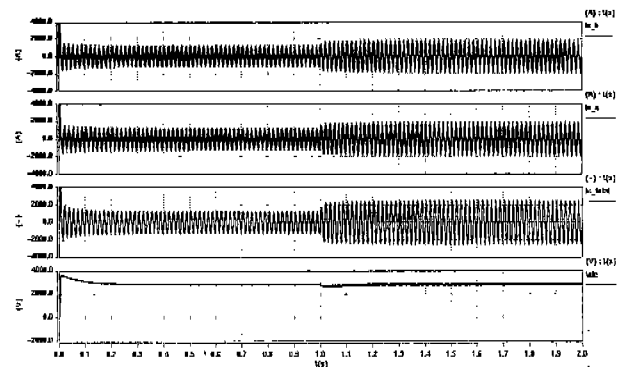


(그림 8) 컨버터 2대의 병렬 운전시 주요 파형



(그림 9) 입력 전류의 하모닉 성분

50%의 부하 변동이 발생했을 때 컨버터 모듈의 주요 파형은 (그림 10)과 (그림 11)에 나타내었다.



(그림 10) 부하 변동시 컨버터 주요 파형 (I)

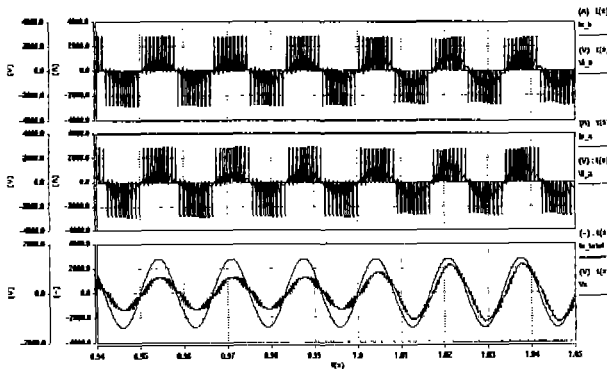
5. 결론

본 논문에서는 고속 전철용 주전력 변환부에 사용되는 대용량 단상 PWM 컨버터의 고조파 저감에 대한 연구를 수행하였다. 이를 위해 단상 PWM 컨버터의 동작에 대한 해석을 수행하였고, 역률 제어와 출력 제어 및 입력 전류의 고조파 성분을 저감하기 위한 컨버터 제어 방식을 제시하였다. 또한 컨버터의 병렬 운전시 각 컨버터의 입력단에서 전원측으로 유입되는 고조파 성분을 저감하기 위한 제어 방식을 제안하였으며, 실 시스템 파라미터를 적용한 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션 결과에 따르면 제안한 제어 방식으로 단상 PWM 컨버터를 병렬 운전하였을 때, 각 컨버터에서 1차측으로 유입되는 고조파 성분이 크게 감소하였다. 또한 부하 변동시에도 우수한 시스템 응답 특성을 나타내었다.

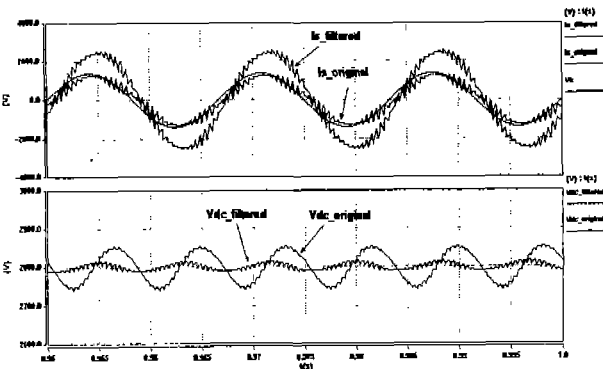
참고 문헌

- [1] T. Kataoka et al, "A Pulsewidth Controlled AC to DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current", in IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-15, pp.670~675, 1979
- [2] Sakutaro Noaka et al, "A PWM GTO Current Source Converter-Inverter System with Sinusoidal Inputs and Outputs", in IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 25, No. 1, pp.76~85, 1989
- [3] Christopher K. Duffey et al, "Update of Harmonic Standard IEEE-519 : IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", in IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 25, No. 6, pp.1025~1034, 1989
- [4] H. Sungimoto et al, "A High Performance Control Method of a Voltage Type PWM Converter", in PESC Rec., 1983, pp.360~368
- [5] E. Wernerknick et al, "A high frequency AC/DC Converter with unity power factor and minimum harmonic distortion", in IEEE PESC Rec., pp.264~270, 1987



(그림 11) 부하 변동시 컨버터 주요 파형 (II)

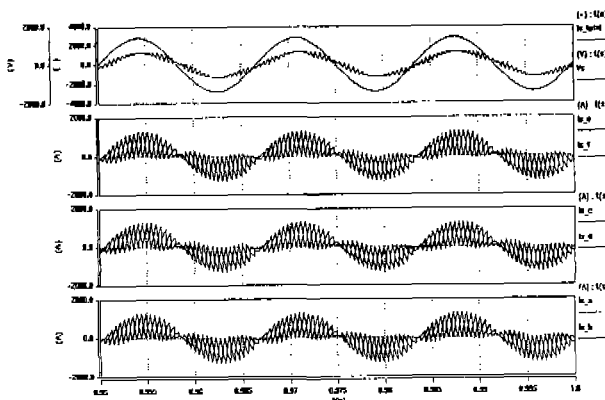
(그림 12)는 출력단 직류 전압에 존재하는 120Hz 리플 성분을 제거하기 위해 출력단에 수동 필터를 설치한 경우의 리플 성분이 감소된 결과 파형이다.



(그림 12) 출력 리플을 제거하기 위한 수동 필터 사용시 컨버터의 출력 파형

4.3 컨버터 6대의 병렬 운전

(그림 13)은 컨버터 6대를 병렬 운전한 경우의 시뮬레이션 결과 파형이다. 전체 입력 전류의 THD는 0.1451로 정현파에 가깝게 개선되었음을 알 수 있다.



(그림 13) 컨버터 6대의 병렬 운전시 주요 파형