

論文2000-37SC-6-8

고속전철 보조전원장치용 PWM 컨버터의 병렬운전에 관한 연구 (A Study on Parallel Operation of PWM Converter for Auxiliary Power Supply of High Speed Train)

金淵忠*, 吳根禹*, 元忠淵*, 崔宗默**, 奇相佑**

(Yuen-Chung Kim, Geun-Woo Oh, Chung-Yuen Won, Jong-Mook Choi,
and Sang-Woo Ki)

요 약

본 논문은 고속전철 보조전원장치에 사용되는 2대의 PWM 컨버터 병렬운전에 관하여 다루고 있다. 고역률을 이루고 변압기 1차측 전류 고조파 성분을 줄이기 위하여 3레벨 PWM 스위칭 방법에 의해 제어되는 AC/DC PWM 컨버터의 병렬운전을 제안하였다. 본 논문에서는 변압기의 결합효과를 제거하기 위한 제어 기법과 컨버터 2대 사이의 위상전이기법 및 전원과 제어를 동기화하기 위한 영점 검출방식을 나타내었다. TMS320C31 마이크로 프로세서와 10[kVA] PWM 컨버터로 구성된 축소시스템에 의한 실험 결과들은 제안된 알고리즘의 타당성을 보여주고 있다.

Abstract

This paper deals with the parallel operation of two PWM converters for auxiliary block of high speed train. The parallel operation of AC/DC PWM converter controlled by 3-level PWM switching method to operate switching devices to realize a high power factor and reduce the primary side of the transformer current harmonics is proposed. In this paper, it is presented the phase shift technique between two converters switching phase, solution to eliminate the coupling effects due to the transformer and zero crossing detection method for synchronized with the source and controller. Experimental results for laboratory system with TMS320C31 microprocessor and 10[kVA] PWM converter confirm the validity of the proposed algorithm.

I. 서 론

보조전원장치는 판타그래프로부터 집전된 교류 전원

* 正會員, 成均館大學校 電氣電子 및 컴퓨터工學部
(School of Electrical and Computer Engineering)

** 正會員, 韓國鐵道車輛株式會社
(Korea Rolling Stock Corporation)

※ 본 연구는 고속전철 기술개발사업의 보조전원장치
개발(Ⅱ-2-3)과제 2단계 1차년도(1999.11.1~2000.
10. 30)결과의 일부입니다.

接受日字:2000年 8月28日, 수정완료일:2000年10月31日

을 고속 전철 차량의 냉·난방장치, 공기압축기, 조명기
기, 송풍기, 제어기기 및 기타 보조전원을 필요로 하는
각종 기기에 안정된 전원을 공급하도록 하는 장치로
컨버터와 인버터 장치로 구성된다.

경부고속전철(TGV-KOREA)의 보조전원장치는 다이
리스터를 이용한 위상제어정류기로 구성되어있다. 이와
같은 위상제어정류기는 전원전류에 고조파를 발생하여
고속 철도 운행시 열차내 또는 선로 주변의 통신, 신호
및 여러 기기에 오동작을 유발시킨다.

그러므로, 본 논문에서는 종래의 다이리스터 컨버터
의 위상제어방식 대신 IGBT 소자에 의한 PWM 컨버
터를 사용하여 컨버터 입력전류가 전원전압과 동상이
되도록 제어하였다.

이와 같이 제어하면 역행운전에서 역률을 동상으로 하는 것이 가능하며 또한 회생제동에서도 역행운전과 유사하게 전압과 전류의 위상을 역상으로 제어할 수 있다. 그 결과로 고역률 운전이 가능하게 됨에 따라 전력계통의 효율을 증가시킬 수 있다.

또한, 이러한 PWM 컨버터를 2대 이상 병렬운전하면 단일운전할 경우보다 전원전류의 리플을 줄일 수 있고, 컨버터의 용량도 증대시킬 수 있으며, 고조파 저감에 유리하다는 장점을 가지고 있다.^{[1][2]}

PWM 컨버터는 다음과 같은 특징을 가지고 있다.

- 1) 교류의 입력전류파형이 정현파를 유지하도록 하므로써 저차고조파를 줄일 수 있다.
- 2) 교류전원측 역률을 1로 유지할 수 있으며, 필요에 따라 진상 또는 지상 운전이 가능하다.
- 3) 위상제어정류기에 비하여 직류출력전압은 비교적 적은 백동성분을 포함한다.
- 4) 양방향 전력의 흐름이 가능하여 회생운전이 가능하다.
- 5) 위상제어방식의 다이리스터 컨버터에 비해 시스템의 중량과 부피가 감소된다.

따라서, 고속전철용 보조전원장치의 대용량 AC/DC 전력변환기로 위와 같은 특징을 갖는 PWM 컨버터를 병렬로 사용하는 것이 세계적인 추세이다.

본 논문에서는 고속전철용 보조전원장치로 사용될 3레벨 스위칭 방식에 의한 단상 PWM 컨버터를 2병렬 10[kVA]급의 축소시스템으로 구성하였다. 또한, 단위 역률로 제어하기 위한 영점 신호 검출 및 동기화 회로를 제작하였으며 이 신호를 이용하여 역률 제어를 위한 위상 정보를 프로세서에서 얻었다. 제안된 회로와 제어방식의 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였으며 단위 역률 운전과 고조파 저감을 확인하였다.

II. 시스템 구성 및 제어 방식

고속전철 보조전원장치용 PWM 컨버터는 670[V], 2090[A]의 정격 용량을 필요로 한다. 그러나, 현재 상용화되고 있는 IGBT 전력용 반도체 소자의 용량 (3300[V], 1200[A])을 고려하면 고속전철용 PWM 컨버터는 2대 이상 병렬 운전해야만 필요한 정격 용량을 만족시킬 수 있다.

그림 1은 실험실 수준에서 구성한 1군 2병렬 컨버터

의 전력회로이다. 변압기 1차, 2차측 모두 220[V], 60 [Hz]이고, 2병렬 PWM 컨버터의 직류 출력전압은 400[V]이다. 고속전철용 보조전원장치에서 사용되는 부하로는 냉각팬 구동용 인버터, 냉난방장치, CVCF 인버터 등이 있으나, 본 논문에서는 부하실험을 위하여 간이적으로 저항부하를 이용하여 전력회로를 구성하였다.

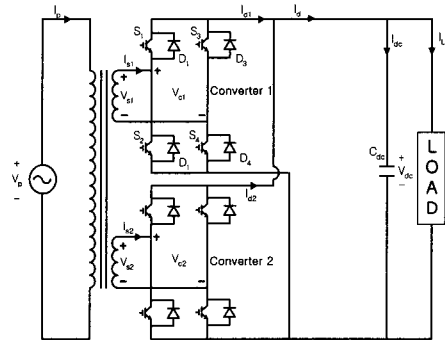


그림 1. 단상 IGBT PWM 컨버터의 2병렬 시스템
Fig. 1. Parallel system of single phase IGBT PWM converters.

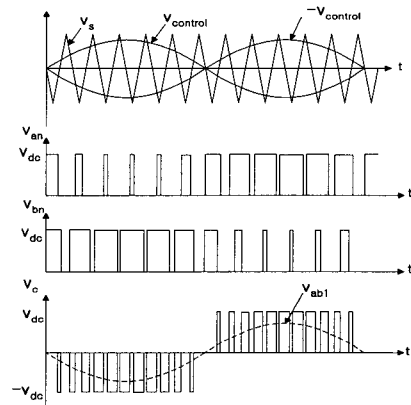


그림 2. 3레벨 스위칭 패턴
Fig. 2. 3-level switching pattern.

PWM 컨버터의 스위칭 방식은 크게 2레벨 스위칭 방식과 3레벨 스위칭방식으로 나눌 수 있다. 2레벨 스위칭 방식은 구현이 용이하고, 속응성이 좋은 장점이 있으나 스위칭 손실이 증가하고, 높은 입력전류의 고조파성분을 포함하는 단점을 가진다. 반면에 3레벨 스위칭방식은 입력리플이 감소되어 고조파성분이 감소되고 필터 인덕터를 줄일 수 있는 장점이 있으므로 본 논문에서는 3레벨 스위칭방식을 사용하였으며 스위칭 패턴을 그림 2에 나타내었다.^[2-5]

1. 2병렬 시스템 등가회로

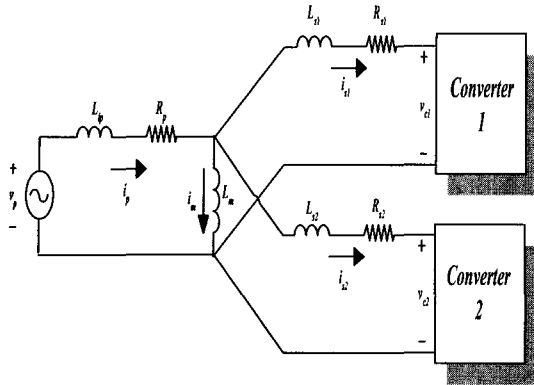


그림 3. 2병렬 시스템의 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of the parallel system.

- V_p : 변압기 1차측 전압
- L_{lp} : 변압기 1차측 누설 인덕턴스
- L_m : 상호 인덕턴스
- L_{s1}, L_{s2} : 변압기 2차측 누설 인덕턴스
- i_p : 변압기 1차측전류
- i_{s1}, i_{s2} : 변압기 2차측 컨버터 1과 2의 전류
- V_{c1}, V_{c2} : 컨버터 1과 2의 입력전압
- i_m : 변압기 상호 인덕턴스 전류
- R_p, R_{s1}, R_{s2} : 직렬등가저항

그림 3은 변압기를 포함한 2병렬시스템의 등가회로로서 2차측 상호간에 발생하는 상호인덕턴스 성분과 등가저항성분은 복잡성을 고려하여 무시하고, 각각의 상수값은 변압기 2차측을 기준으로 변환하였다.

그림 3의 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_p = L_p \frac{di_p}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2})}{dt} \quad (1)$$

$$v_{c1} = -L_{ls1} \frac{di_{s1}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2})}{dt} \quad (2)$$

$$v_{c2} = -L_{ls2} \frac{di_{s2}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2})}{dt} \quad (3)$$

식 (1), (2), (3)으로부터 각각의 컨버터에 흐르는 전류에 대한 미분 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{L_s D} [L_m L_{ls} \cdot v_p - (L_p L_s - L_m^2) v_{c1} + L_m L_{lp} \cdot v_{c2}] \quad (4)$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{L_s D} [L_m L_{ls} \cdot v_p + L_m L_{lp} v_{c1} - (L_p L_s - L_m^2) \cdot v_{c2}] \quad (5)$$

여기서, $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_p = L_{lp} + L_m$, $D = 2L_{lp}L_m + L_{ls}L_p$ 이며, 수식을 간략하게 하기 위하여 $L_{ls1} = L_{ls2} = L_{ls}$ 라고 가정하였다.

2. 2병렬 시스템 제어기법

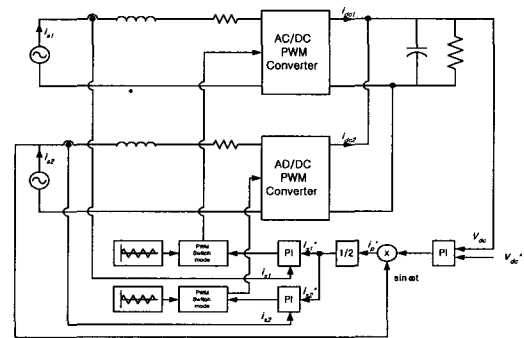


그림 4. 단상 PWM 컨버터의 병렬운전
Fig. 4. Parallel operation of single phase PWM converters.

단상 PWM 컨버터의 병렬 운전시 전체 입력 전류의 고조파 성분을 감소시키기 위해서 각 컨버터를 그림 4와 같은 방식으로 제어한다. 두 대의 컨버터는 같은 직류 링크 커패시터에 병렬 연결되어 있고, 출력 전압 및 각각의 컨버터 입력 전류를 제어하기 위해 한 개의 PI 전압제어기와 두 개의 PI 전류제어기를 사용한다.

전류 제어기의 출력으로 나오는 컨버터 입력단 기준 전압에 의해 각각의 컨버터가 스위칭된다.

한편, 전체 입력 전류의 고조파를 저감하기 위하여 컨버터 m 대를 병렬 운전할 경우, 컨버터의 스위칭 주기를 T_{sw} 라고 하면 각각의 컨버터에 대해 $\frac{T_{sw}}{2m}$ 의 위상차를 가지게 함으로써 전류의 고조파성분은 서로 상쇄되고 기본파 성분은 더해지므로 변압기 1차측 전류는 정현파에 더 가깝게 된다. 본 논문에서는 컨버터가 2대 즉, $m = 2$ 이므로, 각 컨버터의 위상차는 $\frac{T_{sw}}{4}$ 가 된다. 따라서, 각 컨버터의 PWM 스위칭시 입력 정현파의 위상이 서로 90° 만큼의 위상차를 가지도록 구성되므로 각 컨버터의 입력 전류의 상승구간 및 하강구간이 입력 정현파의 위상차만큼 서로 interlacing되어 전체 입력전류 파형이 정현파에 가깝게 개선된다.

위의 식 (4), (5)에서 식 (4)의 우변 3번째항에 의해 컨버터 1의 입력전류 i_{s1} 의 미분방정식이 컨버터 2의 v_{c2} 에 의해 영향을 받고, 식 (5)의 우변 2번째항에 의해 컨버터 2의 입력전류 i_{s2} 의 성분이 컨버터 1의 v_{c1} 에 영향을 받게 되므로 각각의 컨버터에 대해 독립적이지 못하고 컨버터 상호간에 영향을 미치고 있음을 알 수 있다.

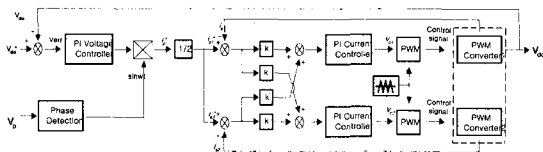


그림 5. 병렬 컨버터의 제어 블록도
Fig. 5. Block diagram for control of parallel converter.

그림 5는 PWM 신호를 발생하기 위하여 삼각파와 전류제어량을 비교하는 부분을 포함한 제어블록도이다. 직류링크전압 V_{dc} 를 피드백 받아 직류링크전압의 기준값 V_{dc}^* 와의 오차를 구하고, 이 오차는 전압 PI제어기의 입력이 된다. 전압제어기의 출력 i_b^* 에 전원 전압의 위상을 곱한 값을 반으로 나누어 각각의 컨버터의 전류 기준값 i_{s1}^*, i_{s2}^* 로 사용한다. 이 기준 전류와 실제전류 i_{s1}, i_{s2} 를 비교하여 오차를 구한 다음, 병렬 운전시 변압기의 사용으로 인하여 발생하는 컨버터 상호간의 간섭현상을 제거하기 위해 전류제어기 앞단에 삽입한 전향 보상기에 이 전류 오차를 입력한다.^[6]

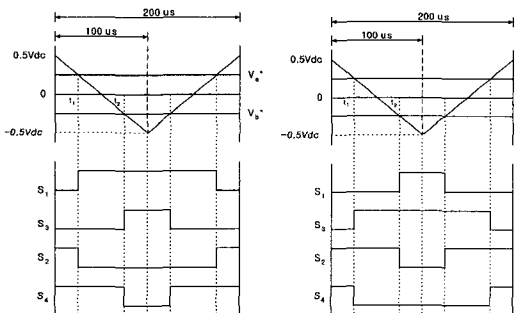


그림 6. 디지털로 구현한 삼각파 PWM 방식
Fig. 6. Triangle waveform PWM method implemented with the digital.

전향 보상기의 상수값은 시스템의 안정도를 고려하

여 유도할 수 있으나 실제 시스템의 비선형성에 의해 경험적인 수치를 적용하였다. 보상기의 출력이 전류제어기를 거쳐 최종적인 제어량이 되어 삼각파와 비교한 후 각각의 컨버터에 구동신호를 내보내게 된다.

각 컨버터의 제어 방식은 단일 운전 방식과 동일한 방식으로 제어한다. 단지 두 컨버터의 차이점은 전류리플을 줄이기 위해 전류제어기에 입력되는 정현파의 위상차를 가지게 하였다.

그림 6은 디지털 방식으로 구현한 삼각파 PWM방식을 나타내는 그림으로 전류제어기의 출력과 반송파인 삼각파와 비교하여 다음 식에 의해 스위칭 시간을 결정할 수 있다. 스위칭 주기는 $200[\mu s]$ 이고, 전류제어는 매 스위칭 주기에 두번 수행되므로 전류제어 주기는 $100[\mu s]$ 이다. 따라서, 컨버터 1과 컨버터 2의 전류 지령치는 전류제어 주기의 반인 $50[\mu s]$ 즉, 1.08° 만큼 위상차를 갖게 된다.^{[7][8]}

$$V_a^* = -\frac{V_{dc}}{T_s} \times t_1 + \frac{1}{2} V_{dc} \quad (6)$$

$$V_b^* = -\frac{V_{dc}}{T_s} \times t_2 + \frac{1}{2} V_{dc} \quad (7)$$

$$t_1 = \left(\frac{1}{2} V_{dc} - V_a^*\right) \times \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (8)$$

$$t_2 = \left(\frac{1}{2} V_{dc} - V_b^*\right) \times \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (9)$$

$$= \left(\frac{1}{2} V_{dc} + V_a^*\right) \times \frac{T_s}{V_{dc}}$$

$$(\because V_b^* = -V_a^*)$$

여기서, V_a^* 와 V_b^* 는 전류제어기의 출력, t_1 과 t_2 는 스위칭 소자의 도통시점, S_1, S_2, S_3, S_4 는 그림 1에서 표시한 각 스위칭 소자에 입력되는 스위칭 신호이다.

III. 시뮬레이션

단상 PWM 컨버터의 제어 및 고조파 저감 특성분석을 위해 표 1과 같이 고속전철용 보조전력변환부(입력 : AC350[V], AC4000[A], 출력 : DC 670[V], 2090[A])를 실험실 수준으로 축소한 시스템(입력 : AC 220[V], AC 14.5[A], 출력 : DC 400[V], DC 8[A])의 파라미터를 사용하여 각종 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 ACSL를 이용하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table. 1. Simulation parameter.

변압기 1차측 전압	AC 220[V], 60[Hz]
변압기 2차측 전압	AC 220[V], 60[Hz]
컨버터 출력 전압	DC 400[V]
변압기 1차측 누설 인덕턴스	0.53[mH]
변압기 2차측 누설 인덕턴스	1.5[mH]
변압기 상호 인덕턴스	15.35[mH]
출력 커패시터	4700[μ F]
스위칭 주파수	5[kHz]
전류제어주기	100[μ s]
전압제어주기	2[ms]

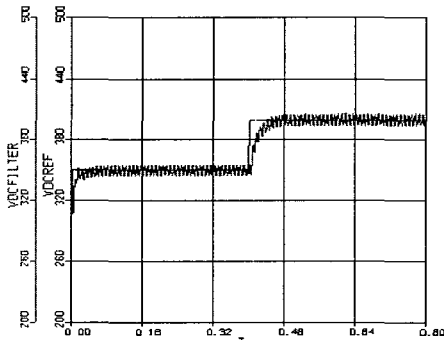


그림 7. 출력 전압 제어(350[V] → 400[V])
Fig. 7. The control of output voltage (350[V] → 400[V]).

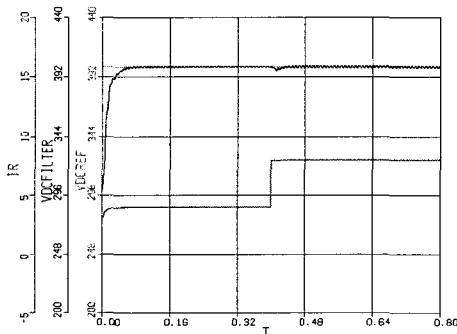


그림 8. 부하 변동(부하 1.6[kW] → 부하 3.2[kW])
Fig. 8. The load change (load 1.6[kW] → load 3.2 [kW]).

그림 7은 부하 1.6[kW]를 인가하고 컨버터 2대를 병렬운전하여 기준 전압을 350[V]에서 400[V]로 가변할 경우 직류 출력전압을 나타내었고, 그림 8은 부하를 1.6[kW]에서 3.2[kW]로 가변할 경우 직류 출력전압과

부하전류를 나타내었다. 두 경우 직류 출력전압제어가 기준치를 잘 추종하고 있다.

그림 9는 부하 3.2[kW] 인가시 변압기 1차측의 전압과 전류를 나타내는 파형으로 동상을 이루며 역률 1에 가깝게 제어됨을 볼 수 있다.

그림 10은 부하 1.6[kW]를 인가하고 2대가 병렬운전되는 PWM 컨버터의 스위칭 위상차이를 90°로 한 경우 시뮬레이션 파형으로 입력 전류의 기본파 성분은 더해지고 맥동성분은 서로 상쇄되어 변압기 1차측의 전류파형은 정현파에 가깝게 되는 것을 보여주고 있다.

또한, 각 컨버터의 입력측에 흐르는 전류는 그림 9의 변압기 1차측에 흐르는 전류를 양분하여 거의 균일하게 흐르고 있음을 보여주고 있다.

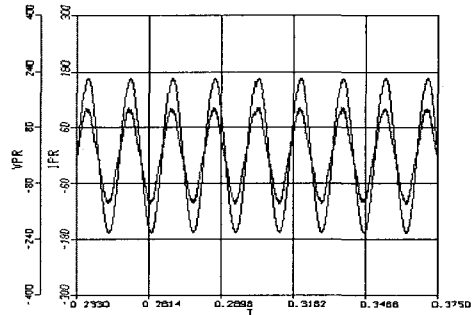


그림 9. 변압기 1차측 전압과 전류
Fig. 9. The primary voltage and current waveform of the transformer.

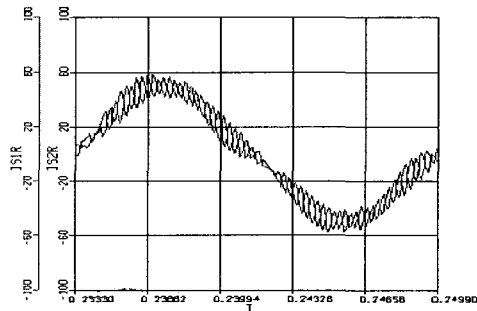


그림 10. 컨버터1, 2의 입력전류
Fig. 10. Input current of converter 1 and 2.

그림 11, 12는 부하 3.2[kW] 인가하고 PWM 컨버터 2대를 병렬운전하였을 때 변압기 1, 2차측의 고조파 분석으로 2병렬운전에 따라 변압기 1차측의 기본파 성분은 2차측 기본파 성분의 2배가 되고, 고조파성분은 서로 상쇄되어 감소됨을 알 수 있다.

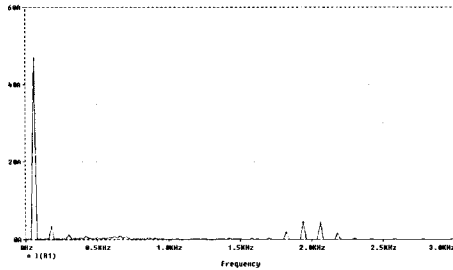


그림 11. 변압기 2차측 전류 고조파분석
Fig. 11. The FFT spectrum of the secondary current of the transformer.

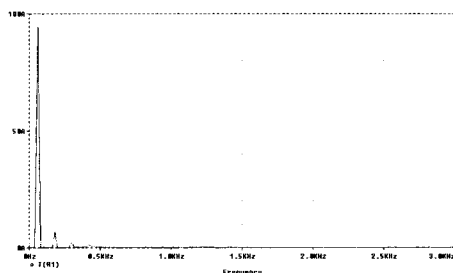


그림 12. 변압기 1차측 전류 고조파분석
Fig. 12. The current FFT spectrum of the primary current of the transformer.

IV. 실험결과 및 고찰

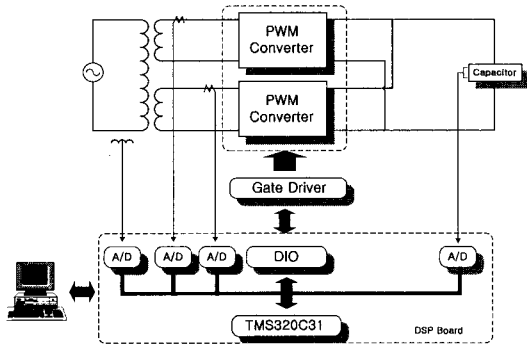


그림 13. 시스템 구성도
Fig. 13. Experimental setup.

제안된 보조전원용 PWM 컨버터 시스템에 대한 타당성을 확인하기 위하여 그림 13과 같은 1군 2병렬 PWM 컨버터로 실험하였다.

각각의 전압, 전류센서로부터 받은 정보를 A/D를 통해 DSP보드로 받아들인 다음, 내부적인 연산처리는 고속 연산이 가능한 Texas Instrument사의 32비트 DSP 소자인 TMS320C31을 사용하였다.

기존의 PWM 컨버터의 단위 역률로 제어하기 위한 위상 신호는 A/D를 통하여 직접 검출하는 방식을 사용하는데, 이 방식은 PWM 컨버터의 스위칭으로 인하여 위상 기준이 되는 전원전압에 노이즈 성분이 함유되기 때문에 전류 제어기의 위상신호로 사용하기에 부적절하다.^[6]

따라서, 본 논문에서는 위상 기준으로 사용하기 위한 정현파를 DSP 내에서 연산하여 발생시키는 방법을 사용하였으며 이 때 위상기준 발생시점을 설정하기 위하여 전원 전압의 영점을 검출하기 위한 회로를 추가하였다.

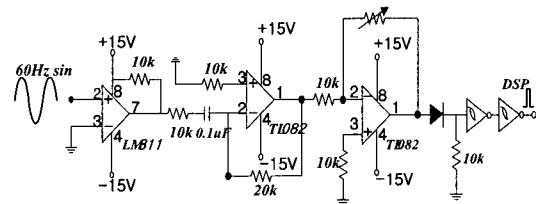


그림 14. 영전압 검출회로
Fig. 14. Zero voltage detection circuit.

이 영점 검출 회로를 그림 14에 나타내었다. 이 회로는 전원전압이 영점 통과할 때마다 영점 검출회로의 출력을 확인하여 논리 "1"이 되는 순간을 영점으로 인식하여 연산에 의해 DSP 내에서 정현파를 발생시킨다.

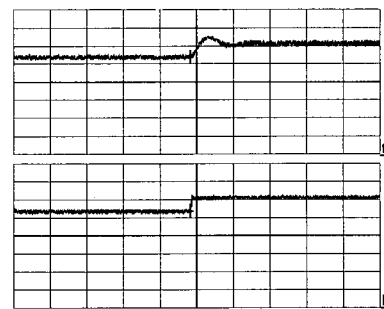


그림 15. 출력전압 제어
(위 : 출력전압, 아래 : 기준출력전압)
(X축 : 0.2s/div, Y축 : 65V/div)

Fig. 15. The control of output voltage.
(upper : output voltage, lower : reference output voltage) (X-axis : 0.2s/div, Y-axis : 65V/div).

그림 15는 전압 지령치 가변시(350[V]→400[V]) 출력 전압의 파형이다. 실제 출력 전압이 전압 지령치의 변

동에 비교적 잘 추종함을 알 수 있다.

그림 16은 부하를 1.6[kW]에서 3.2[kW]로 가변시켰을 때 출력전압에 dips가 생기거나 적절한 PI 제어를 사용하면 빠르게 추종함을 볼 수 있다.

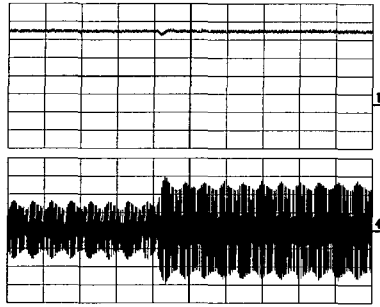


그림 16. 부하 변동(부하 1.6[kW] → 부하 3.2[kW])
(X축 : 0.2s/div, Y축 : 100V/div, 10A/div)
Fig. 16. Load change(load 1.6[kW] → load 3.2[kW]).
(X-axis : 0.2s/div, Y-axis : 100V/div, 10A/div).

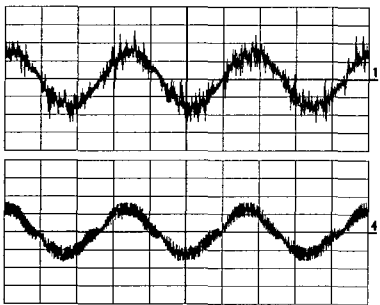


그림 17. 변압기 1차측 전압과 전류 파형(위 : 입력 전압, 아래 : 입력 전류)
(X축 : 5ms/div, Y축 : 150V/div, 10A/div)
Fig. 17. The primary voltage and current waveform of the transformer.
(upper : input voltage, lower : input current)
(X-axis : 5ms/div, Y-axis : 150V/div, 10A/div)

PWM 컨버터를 사용하면 입력측에서의 역률을 추가적인 회로없이 입력 전압과 전류가 동상으로 되는 단위역률로 운전하는 것이 가능하다. 이와 같은 단위 역률제어가 됨을 그림 17에서 보여주고 있다.

그림 18은 부하 1.6[kW]를 인가하고 2대의 PWM 컨버터를 운전하였을 때 변압기 1, 2차측의 고조파 분석으로 2병렬운전을 함에 따라 변압기 1차측의 기본파

성분은 2차측의 기본파 성분의 2배가 되고, 고조파성분은 서로 상쇄되어 감소됨을 알 수 있다.

그림 19는 컨버터 병렬운전시 변압기 2차측에 연결된 컨버터 입력측에 흐르는 전류파형을 보여주고 있다. 그림 17의 병렬 운전을 위해 사용된 변압기 1차측에 흐르는 전류를 양분하여 거의 균일하게 흐르고 있음을 보여주고 있다.

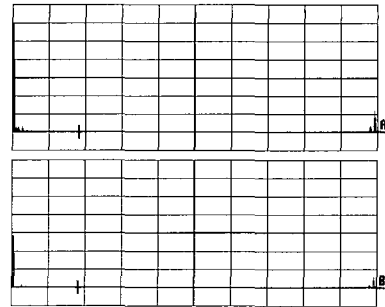


그림 18. 변압기 1차측과 2차측 전류의 고조파 분석
(위 : 1차측 전류 FFT, 아래 : 2차측 전류 FFT)
Fig. 18. The FFT spectrum of the primary and secondary line current of the transformer.
(upper : the primary current FFT, lower : the secondary current FFT).

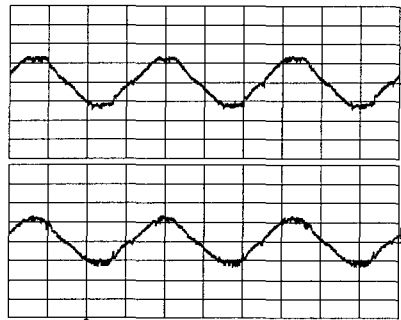


그림 19. 컨버터 1과 2의 입력 전류
(위 : 컨버터 1의 입력 전류, 아래 : 컨버터 2의 입력 전류)
Fig. 19. Input current of the converter 1 and 2.
(upper : Input current of the converter 1, lower : Input current of the converter 2)
(X-axis : 5ms/div, Y-axis : 5A/div)

V. 결 론

본 논문에서는 고속전철용 보조전원장치로 사용되는 단상 PWM 컨버터의 2병렬운전에 관한 연구를 수행하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) TGV-KOREA에서 사용되는 다이리스터 위상제어 정류기에 비해 IGBT형 PWM 컨버터를 사용하여 단위 역률제어와 변압기 1차측으로 유입되는 고조파 성분이 크게 감소하였다.
- (2) 전원측의 위상과 제어기의 동작을 동기화시키기 위한 영점검출회로를 사용하여 전류제어기 위상 신호로 사용하기 위한 60[Hz]의 정현파를 DSP 내부에서 연산하였다. 전원측에서 위상 신호를 검출하여 사용할 경우보다 노이즈에 강인함을 확인하였다.
- (3) 기준전압을 변동할 경우에 직류 출력전압이 기준 전압을 빠르게 추종하고 부하를 변동할 경우에도 출력전압과 부하전류가 우수한 응답특성을 나타내었다.
- (4) 병렬운전에 따른 용량의 증대와 컨버터 상호간의 간섭현상을 제거하기 위한 비간섭 알고리즘을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

향후 연구과제로는 병렬 운전을 위해 사용되는 변압기 구조에 따른 간섭현상을 최소화하기 위한 방법에 대한 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] D.Maischak, "A Novel Control Strategy for IGBT-Four-Quadrant converter", pp. 3.179-3.183, EPE'97.
- [2] A. I. Maswood, M. H. Rashid, "Input Current Harmonic Reduction in High Power AC/DC Rectifier", IECON'91, pp. 593~599, 1991.

- [3] Ned Mohan, Tore M, Undeland, and Wiliam P.Robbins, "Power Electronics Converters, Applications and Design", 2nd Edition, 1995.
- [4] L. J. J. Offringa and W. A . G. de Jager, "Modelling and Control of a 4-Quadrant Pulse Modulated Line-Side Converter for 25kV, 50Hz-Supplied Traction Equipment", EPE Proc., Firenze, pp. 1-105~1-110, 1991.
- [5] J Shen and A D Mansell, "The Simplified Analysis and Design of a Converter System for a Three-Phase Traction Drive", RAILTECH C/478/6/043, 1994.
- [6] 이동춘, 최종우, 이현동, 설승기, "전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전", 대한전기학회 논문지, 제 44권 제6호, pp. 756~761, 1995
- [7] 성재원, 송상훈, 김연충, 원충연, 최종목, 기상우, "고속전철 보조전원장치용 단상 PWM 컨버터의 고조파저감에 관한 연구", 춘계 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술발표회 논문집, pp. 1-4~1-7, 1999
- [8] Yuen Chung Kim, Sang Hoon Song, Chung Yuen Won, Jong Mook Choi, Sang Woo Lee, Ki Hoon Bae, "A Study on the Harmonic Reduction of the IGBT-Four-Quadrant Converter for Auxiliary Block of High Speed Train", International Conference on Electrical Engineering, Vol. 2, pp. 21~25, ICEE'99, 1999.

저 자 소 개



金 淵 忠(正會員)
1995년 성균관대학교 전기공학과 학사. 1997년 성균관대학교 전기공학과 석사. 1997년 2월~현재, 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부 박사과정



吳 根 禹(正會員)
1999년 성균관대학교 전기공학과 학사. 1999년 3월~현재, 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 석사과정



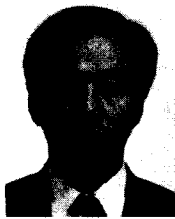
元 忠 淵(正會員)

1978년 성균관대학교 전기공학과 학사. 1980년 서울대학교 전기공학과 석사. 1987년 서울대학교 전기공학과 박사. 1991년~1992년 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문교수. 1998년 3월~현재, 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 교수



奇 相 佑(正會員)

1990년 동아대학교 전기공학과 학사. 1992년 동아대학교 전자공학과 석사. 1992년 1월~1999년 6월 대우중공업(주) 철차연구소. 1999년 7월~현재, 한국철도차량(주) 중앙연구소 전장품 개발팀 선임연구원



崔 宗 默(正會員)

1981년 연세대학교 전기공학과 학사. 1983년 연세대학교 전기공학과 석사. 1981년 2월~1999년 6월 대우중공업(주) 철차연구소. 1997년 7월~현재, 한국철도차량(주) 중앙연구소 전장품 개발팀 책임연구원