

고속전철 보조전원장치용 4병렬 IGBT PWM 컨버터에 관한 연구

오근우*, 김연중*, 원충연*, 최종목**, 기상우**, 배기훈**
 성균관대학교*, 한국철도차량 주식회사**

A Study on 4 Parallel IGBT PWM Converter for High Speed Train Auxiliary Block

G.W.Oh*, Y.C.Kim*, C.Y.Won*, J.M.Choi**, S.W.Ki**, K.H.Bae**
 Sung Kyun Kwan Univ.*, Korea Rolling Stock CORP.**

ABSTRACT

Power factor and harmonics are increasingly important for high speed train auxiliary block.

This paper presents experimental results of the power factor and harmonic performance of four parallel PWM converter circuits, under various supply and load conditions. For reducing harmonics, the harmonic content is eliminated by the phase shift between four converters switching phase.

Experimental results show the usefulness of the proposed method and applicability to PWM converter in auxiliary block of high speed train.

1. 서론

종래의 고속전철의 보조 전원 장치로 사용되는 위상제어형 AC/DC 컨버터는 자기소호능력이 없는 소자를 사용하여 출력전압의 크기만을 제어하므로 입력전류 파형에 고조파가 커져서 전력 계통에 효율이 나빠지고 통신장애를 일으키는 단점이 있다. 따라서 자기 소호능력이 있는 GTO나 IGBT를 채용한 PWM컨버터를 병렬로 운전하여 용량을 증대시키는 것이 일반적이다.^[1]

본 논문에서는 컨버터의 4병렬 운전을 위한 변압기를 모델링하고 실시시스템에 적용하기 위해 변압기 구조에 따른 2차측의 간섭현상을 고려하여 decoupling factor를 계산하여 컨버터를 제어하는데 사용하였다.^[2]

2. PWM 컨버터의 4병렬 운전

2.1 2병렬 컨버터 모델

두 컨버터의 교류 전원은 동일 조건의 V_s 라고 하고 한 암의 스위치는 서로 반대 동작을 하므로

위쪽측 만을 각각 S_1, S_2, S_3, S_4 라고 하고, 각 스위치가 on시에는 '1', off시에는 '0'의 값을 가지는 스위칭 함수 S_{AD1}, S_{AD2} 를 도입한다.

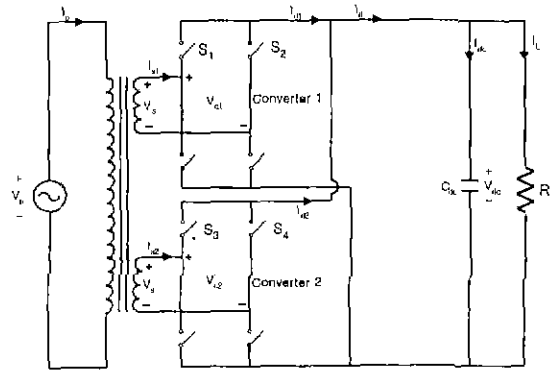


그림1 2병렬 PWM 컨버터 모델
 Fig.1 Parallel PWM converter model

전원전압, 컨버터 입력 전압과 전류에 대한 전압 방정식은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_s = \begin{bmatrix} R+PL & 0 \\ 0 & R+PL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \end{bmatrix} \quad (\text{단, } P = \frac{d}{dt}) \quad (1)$$

컨버터 교류측 전압 V_{d1}, V_{d2} 는 컨버터 출력 전압 V_{dc} 와 각 스위치의 상태에 의하여 결정되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} V_{d1} = (S_1 - S_2) \cdot V_{dc} = S_{AD1} \cdot V_{dc} \\ V_{d2} = (S_3 - S_4) \cdot V_{dc} = S_{AD2} \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

두 컨버터의 출력 전류는 교류 입력 전류 I_{s1}, I_{s2} 와 스위치에 의해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_d = S_{AD1} \cdot I_{s1} + S_{AD2} \cdot I_{s2} \quad (3)$$

위 식에서 얻어진 I_d 와 컨버터 출력 커패시터에 충전된 출력 전압은 부하 저항 R과의 관계에서 다음과 같다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = I_d - \frac{V_{dc}}{R} \quad (4)$$

이상과 같은 식들을 정리하면 다음과 같은 컨버터의 상태 방정식이 얻어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_{dc}} & \frac{S_{AD1}}{C} & \frac{S_{AD2}}{C} \\ -\frac{S_{AD1}}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{S_{AD2}}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 \\ V_s \\ V_s \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.2 4병렬 컨버터 모델링

그림2는 변압기를 포함한 4병렬 컨버터의 등가회로로서 변압기 2차측 상호간에 발생하는 누설인덕턴스 성분과 변압기 1, 2차측의 등가저항 성분을 수식의 간단화를 위해서 무시하였다. 컨버터 1차측과 2차측의 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_p = L_p \frac{di_p}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2} - i_{s3} - i_{s4})}{dt} \quad (6)$$

$$v_{c1} = -L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2} - i_{s3} - i_{s4})}{dt} \quad (7)$$

$$v_{c2} = -L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2} - i_{s3} - i_{s4})}{dt} \quad (8)$$

$$v_{c3} = -L_{s3} \frac{di_{s3}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2} - i_{s3} - i_{s4})}{dt} \quad (9)$$

$$v_{c4} = -L_{s4} \frac{di_{s4}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2} - i_{s3} - i_{s4})}{dt} \quad (10)$$

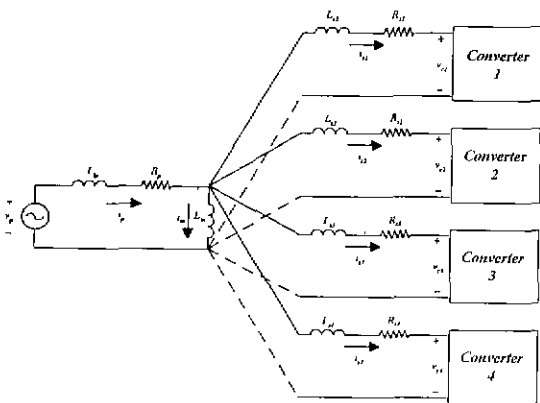


그림2 4병렬 컨버터 등가회로

Fig2. 4 parallel converter equivalent circuit

$L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_{s4} = L_s$ 라고 가정하고, $\frac{L_p + L_m}{L_m L_p} = A$ 로 치환하고, $L_s \cdot A = B$ 로 치환하면, 각 컨버터에 흐르는 전류에 대한 미분방정식은 다음과 같다.

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{(4+B)L_s} (v_{c2} + v_{c3} + v_{c4}) - \frac{3+B}{(4+B)L_s} v_{c1} + \frac{AL_m - 1}{(4+B)L_m} v_p \quad (11)$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{(4+B)L_s} (v_{c1} + v_{c3} + v_{c4}) - \frac{3+B}{(4+B)L_s} v_{c2} + \frac{AL_m - 1}{(4+B)L_m} v_p \quad (12)$$

$$\frac{di_{s3}}{dt} = \frac{1}{(4+B)L_s} (v_{c1} + v_{c2} + v_{c4}) - \frac{3+B}{(4+B)L_s} v_{c3} + \frac{AL_m - 1}{(4+B)L_m} v_p \quad (13)$$

$$\frac{di_{s4}}{dt} = \frac{1}{(4+B)L_s} (v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}) - \frac{3+B}{(4+B)L_s} v_{c4} + \frac{AL_m - 1}{(4+B)L_m} v_p \quad (14)$$

이 식에서 보면 각각의 컨버터 전류는 각각의 컨버터에 대해 독립적이지 못하고 컨버터 상호간에 영향을 미치고 있음을 알 수 있다.

2.3 PWM 컨버터의 제어

실험에 사용된 변압기의 단면도는 그림 3과 같다. 컨버터 1에 대하여 컨버터 2는 2차 권선이 서로 인접되어 있으므로 서로 영향을 미치지만 컨버터 3과 4는 영향을 주지 못한다.

따라서 컨버터 1과 2, 컨버터 3과 4사이에만 비간섭 알고리즘을 적용하여 제어하였다.^[2]

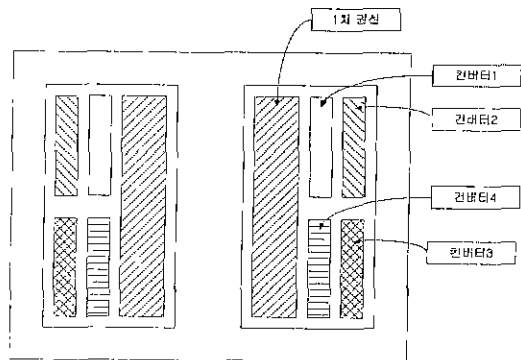


그림3 변압기 단면도

Fig3. Transformer cross section

IGBT PWM 컨버터는 입력과 출력측 전압의 크기

에 따라 변조파와 위상각을 제어함으로써 전원전류의 위상 및 역률을 제어할 수 있다. 역률제어 방법으로는 스위칭 주기 동안의 입력전류의 평균이 기준치를 추종하도록 하는 삼각파 비교 일정주파수 전류 제어 방식을 이용하였다.^[3]

그림 4에 적용된 제어 블록도는 전류지령치의 위상을 이동시켜 병렬운전 할 경우 전원측의 전류리플을 감소시켜 전원측의 고조파를 줄일 수 있도록 하였다. 변압기의 구조상 인접한 권선에서 서로 영향을 주기 때문에 비간섭 알고리즘을 컨버터 1과 2, 컨버터 3과 4 사이에만 적용하여 제어하였다. 또한 동일 직류출력전압에 대해 각 컨버터가 각각의 전압제어를 수행할 경우 센서의 오차로 인해 정상상태에서 미세한 오차가 PI제어기의 적분항에 의해 계속 적분되면서 발산하게 되므로 이를 방지하기 위하여 한 개의 전압제어기를 사용하여 제어하였다.

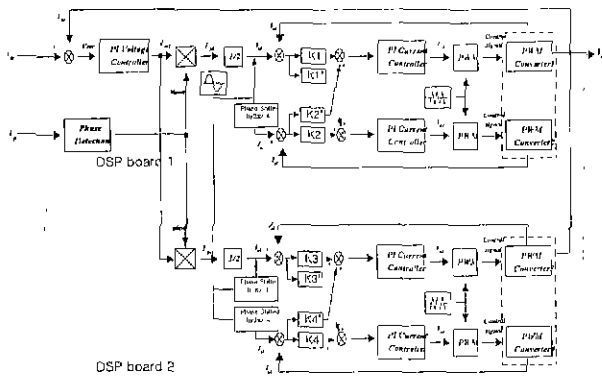


그림4 제어블록도
Fig 4. Control block diagram

2.4 4병렬 운전

고속 전철용 보조전원장치에서 컨버터 한 대로 전력을 공급하기에 부족하므로 두 대 이상을 병렬로 연결하여 시스템을 대용량화 할 수 있다. 또한 시스템의 안정성을 높일 수 있고 단일운전시보다 입력측의 고조파를 저감시킬 수 있다. 컨버터 4대를 병렬운전할 경우, 각 컨버터의 스위칭 주기 T_{sw} 내에서 $T_{sw}/8$ 만큼의 위상차를 가지고 스위칭을 한다. 이와 같이 스위칭을 하면 전류의 기본파 성분은 서로 더해지고 전류의 리플성분을 서로 상쇄되어 전원측에서의 전류는 정현파에 가깝게 된다. 전체적인 시스템의 구성은 그림5와 같다. 각각의 전압, 전류센서로부터 받은 정보를 A/D를 통해 DSP 보드로 받아 컨버터를 제어한다.

하나의 전압제어기를 사용하기 위해 컨버터 1군에서 생성된 전압제어기의 출력을 D/A를 통해 컨

버터 2군의 A/D로 보내서 동일한 전압제어기로 제어하게 된다. 각각의 DSP 보드에서 측정되는 입력전압과 출력전압의 오차의 문제를 제거하기 위해 하나의 센서를 사용하여 병렬로 연결하여 사용하였다.

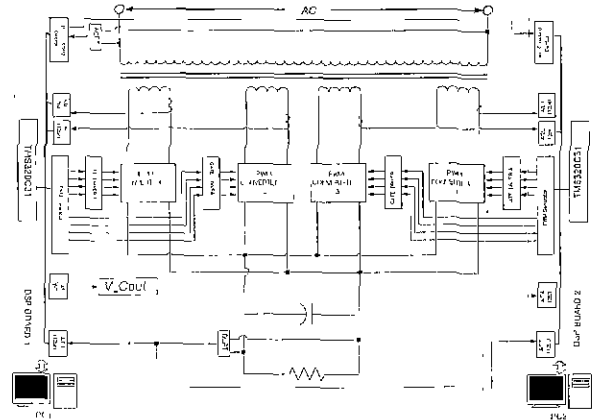


그림5 시스템 구성도
Fig5. System configuration

3. 실험결과

실험에 사용된 시스템 파라미터는 다음과 같다.

표 1 시스템 파라미터
Table 1 System parameter

입력전압	AC 50V	입력리액터1	1.967mH
출력전압	DC 130V	입력리액터2	1.950mH
출력커패시터	4700uF	입력리액터3	1.912mH
스위칭주파수	5kHz	입력리액터4	1.911mH

그림6은 전원전압과 전류, 출력전압 그리고 컨버터의 입력전류를 보여준다.

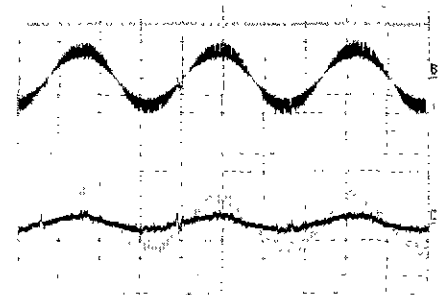


그림6 전원전압, 전원전류, 출력전압, 컨버터전류
Fig6. Source voltage, source current, output voltage, converter current
A: 26V/div B: 36.67V/div C: 5A/div D: 5A/div

그림 7은 전원전압과 변압기 1차측 전류파형으로 전류가 동상으로 제어되는 것을 알 수 있다.

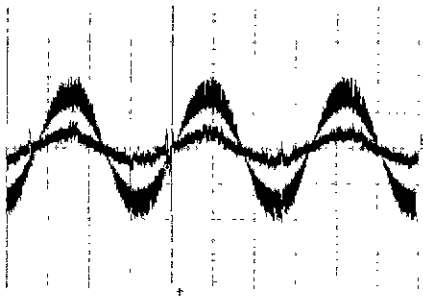


그림7 전원전압과 변압기 1차측 전류
Fig.7 Source voltage and transformer primary current
B: 36.67V/div C: 5A/div

그림8은 100Ω 에서 50Ω 으로 부하가변시 출력전압 파형으로 출력전압이 기준전압에 잘 추종함을 보여준다.

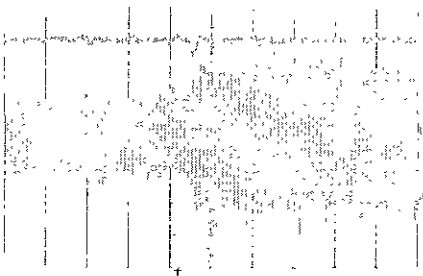


그림8 부하가변시 출력전압과 변압기 1차측 전류
Fig.8 Output voltage and primary current of load change
A: 26V/div D: 5A/div

그림 9는 변압기 1차측과 2차측 FFT 분석 파형으로 변압기 1차측에서 기본파 성분은 2차측 기본파 성분들이 서로 더해지고, 고조파 성분은 서로 상쇄된다.

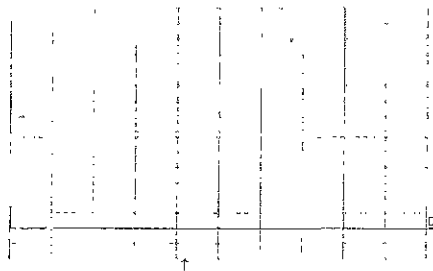


그림9 고조파 분석(변압기 1차측, 2차측)
Fig9. Harmonics spectrum(primary, secondary)

4. 결 론

본 논문에서는 고속전철의 보조전원장치로 사용되는 단상 PWM컨버터의 4병렬 운전에 관한 연구를 수행하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- 1) 4병렬 단상 PWM 컨버터를 제작하여 입력전류가 전원전압과 동상이 되며 병렬운전에 의한 고조파의 감소효과를 확인하였으며 부하의 변화에 대해서도 출력전압이 기준전압을 잘 추종하는 것을 보여주었다.
- 2) 변압기의 구조에 따른 권선 상호간의 간섭의 문제를 비간섭제어 알고리즘을 사용하여 제거하였다.
- 3) 동일 출력전압에 대해 각 컨버터가 각각의 전압 제어를 수행할 경우 센서의 오차로 인해 정상상태에서 미세한 오차가 PI제이기의 적분항에 의해 계속 적분되면서 발산하게 되므로 이를 방지하기 위하여 한 개의 전압제어기를 사용하여 제어하였다.

본 연구는 2단계 1차년도 고속전철 기술개발 사업의 보조전원장치개발(2-2-3)과제(1999.11.1~2000.10.30)의 연구비 지원에 의해 연구되었습.

참 고 문 헌

- [1] A.I.Maswood, M H. Rashid, "Input Current Harmonic Reduction in High Power AC/DC Rectifier", pp.593~599, IECON'91.
- [2] 이동춘, 최종우, 이현동, 설승기, "전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전", 대한전기학회 논문지, 제 44권 제6호, pp.756~761, 1995.
- [3] O.stihi and B.T.Ooi, "A Single - Phase Controlled-Current PWM Rectifier". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 3, No.4, pp.453~459, October, 1988.
- [4] 송상훈, 성재원, 김연충, 원충연, 최종목, 기상우 "고속전철 보조전원장치용 PWM 컨버터의 병렬운전에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp.358~361, 1999.
- [5] 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.
- [6] 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.