

고속전철용 보조전원장치의 고조파저감

(Reduction Harmonic of Auxiliary Block for High Speed Train)

송상훈*, 김연충*, 원충연*, 최종욱**, 기상우**, 배기훈**
 성균관대학교*, 한국철도차량주식회사 중앙연구소**

S.H.Song*, Y.C.Kim*, C.Y.Won*, J.M.Choi**, S.W.Kee**, K.H.Bae**
 Sung Kyun Kwan Univ*, korea rolling stock corporation**

Abstract

In Auxiliary block of High speed train Power factor correction and Harmonics reduction is very important issue for efficient energy transport. The GTO-equipped PWM converter is used for traction untill resently, but the rising power capability of IGBTs resently allows to build IGBT-equipped PWM converter with a considerably increased switching frequency. In This paper presents switching pattern, control method, operation mode and tuned filter to reduce dc link voltage ripple for paralleled converter.

1. 서론

고속 전철용 전력변환장치는 고압의 가선 교류전압을 강압시키기 위한 변압기와 교류전압을 직류로 변환시키는 컨버터, 직류를 교류로 변환시키는 인버터로 구성된다.

최근까지 대전력의 AC/DC 변환에는 주로 전력회로가 간단하고 동작이 안정한 사이리스터 위상제어 정류기(Phase Controlled Rectifier)가 주로 사용되어 왔다. 그러나 위상제어 정류기는 제어가 간단한 반면 직류링크전압의 일정한 전압을 충전하기 위해 사용된 전해 커패시터의 큰 용량에 의해 초기 충전시의 과도한 전류의 유입을 방지하기 위해 초기 충전회로가 필요하게 되고, 고조파를 함유함으로써 주 전력계통에 악영향을 미치며 통신장애를 일으키는 단점을 가진다. 이러한 단점을 보완하기 위해 최근 정격용량의 증대가 이루어지고 있는 IGBT소자를 이용한 PWM 컨버터를 이용하여 전원측에서 문제시 되고 있는 고조파저감 및 전원측의 무효전력분담을 줄이기 위하여 단위역률 제어를 하고자 한다.[1]

고속전철용 보조 전원장치는 용량의 증대를 위해 컨버터 2대를 1군으로 하여 2군 2병렬로 운전되어 진다. 그림 1은 고속전철용 보조전원장치의 전력회로로서 전체용량은 1400[kW]이며, 병렬 연결된 350[kW]급 4대의 컨버터와 VVVF인버터, CVCF인버터, Battery Charger로 구성된다.

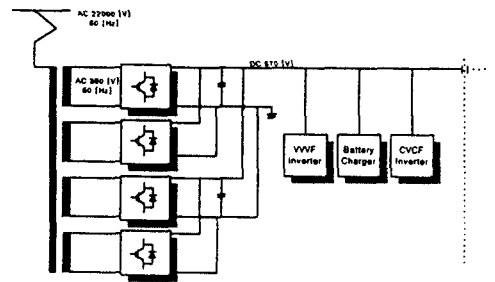


그림 1. 보조전원장치 전력회로

Fig. 1. Power circuit of auxiliary block for high speed train

본 논문에서는 10[kW]급 2병렬 PWM 컨버터의 축소시스템에 대해 모드분석, 스위칭방식, PWM 제어방식의 구현, 출력측에서 발생되는 전원주파수 2배의 주기를 가지는 리플감소를 위한 동조필터(Tuned filter) 설계[5]를 제시하고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 확인하고자 한다.

2. PWM 컨버터의 병렬운전

그림 2는 1군 2병렬 컨버터의 전력회로이다. 컨버터 m대를 병렬운전 할 경우, 컨버터의 스위칭 주기를 T_{sw} 라 할 때 각각의 컨버터에 대해 $T_{sw}/4$ 의 위상차를 가지게 함으로써 전류의 고조파성분은 서로 상쇄되고 기본파 성분은 더해지므로 변압기 1차측 전

류는 좀 더 정현파에 가깝게 된다.

있다.

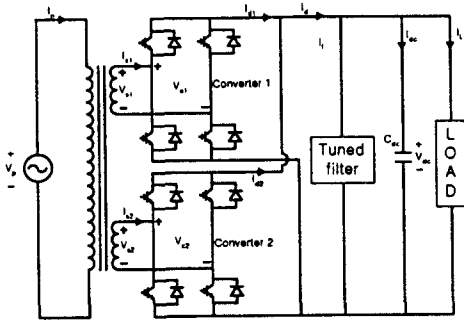


그림 2. 2병렬 PWM 컨버터의 전력회로
Fig. 2. Circuit of 2 paralleled PWM converter

2.1 스위칭 방식(7)

PWM 컨버터의 스위칭 방식은 크게 2레벨 스위칭 방식과 3레벨 스위칭방식으로 나눌 수 있다.

2레벨 스위칭 방식은 구현이 용이하고, 속용성이 좋은 장점이 있으나 스위칭 손실이 증가하고, 높은 입력전류의 고조파성분을 포함하는 단점을 가진다. 이에 반해 3레벨 스위칭방식은 입력리플이 감소되어 고조파성분이 감소되고 필터 인덕터를 줄일 수 있는 장점이 있다.

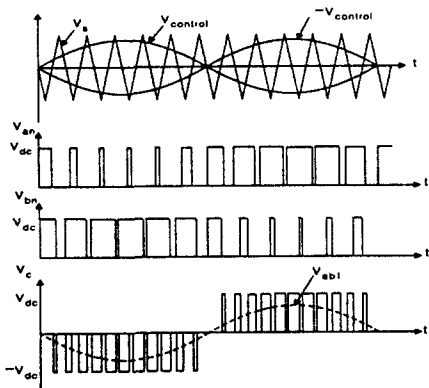


그림 3. 3레벨 스위칭 방식
Fig. 3. 3-Level switching pattern

2.2 모드분석(2)

표 1은 입력전압, 입력전압에 따라 스위치의 ON상태와 입력전류, 에너지의 흐름을 나타내고 있다. 상태에 따라 역행모드와 회생모드의 12개 모드로 나눌 수

표 1. 모드분석
Table 1. Mode analysis

V_s	I_s	V_r	on_D	I_s	Energy
$V_s > 0$	$I_s > 0$	0	D1 S3 S2 D4	$I_s \uparrow$	$V_s \rightarrow L_s$
		Vdc	D1 D4	$I_s \downarrow$	$V_s + L_s \rightarrow DCside$
		-Vdc	S2 S3	$I_s \uparrow$	$V_s + DCside \rightarrow L_s$
	$I_s < 0$	0	S1 D3 D2 S4	$I_s \downarrow$	$L_s \rightarrow V_s$
		Vdc	S1 S4	$I_s \uparrow$	$DCside \rightarrow V_s + L_s$
		-Vdc	D2 D3	$I_s \downarrow$	$L_s \rightarrow V_s + DCside$
$V_s < 0$	$I_s > 0$	0	D1 S3 S2 D4	$I_s \downarrow$	$L_s \rightarrow V_s$
		Vdc	D1 D4	$I_s \downarrow$	$L_s \rightarrow V_s + DCside$
		-Vdc	S2 S3	$I_s \uparrow$	$DCside \rightarrow V_s + L_s$
	$I_s < 0$	0	S1 D3 D2 S4	$I_s \uparrow$	$V_s \rightarrow L_s$
		Vdc	S1 S4	$I_s \uparrow$	$V_s + DCside \rightarrow L_s$
		-Vdc	D2 D3	$I_s \downarrow$	$V_s + L_s \rightarrow DCside$

2.3 제어방식(6)

그림 4는 삼각파 PWM방식의 나타내는 그림으로 전압제어기의 제어주기 전류제어주기에 비해 아주 작다고 생각할 경우 전압제어기의 출력은 직선적으로 일정하다고 할 수 있다. 전압제어기의 출력과 삼각파로부터 다음의 식에 의한 스위칭 시간을 결정할 수 있다.

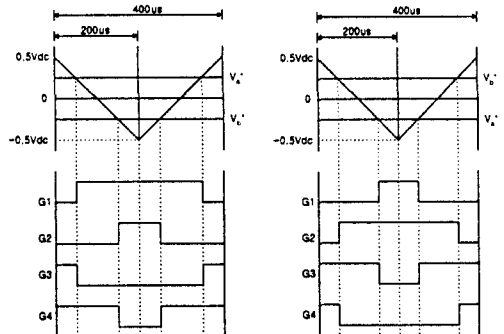


그림 4. PWM 신호발생
Fig. 4. PWM signal generating

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

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

$$t_1 = \left(\frac{1}{2} V_{dc} - V^*_a\right) \times \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (3)$$

$$t_2 = \left(\frac{1}{2} V_{dc} - V^*_b\right) \times \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (4)$$

$$= \left(\frac{1}{2} V_{dc} + V^*_a\right) \times \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (\because V^*_b = -V^*_a)$$

PWM 컨버터의 제어의 목적은 DC Link전압을 일정하게 유지하면서 전원전류를 정현적으로 일정하게 유지하는 것이다. 그림 5는 제어 블록도로서 전압, 전류제어기는 PI제어기를 사용하고 컨버터 상호간의 간섭현상을 제거하기 위해 전류제어기 앞단에 전향보상기를 삽입하였다.

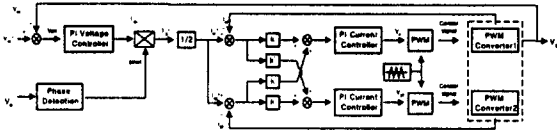


그림 5. 2병렬 컨버터의 제어 블록도
Fig. 5. Control block of 2 paralleled converter

2.4 동조필터(5)

PWM 컨버터의 입출력 전력의 관계로부터 출력전류는 식(5)와 같다.

$$I_d(t) = \frac{I_s(t) \times V_c(t)}{V_{dc}} = \frac{V_c I_s}{V_{dc}} \cdot [\cos \phi - \cos(2\omega t - \phi)] \quad (5)$$

식(5)와 같이 출력전류는 직류성분과 전원주파수의 2배가 되는 고조파성분이 포함되어 있다. 그림 6과 같이 출력단에 수동필터를 삽입하여 고조파성분을 제거하고자 한다. 그러나 실제적으로 필터용 인덕터의 내부저항에 의해 완전한 고조파성분의 제거는 불가능하다.

동조필터는 설계시 필터의 공진주파수와 더불어 필터의 제조단가를 고려하여 식(6),(7),(8),(9)와 같이 설계할 수 있다.

$$I_f \times \frac{1}{2\omega C_f} + V_{dc} \leq V_{cp} \quad (6)$$

$$C_{fmin} \geq \frac{I_s M_I}{8\pi f_s (V_{cp} - V_{dc})} \quad (7)$$

$$K_{min} = k_1 C_f + k_2 L_f \quad (8)$$

$$M_I = \sqrt{2} V_c / V_{dc} \quad (9)$$

V_{cp} 는 필터용 커패시터의 최대정격전압이다.

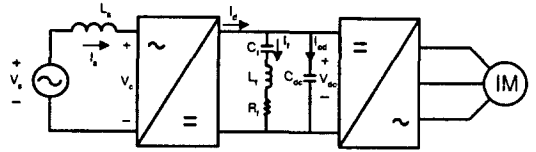


그림 6. 동조필터
Fig. 6. Tuned filter

2.5 시스템 구성

전체적인 시스템의 구성은 그림 7과 같다. 각각의 전압, 전류센서로부터 받은 정보를 A/D를 통해 DSP 보드로 받아들이면 다음, 내부적인 연산처리는 부동 소숫점 연산과 고속처리가 가능한 Texas Instrument사의 32비트 DSP 소자인 TMS320C31을 사용하였다. 처리된 신호는 별도의 D/A컨버터를 거쳐 구동회로를 통해 각각의 스위치에 신호를 전달하게 된다.

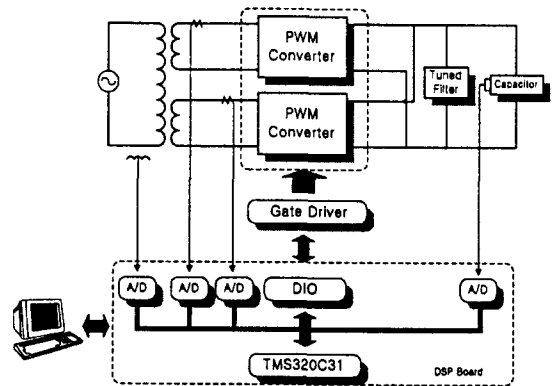


그림 7. 전체 시스템 구성도
Fig. 8. Configuration of Hardware

3. 시뮬레이션

시뮬레이션 시스템 파라미터는 다음과 같다.

표 2. 시뮬레이션 시스템 파라미터
Table 2. System parameters for simulation

입력전압	AC 220 [V]
출력전압	DC 400 [V]
입력리액터	1.5 [mH]
출력커패시터	4700 [μ F]
스위칭주파수	1 [kHz]
전류제어주기	50 [μ s]
전압제어주기	400 [μ s]

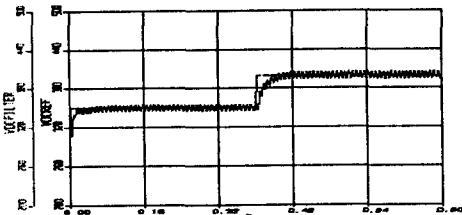
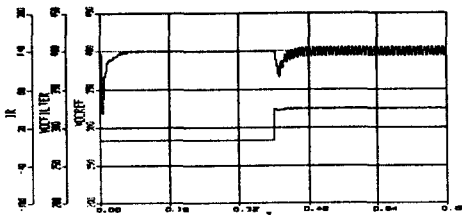
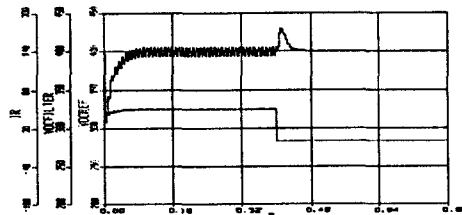


그림 8. 기준값 변화에 따른 DC Link전압
Fig. 8. DC link voltage according to reference value



(a) 무부하→정격
(a) No load → Rated load



(b) 정격→무부하
(b) Rated load → No load

그림 9. 부하변동에 따른 DC Link전압
Fig. 9. DC link voltage according to load variation

그림 8은 기준값 스텝변화에 따른 DC Link전압을 나타내고, 그림 9는 부하의 스텝가변에 따른 DC Link전압과 부하전류를 나타내는 그림으로서 허용오차 10%내에서 잘 추종함을 알 수 있다.

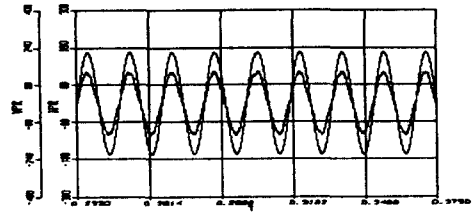


그림 10. 변압기 1차측 전압, 전류
Fig. 10. Primary voltage and current

그림 10은 정격부하 인가시 변압기 1차측의 전압과 전류를 나타내는 파형으로 동상을 이루면 역률 1에 가깝게 제어됨을 볼 수 있다.

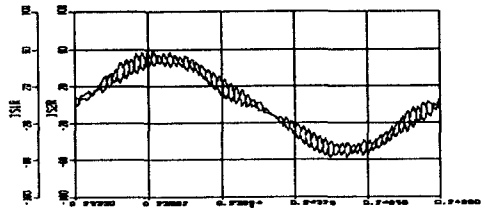


그림 11. 컨버터1,2의 입력전류
Fig. 11. Input current of converter 1,2

그림 11은 변압기 2차측의 컨버터 1,2의 입력전류로 삼각파의 90° 위상차에 따라 고조파성분이 서로 상보적임을 알 수 있다.

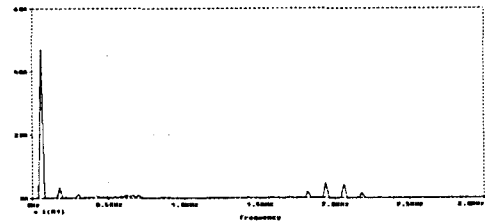


그림 12. 변압기 2차측 전류 고조파분석
Fig. FFT analysis of secondary current

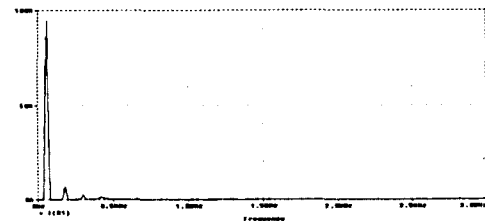


그림 13. 변압기 1차측 전류 고조파분석
Fig. 13. FFT analysis of primary current

그림 12,13은 정격부하 인가시 변압기 1,2차측의 고조파 분석으로 2-병렬운전에 따라 변압기 1차측의 기본파 성분은 2배가 되고, 고조파성분은 상쇄되어 없어짐을 알 수 있다.

4. 실험결과

실험에 사용된 소자들의 값은 표 3과 같다.

표 3. 실험 시스템 파라미터
Table 3. System parameters for experiment

입력전압	AC 220 [V]
출력전압	DC 400 [V]
입력리액터	1.5 [mH]
출력커패시터	4700 [μ F]
스위칭주파수	5 [kHz]
전류제어주기	100 [μ s]
전압제어주기	2000 [μ s]

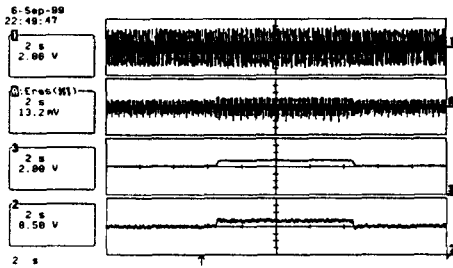


그림 14. DC링크 전압에 기준치에 따른 입력전압, 입력전류, DC링크 전압기준치, DC링크전압

Fig. 14. Input voltage, current, reference of DC link voltage, DC link voltage

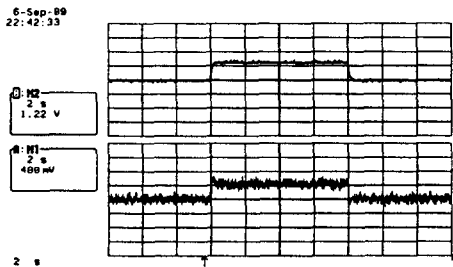


그림 15. B. DC링크 전압기준치의 확대파형
A. DC링크 전압의 확대파형

Fig 15. B. Zoom of DC link voltage reference
A. Zoom of DC link voltage

그림 14, 15는 정격부하시의 DC링크전압의 기준치를 350[V]에서 400[V]로 가변함에 따른 입력전압, 입력전류, DC링크전압의 기준치, 실제의 DC링크전압을 나타내는 파형으로 기준값 변동에 대해 빠른 시간내에 리플허용 오차 내에서 잘 추종함을 볼 수 있다.

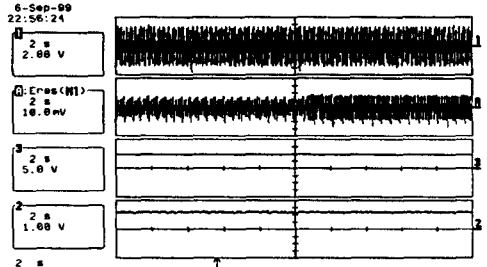


그림 16. 부하변동에 따른 입력전압, 전류, DC링크 전압기준치, DC링크 전압파형
Fig 16. Input voltage, Primary current, Reference of DC link voltage, DC link voltage according to load variation

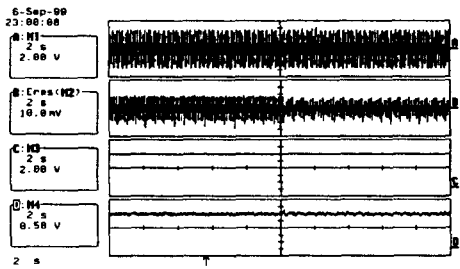


그림 17. 부하변동에 따른 입력전압, 전류, DC링크 전압기준치, DC링크 전압파형
Fig 17. Input voltage, Primary current, Reference of DC link voltage, DC link voltage according to load variation

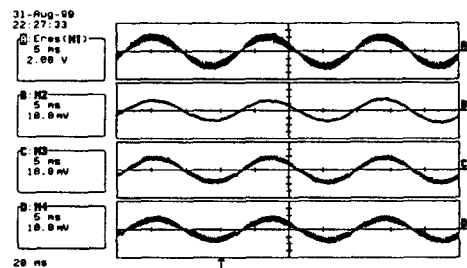


그림 18. 정격부하시 입력전압, 입력전류, 컨버터1전류, 컨버터2전류

Fig 18. Input voltage, Primary current, Secondary current 1, Secondary current 2

그림 16,17은 부하를 중부하에서 정격으로, 정격에서 중부하로 가변함에 따른 파형으로 DC링크 출력전압이 변동없이 일정하게 제어됨을 볼 수 있다. 그림 18은 정격 부하시의 입력전압과 각각의 전류가 동상을 유지하며 제어됨을 알 수 있다.

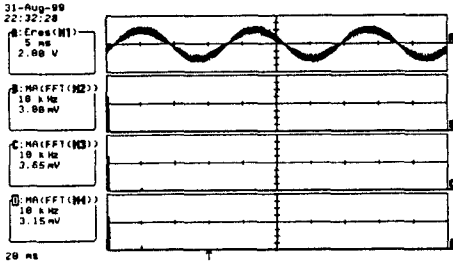


그림 19. 입력전류, 컨버터1 전류, 컨버터2 전류의 고조파분석

Fig. 19. FFT analysis of primary current, secondary1 current, secondary2 current

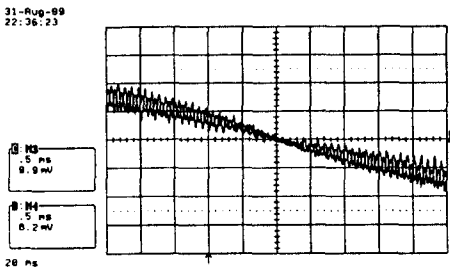


그림 20 컨버터전류 1,2의 확대파형
Fig. 20. Zoom of converter1,2 current

4. 결론

본 논문에서는 고속전철에서 보조전원장치로 사용되는 단상 PWM 컨버터의 병렬운전에 관한 연구를 수행하였다. TGV-KOREA에서 사용되는 다이리스터 위상제어 정류기에 비해 IGBT PWM 컨버터를 사용하여 단위역률 제어와 전원측에서 문제시 되는 고조파의 저감의 결과를 얻을 수 있었고, 병렬운전에 따른 용량의 증대와 출력측의 수동필터 삽입을 통해 DC link단에 존재하는 전원주파수 2배 성분의 고조파를 저감할 수 있었다.

본 연구는 고속전철 기술개발사업의 보조전원장치개발 (II-2-3) 과제결과의 일부입니다.

[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", pp.593~599, IECON'91
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William 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, 최중우, 이현동, 설승기, "전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전", 대한전기학회 논문지, 제 44권 제6호, pp.756~761, 1995
- [7] 송상훈, 성재원, 김연충, 원충연, 최중목, 기상우, "고속전철 보조전원장치용 PWM컨버터의 병렬운전에 관한연구", 전력전자학회 하계 학술대회 논문집, pp.358~361, 1999