

고속전철 보조전원장치용 PWM 컨버터의 병렬운전에 관한 연구

송상훈*, 성재원*, 김연충*, 원충연*, 최종목**, 기상우**
 성균관대학교*, 대우중공업 철차연구소**

A Study on Parallel Operation of PWM Converter for Auxiliary bloc High Speed Train

S.H.Song*, J.W.Sung*, Y.C.Kim*, C.Y.Won*, J.M.Choi**, S.W.Ki**
 Sung Kyun Kwan Univ.*, Daewoo Heavy Ind.**

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. This paper presents switching pattern, control method, operation mode and tuned filter to reduce dc link voltage ripple for paralleled converter.

1. 서론

종래에 많이 사용해 왔던 사이리스터 위상제어 정류기는 제어가 간단한 반면 다량의 고조파를 함유함으로써 주 전력계통에 악영향을 미치고, 통신장애를 일으키는 단점을 가진다. 이러한 단점을 보완하기 위해 최근 정격용량의 증대가 이루어지고 있는 IGBT소자를 이용한 PWM 컨버터를 이용하여 전원측에서 문제되고 있는 고조파저감 및 전원측의 무효전력분담을 줄이기 위하여 단위역률 제어를 하고자 한다.[1] 고속전철용 보조 전원장치는 용량의 증대를 위해 컨버터 2대를 1군으로 하여 2군 2병렬로 운전되고 있다.

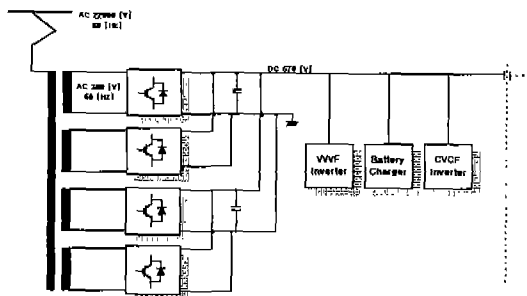


그림 1. 보조전원장치 전력회로

본 논문에서는 10[kW]급 2병렬 PWM 컨버터의 축소시스템에 대해 제어방식, 출력측에서 발생하는 전원주파수 2배의 주기를 가지는 리플감소를 위한 동조 필터(Tuned filter) 설계[4], 컨버터의 병렬운전시 발생하는 변압기 누설 인덕턴스에 의한 컨버터 상호간의 간섭현상을 제거하기 위한 알고리즘을 적용하고 [5], 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 기본과 성분은 더해지므로 변압기 1차측 전류는 좀 더 정현파에 가깝게 된다.

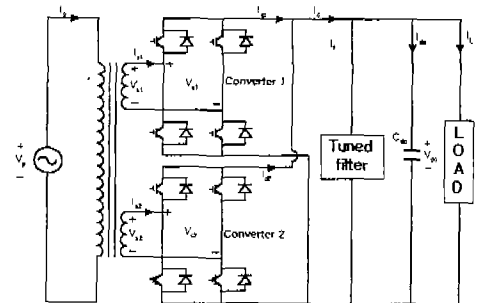


그림 2. 2병렬 PWM 컨버터의 전력회로

2.1 스위칭 방식[6]

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. 이

에 반해 3레벨 스위칭방식은 입력리플이 감소되어 고조파성분이 감소되고 필터 인덕터를 줄일 수 있는 장점이 있다.

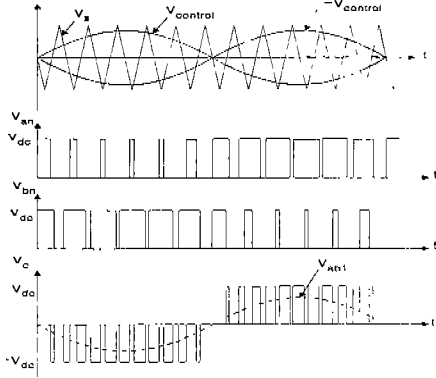


그림 3. 3레벨 스위칭 방식

2.2 모드분석[2]

표1은 입력전압, 입력전압에 따라 스위치의 ON상태와 입력전류, 에너지의 흐름을 나타내고 있다. 상태에 따라 역행모드와 회생모드의 12개 모드로 나눌 수 있다.

표 1. 모드분석

Vs	Is	Vr	on_D	Is	Energy
Vs > 0	Is > 0	0	D1 S3 S2 D4	Is ↑	Vs → Ls
		Vdc	D1 D4	Is ↓	Vs + Ls → DCside
		-Vdc	S2 S3	Is ↑	Vs + DCside → Ls
	Is < 0	0	S1 D3 D2 S4	Is ↓	Ls → Vs
		Vdc	S1 S4	Is ↑	DCside → Vs + Ls
		-Vdc	D2 D3	Is ↓	Ls → Vs + DCside
Vs < 0	Is > 0	0	D1 S3 S2 D4	Is ↓	Ls → Vs
		Vdc	D1 D4	Is ↓	Ls → Vs + DCside
		-Vdc	S2 S3	Is ↑	DCside → Vs + Ls
	Is < 0	0	S1 D3 D2 S4	Is ↑	Vs → Ls
		Vdc	S1 S4	Is ↑	Vs + DCside → Ls
		-Vdc	D2 D3	Is ↓	Vs + Ls → DCside

2.3 제어방식[5]

PWM 컨버터의 제어의 목적은 DC Link전압을 일정하게 유지하면서 전원전류를 정현적으로 일정하게 유지하는 것이다. 그림 4는 제어블럭도로써 전압, 전류제어기는 PI제어기를 사용하고 컨버터 상호간의 간섭현상을 제거하기 위해 전류제어기 앞단에 전향보상기를 삽입하였다.

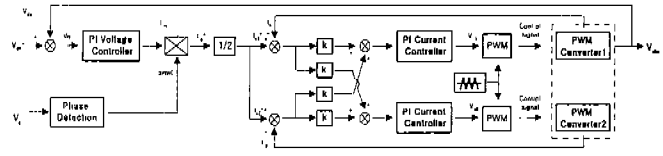


그림 4. 2병렬 컨버터의 제어 블록도

그림 5는 삼각파 PWM방식의 나타내는 그림으로 전압제어기의 제어주기 전류제어주기에 비해 아주 작다고 생각할 경우 전압제어기의 출력은 직선적으로 일정하다고 할 수 있다. 전압제어기의 출력과 삼각파를 비교하여 식(1)(2)(3)(4)에 의해 스위칭시간을 결정할 수 있다.

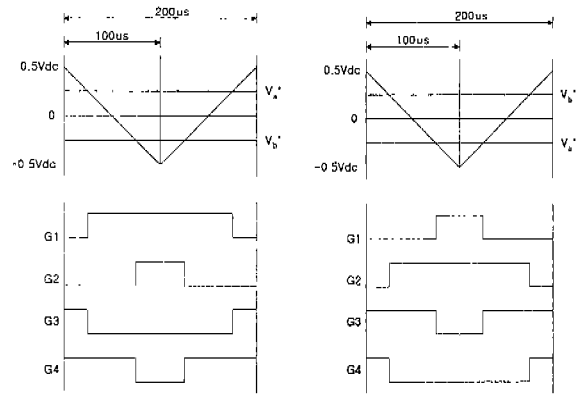


그림 5. 삼각파 PWM 방식

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

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

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

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

$$(\because V^*b = -V^*a)$$

2.4 동조필터[4]

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 실제로 필터용 인덕터의 내부저항에 의해 완전한 고조파성분의 제거는 불가능하다.

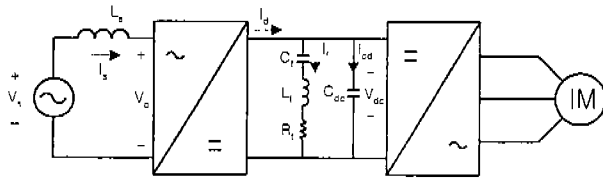


그림 6. 동조필터

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

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

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

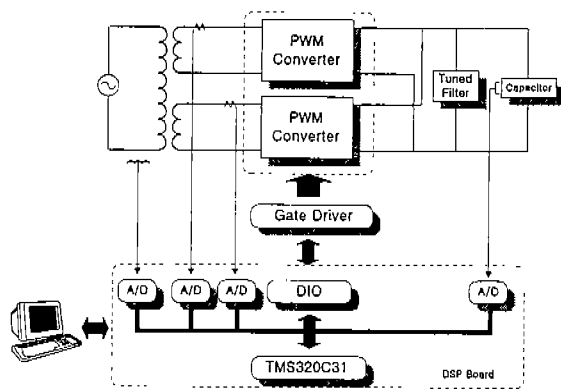
$$K_{min} = k_1 C_f + k_2 L_f \quad (8)$$

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

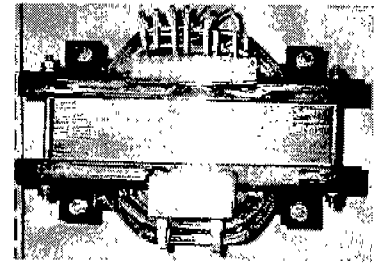
V_{cb} 는 필터용 커패시터의 최대정격전압이다.

2.5 시스템 구성

전체적인 시스템의 구성은 그림 7과 같다. 각각의 전압, 전류센서로부터 받은 정보를 A/D를 통해 DSP 보드로 받아들이고, 내부적인 연산처리는 부동 소숫점 연산과 고속처리가 가능한 Texas Instrument사의 32비트 DSP 소자인 TMS320C31을 사용하였다.



(a) 시스템 구성



(b) 실험에 사용된 변압기

그림 7. 전체 시스템

3. 시뮬레이션

시스템 파라미터는 다음과 같다.

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]

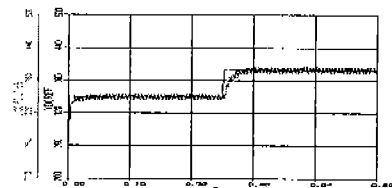
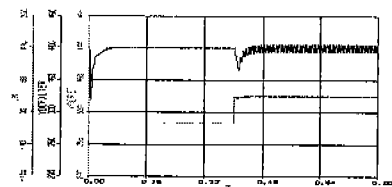
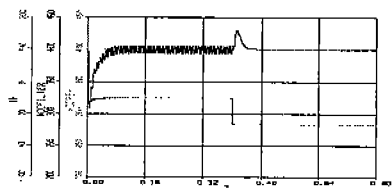


그림 8. 기준값 변화에 따른 DC Link전압



(a) 무부하→정격



(b) 정격→무부하

그림 9. 부하변동에 따른 DC Link전압

그림 8은 기준값 스텝변화에 따른 DC Link전압을

타내고, 그림 9는 부하의 스텝가변에 따른 DC link 전압과 부하전류를 나타내는 그림으로서 허용오차 10%내에서 잘 추종함을 알 수 있다.

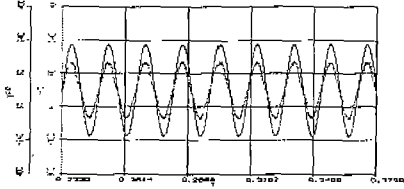


그림 10. 변압기 1차측 전압, 전류

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

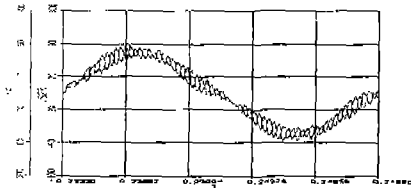


그림 11. 컨버터1,2의 입력전류

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

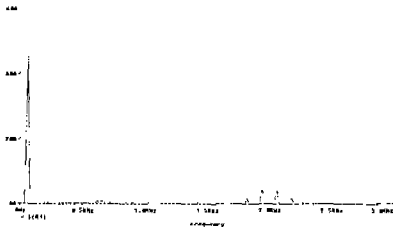


그림 12. 변압기 2차측 전류 고조파분석

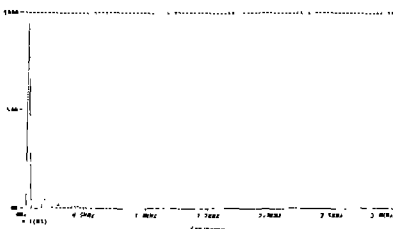


그림 13. 변압기 1차측 전류 고조파분석

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. 결론

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

1) TGV-KOREA에서 사용되는 다이리스터 위상제어 정류기에 비해 IGBT PWM 컨버터를 사용하여 단위 역률 제어와 전원측에서 문제되는 고조파가 저감됨을 알 수 있었다.

2) 병렬운전에 따른 용량의 증대와 컨버터 상호간의 간섭현상을 제거하기 위한 비간섭 알고리즘을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다.

3) 수동필터 삽입을 통해 DC link단에 존재하는 전원 주파수 2배 성분의 고조파를 저감할 수 있었다.

본 연구는 고속전철 기술개발사업의 보조전원장치개발 (II-2-3) 지원으로 수행되었음.

참고 문헌

[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] 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.

[4] 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.

[5] 이동춘, 최종우, 이현동, 설승기, "전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전", 대한전기학회 논문지, 제 44권 제6호, pp.756~761, 1995.

[6] 성재원, 송상훈, 김연중, 원충연, 최종목, 기상우, "고속전철 보조전원장치용 단상 PWM컨버터의 고조파저감에 관한 연구", 춘계 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술발표회 논문집, pp.1-4~1-7, 1999.