ISSN 1975-8359(Print) / ISSN 2287-4364(Online)
The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers Vol. 62, No. 11, pp. 1628~1632, 2013
http://dx.doi.org/10.5370/KIEE.2013.62.11.1628

8200호대 전기기관차 객차전원공급장치(HEP)의 출력전압품질향상을 위한 최적화된 PWM 방법

A Study on Optimized PWM Strategy to Improve Output Voltage Quality of HEP System Boarded on 8200 Series Electric Locomotives

이 을 재† · 이 진 국* · 윤 차 중** · 김 재 문***
(Eul-Jae Lee · Jin-Kook Lee · Cha-Joong Youn · Jae-Moon Kim)

Abstract - HEP(Head Electric Power) system, supplying 3-phase service power to the coach vehicles, is a kind of special auxiliary power equipment which is boarded on 8200 series electric locomotives in KORAIL. This equipment shares high voltage DC link with a main propulsion converter/inverter systems. It was difficult to use high frequency PWM technique so that GTO has been used as a power device same like the main power system. Due to low PWM frequency(300Hz) of HEP inverter, the output voltage has less power quality comparing to normal SIV(Static Inverter) system. In this paper, an optimal PWM strategy is presented for new IGBT type HEP inverter system. Several PWM techniques were investigated to improve output voltage quality under fixed lower filter inductance and not high PWM frequency. Finally PC simulations have been done to clarify its availability.

Key Words : HEP system, Auxiliary inverter, IGBT SHEPWM

1. 서 론

90년대 후반부터 국내에 도입된 8200호대 전기기관차는 8000호대의 사이리스터 및 직류전동기 제어방식에서 탈피하여 GTO를 주요소자로 사용하고 벡터제어에 의한 유도전동기제어를 수행하는 고성능의 전기기관차이다. 이 전기기관차에는 기계실에 필요한 보조전력을 포함하여 객실용의 3상 서비스전력을 공급하기 위한 HEP(Head Electric Power) 장치가 부착되어 있어서 별도의 발전차량을 이용하지 않아도 연결된 객실에 전원을 공급할 수 있는 특징이 있다. HEP 장치는 객실에 서비스 전원을 공급하는 것을 목적으로 설계되었기 때문에 무가선 구간(Dead section)을 통과하더라도 지속적인 전원공급을 수행할 필요가 있었다. 이에 따라 Siemens에서는 무가선 구간에서는 차량의 관성을 이용하여 회생발전이 가능하도록 차량의 속도를 감속하였고 이때 발생된 전력을 HEP 장치에 공급하여 연속적인 서비스 전원이 객차에 공급되도록 차량을 설계하였다. 주변환장치의 DC 링크를 공유하도록 설계가 되었기 때문에 기존의 HEP 장치는 컨버터/인버터 장치에 사용된 동일한 GTO 스택이 사용되었다. 이에 따라 전력소자의 PWM 주파수는 300Hz로 낮은 편이며 DC 링크의 전압이 2400~2800V 정도로 높기 때문에 감압용 변압기가 사용되었고 출력으로는 440V의 3상 교류전원이 발생된다[1,2].

한편 출력필터용 리액터는 별도의 외부 리액터 없이 주변압기함 내에 설치된 보조변압기의 누설인덕턴스를 사용하므로 매우 낮다. 이를 보상하기 위한 대규모의 캐패시턴스는 무부하 상태에서도 수백 암페어의 무효전력을 발생시키므로 하부 부하장치의 오동작과 관련된 문제가 제기되고 있다[2]. 또한 낮은 PWM 주파수는 필터의 차단주파수에 근접한 이유로 출력전압의 품질은 THD 10% 내외에서 만족해야 하는 형편이다.

본 논문에서는 GTO 소자의 단종에 따른 유지보수의 어려움이 급속히 증가함에 따라 주변환장치의 국산화를 고려한 새로운 HEP 장치용 최적회된 PWM 방법에 대하여 제안한다. 설계에서 고려될 사항은 첫 번째로 GTO 소자를 대전력 IGBT로 변경하여 적용함으로서 유지보수성을 증대시키는 것이다. 두 번째로 기존의 출력필터 캐패시턴스는 무효전류를 너무 많이 발생시키므로 현재보다 작아지도록 개선하는 한편 변압기와 누설인덕턴스는 기존 장치와의 호환성을 고려하여 그대로 사용하면서도 출력전력의 품질은 향상시키는 것이다.

기존장치에서 사용된 필터의 계수가 워낙 커서 축소모델에 의해서는 정상적인 파형 검증이 어려우므로 논문에서는 주로 시뮬레이션을 통해 설계에 대한 검증을 수행하였다. 사용되는 소자 및 방열기기는 주변환장치와 동일한 것을 적용하는 것으로 가정하여 4.5kV/1200A IGBT를 2병렬로 구성하고 PWM 주파수는 최대 1kHz 미만으로 제한하였다.

† Corresponding Author : E-Kyoung Systems Co., Ltd.
E-mail : euljae@e-kyoung.com
* Central R&D Center, WOOJIN Industrial Systems Co., Ltd,
** R&D Center, KORAIL.
*** Department of Railroad Electrical and Electronics, Korea National University of Transportation.
Received : September 13, 2013; Accepted : October 4, 2013

2. 본 론

2.1 기존 HEP 시스템 고찰

8200호대 전기기관차에는 기계실 내부에 2대의 HEP 장치(HEP-1, HEP-2)가 설치되어 있다. 그림 1에 나타낸 바와 같이 회로구성은 3상 2 레벨 GTO 인버터이며 정상상태에서는 1대만 부하에 연결되고 1대는 예비 상태로 동작한다. 독립적인 2대의 감압변압기가 주변압기함 내부에 설치되어 있으며 2차측은 병렬로 연결되어 있고 출력필터는 변압기의 누설인덕턴스와 델타로 연결된 캐패시터에 의하여 저주파차단회로(LPF)가 구성된다. 표 1에 기존 HEP 장치의 전기적 사양을 나타내었다. 필터로 사용되는 누설 인덕턴스는 1차측 누설인덕턴스를 2차측으로 환산하면 약 $130\mu H$ 정도가 되지만 조사된 파형으로부터 역환산된 값은 약 $180\mu H$이다[1]. 선간에 연결된 캐패시턴스는 $1.77mF$으로 매우 큰 값이다. 이에 따라 출력필터의 차단주파수는 다음과 같이 구해진다.

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{3L_F C_F}} = 162.8Hz \tag{1}$$

그림 2는 8231호 전기기관차의 HEP 장치 출력으로부터 수집된 정상상태 데이터 파형을 나타낸 것이다. 그림 2(a)에 나타난 바와 같이 출력전압의 품질은 정상상태에서는 THD 10% 이하지만 과도상태에서는 이보다 높은 THD 14% 정도의 전압왜곡이 발생하는 것으로 보고되었다[2]. 그림 2(b)는 캐패시터에 흐르는 무효전류를 나타낸 것으로 부하의 유무와 무관하게 항상 300A를 초과한다. 그림에서 살펴본 바와 같이 전압파형의 품질도 문제이지만 매우 큰 무효전류는 캐패시터의 열화를 가속하고 있어서 시급히 개선되어야 할 사항으로 지적되고 있다.

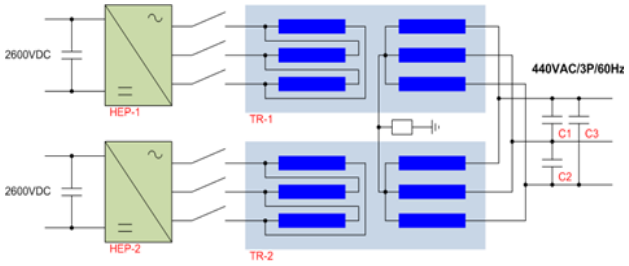
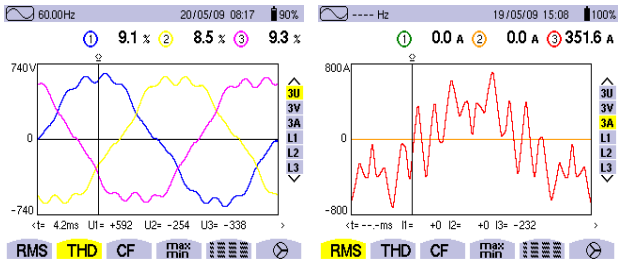


그림 1 8200호대 전기기관차 HEP 장치 구성

Fig. 1 Configuration of HEP system in 8200 series LOCO



(a) 출력전압 (b) 캐패시터 전류

(a) Output voltage (b) Capacitor current

그림 2 8231호 전기기관차 HEP 장치 출력파형

Fig. 2 Output waveforms of HEP on #8231 Locomotive

표 1 기존 HEP 장치 사양

Table 1 Specification for existing HEP system

구 분	항 목	내 용
전력회로	사용 소자	GTO(4.5kV/2500A)
	DC Link 전압	2400~2800V
	PWM 주파수	300Hz
변압기	형식	Delta-Star(주변압기함 내)
	동작 주파수	60[Hz] ± 1[Hz]
	2차측 출력전압	440[V] ± 3%
	1-2차간(968V:440V) 전압비	2.2 :1
	1차측 누설 인덕턴스(800[Hz] 이하)	0.365[mH] ± 10%
	최대전력	415[kVA]
커패시터	커패시턴스	1.77[mF]
	커패시터 정격	129[kVar]/440[Vac]
	필터형식	3상 LC 필터
출력전압	출력전압 왜곡률(THD)	10% 이하

2.2 특정고조파 제거 알고리즘

PWM 방식을 사용하는 경우 출력파형에는 반드시 고조파가 발생한다. 스위칭 주파수가 높지 않은 경우 발생되는 고조파를 최소화하기 위해 스위칭 주파수를 기본주파수의 배수(m_f)에 맞추는 동기식 PWM이 일반적으로 사용된다. 한편 SHEPWM(Selected Harmonics Elimination PWM) 방법을 사용하면 발생되는 고조파를 효과적으로 제거할 수 있다[3,4]. 이 방식에서는 노치(Notch)라 부르는 미리 계산된 스위칭 각을 반주기 동안 사용하여 특정 고조파를 제거함과 동시에 출력전압의 크기를 제어할 수 있다[5,6]. 이를 간단히 설명하면 아래와 같다. 일반적인 비정현 주기파의 푸리에 급수 전개는 다음과 같이 표시된다.

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty}(a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \tag{2}$$

출력되는 파형은 1/4 주기 간격으로 대칭되므로 기수(Odd) 고조파만으로 충분하다. 따라서 식 (2)는 다음과 같이 표현된다.

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} b_n \sin n\omega t \tag{3}$$

$$b_n = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} v(t)\sin n\omega t d\omega t \tag{4}$$

$v(t)$가 단위크기, 즉 $v(t)=\pm 1$ 이라고 가정하면 b_n은 식 (5)처럼 일반화가 가능하다.

$$b_n = \frac{4}{n\pi}[1+2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \ldots + (-1)^K \cos n\alpha_K)]$$

$$= \frac{4}{n\pi}\left[1+2\sum_{k=1}^{K}(-1)^k \cos n\alpha_k\right] \tag{5}$$

식 (5)는 K개의 α각을 사용하여 기본파를 제외하고 총 $(K-1)$개의 특정고조파를 제거할 수 있음을 나타낸다. 3상 평형의 출력전압인 경우 3의 배수차 고조파는 발생하지 않는다. 따라서 예를 들어 4개의 α각을 사용하는 9펄스 출력의 경우 제거되는 고조파는 3개까지 제거가 가능하므로 3배수 고조파를 제외하면 5, 7, 11차의 고조파를 제거하는 것이 가능하다.

살펴본 바와 같이 SHEPWM 방식을 사용하면 고주파수의 스위칭 적용이 어려운 대전력용 IGBT의 경우에 효과적으로 고조파를 감소시킬 수 있는 최적의 PWM 방법이 될 수 있다.

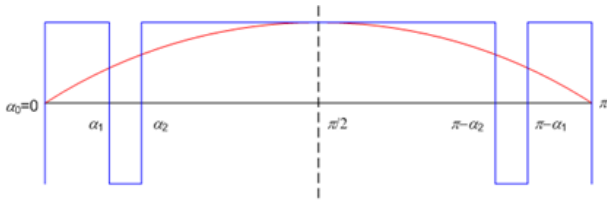


그림 3 SHEPWM 기법을 사용한 스위칭 파형
Fig. 3 Switching waveform from SHEPWM

2.3 캐패시터 무효전류의 감소 방안

LC로 구성된 저주파 차단용 필터회로에서 캐패시터에 흐르는 무효전류는 아래의 식에 의하여 구할 수 있다.

$$I_{C_m} = j\omega_m C_F \cdot V_m \tag{6}$$

여기서 w_m은 고조파주파수, V_m은 고조파전압의 크기이다. 식 (6)에 따르면 무효전류의 크기를 현재보다 감소시키기 위해서는 캐패시턴스 값을 작게 해야 한다. 하지만 캐패시턴스를 작게 하면 식 (1)에 의하여 필터의 차단주파수가 상승하므로 출력전압의 품질에 영향을 미칠 수 있으므로 적절한 범위로 제한되어야 한다. 무효전류의 크기를 현재 보다 30% 이상 감소시키는 것으로 가정하면 캐패시턴스의 값은 $1240\mu F$ 이하가 되어야 한다. 예를 들어 캐패시턴스를 $1200\mu F$으로 하면 식 (1)에 의한 차단주파수는 $197.7Hz$가 되는데 이는 3차 고조파인 $180Hz$에 근접하므로 회피하는 것이 좋다. $1000\mu F$의 경우 $216.6Hz$로 3차 고조파로부터 $36Hz$ 이상 멀리 있으므로 이 값을 적정한 필터 캐패시턴스로 선정하고 시뮬레이션을 진행하였다.

3. 시뮬레이션에 의한 설계검증

3.1 시뮬레이션 조건

시뮬레이션에서는 2.2절에서 설명한 특정고조파제거방식(SHEPWM)을 구현하여 전력회로에 적용하였다. 시뮬레이션을 위한 기초 파라메터는 표 2와 같이 선정된다. 최적화 PWM에 대한 검증은 동일한 주파수의 SPWM(Sine PWM) 및 SVPWM(Space vector PWM)을 적용한 출력전압파형 및 캐패시터 전류를 SHEPWM 방식과 비교하여 우수한 특성을 보이는 방식을 정량적으로 비교하였다. 시뮬레이션 툴은 전기전자회로의 설계에 많이 이용되는 PSpice를 사용하였으며 구성회로는 그림 4와 같다.

그림 5~9는 7펄스부터 11펄스까지 SHEPWM, SPWM 및 SVPWM의 경우에 대한 각 부분의 파형 및 FFT 결과를 나타낸 것이다. 각 그림의 좌측에는 전압 및 전류의 파형을 표시하였으며 우측에는 파형에 대한 주파수 영역의 결과를 확인하기 위한 FFT 변환 파형을 나타내었다. 내부그림 (a)에서 (d)까지의 의미는 (a)는 IGBT의 게이트 전압파형, (b)는 선간 전압파형, (c)는 필터링 이후의 전압파형, 및 (d)는 캐패시터에 흐르는 전류파형을 나타낸 것이다.

표 2 시뮬레이션을 위한 파라메터 설계값
Table 2 Design parameters for simulation

항 목	설계값	비 고
PWM 변조방식-1	SHEPWM	특정고조파 제거
PWM 변조방식-2	SVPWM	공간벡터 방식
PWM 변조방식-3	SPWM	사인파 변조
주파수 변조지수	7, 9, 11	420, 540, 660Hz
전압 변조지수	0.52	
누설 인덕턴스	180uH	변압기 2차측
필터 캐패시턴스	1000uF	Δ 연결
필터 차단주파수	216.6Hz	3상 LPF
출력전압 / 주파수	440V/3상/60Hz	
부하	100kW	차량 유사부하량

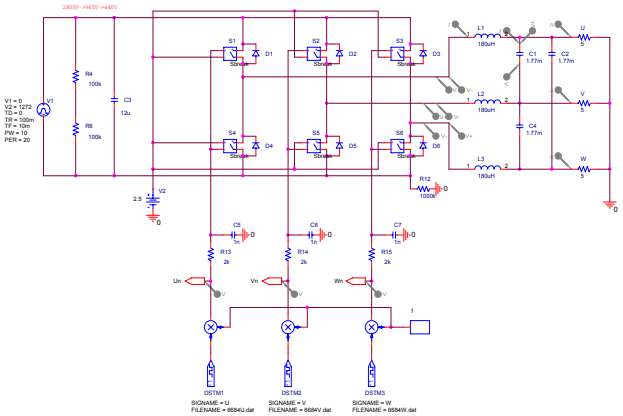


그림 4 시뮬레이션 회로구성
Fig. 4 Simulation circuits

Case-1) 7펄스(420Hz) SHEPWM 적용

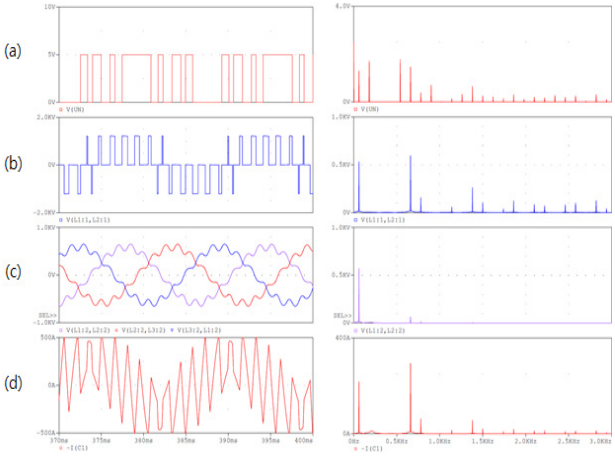


그림 5 7 펄스 SHEPWM 적용시 부분 파형 및 FFT 결과
Fig. 5 Waveform and FFT results for 7 pulse SHEPWM

Case-2) 9펄스(540Hz) SHEPWM 적용

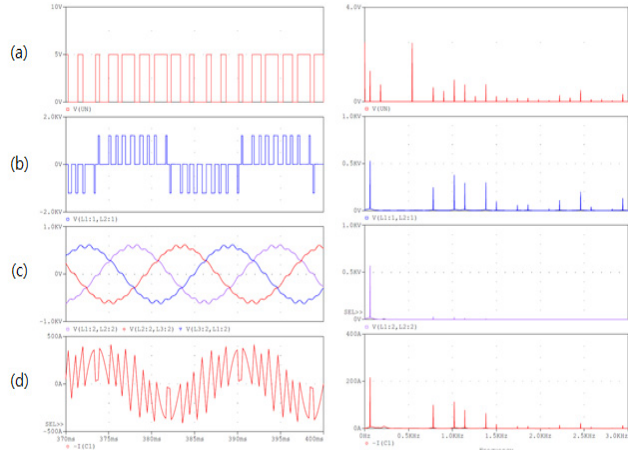


그림 6 9펄스 SHEPWM 적용시 부분 파형 및 FFT 결과
Fig. 6 Waveform and FFT results for 9 pulse SHEPWM

Case-3) 11펄스(660Hz) SHEPWM 적용

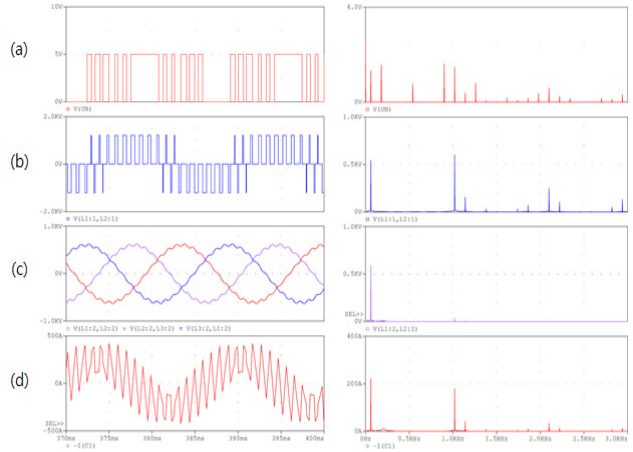


그림 7 11펄스 SHEPWM 적용시 부분 파형 및 FFT 결과
Fig. 7 Waveform and FFT results for 11 pulse SHEPWM

Case-4) 11펄스(660Hz) SPWM 적용

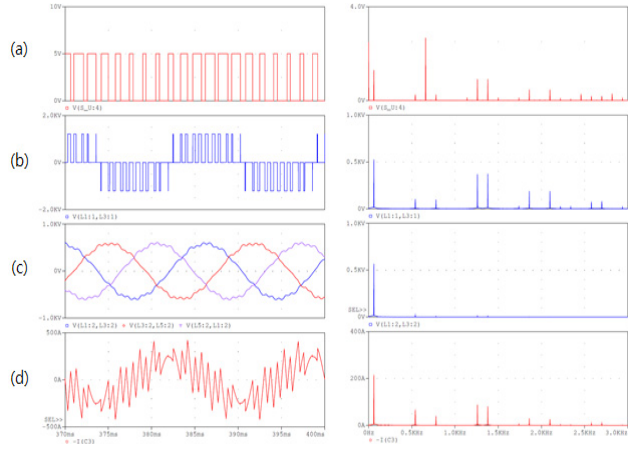


그림 8 11펄스 SPWM 적용시 부분 파형 및 FFT 결과
Fig. 8 Waveform and FFT results for 11 pulse SPWM

Case-5) 11펄스(660Hz) SVPWM 적용

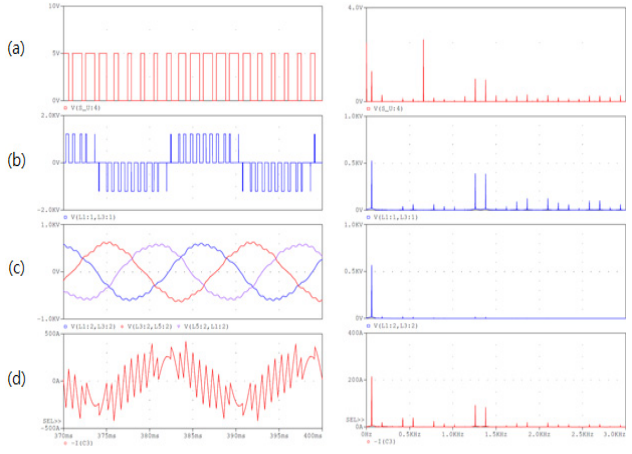


그림 9 11펄스 SVPWM 적용시 부분 파형 및 FFT 결과
Fig. 9 Waveform and FFT results for 11 pulse SVPWM

3.2 결과고찰

시뮬레이션은 모두 5가지 경우로 나누어 실시하였다. 각각의 경우에 대한 상호간의 비교를 위해 40차까지의 고조파 전압을 측정한 후 왜곡률(THD)을 계산하였다. 먼저 Case-1의 경우 α각이 2개 적용된 7펄스의 경우로 고조파는 11차(660Hz)에서부터 발생되지만 고조파 전압의 크기가 기본파보다도 더 크고 필터링 이후에도 완전히 제거되지 않아서 출력전압에 많은 고조파가 포함되었고 15%의 THD가 계산되었다. Case-2는 3개의 α각을 사용한 9펄스의 경우를 시뮬레이션한 것이다. 기본파 이후 처음 발생한 고조파는 13차(780Hz)이고 고조파의 크기는 7펄스의 경우보다 훨씬 감소된 형태로 나타났다. 필터링 이후의 전압파형도 매우 양호해서 THD는 8% 대에서 계산되었다. Case-3에서는 11펄스 SHEPWM을 적용한 경우로 4개의 α각을 사용한다. 17차(1020Hz) 이후의 고조파가 발생되며 차단주파수에서 충분히 멀리 있어서 THD는 5% 대에서 계산되었다.

Case-4와 Case-5는 비교를 위해 일반적인 Sine PWM와 공간벡터 PWM의 경우에 대해서 결과를 나타낸 것이다. 먼저 Case-4는 SPWM의 경우로 11펄스 660Hz의 스위칭 주파수를 갖는 것으로 이론적으로는 스위칭 주파수에 해당하는 660Hz 미만의 고조파를 제거 할 수 있다. 하지만 시뮬레이션에 나타난 바와 같이 전압벡터가 PWM 주기의 중간에 배치되는 Center aligned PWM을 적용하면 제거된 주파수의 앞뒤로 서브고조파가 발생한다[4]. 이로 인하여 출력전압에는 저차의 고조파가 섞이게 되므로 동일한 펄스를 사용한 SHEPWM의 경우보다 높은 THD가 발생하게 된다. 이 경우에서는 9%의 THD가 계산되었다. 마지막으로 Case-5는 SVPWM을 적용한 경우이다. 공간 벡터 PWM 방식은 동일한 11펄스(660Hz)의 스위칭 주파수를 사용한 경우 중에서 가장 좋지 않은 결과를 얻었는데 계산된 THD는 14.1%로 이것은 7펄스(420Hz) SHEPWM의 경우와 유사하다. 출력전압파형은 3상이 일치되지 않은 형태로 나타났다. 이렇게 발생된 이유는 기준전압 파형이 Sine 형태가 아니므로 저주파수 스위칭에 의한 각 상전압 왜곡이 중첩된 것으로 유추된다. 표 3에 각 시뮬레이션 결과에 따른 출력전압 왜곡률 정

도를 표시하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 8200호대 전기기관차에 적용되는 객차전원 공급장치의 출력전압 품질향상과 필터캐패시터에 흐르는 무효전류의 크기를 감소시키기 위하여 필터 캐패시턴스의 값을 새롭게 선정하였고 저속의 PWM 주파수를 적용한 최적의 PWM 방안을 도출하였다. 여러 가지 PWM 방식의 정량적 비교를 위해 시뮬레이션을 실시하였고 선정된 필터계수를 적용한 출력전압의 왜곡율을 계산하였다. 아래는 논문에서 얻어진 결과를 나타낸 것이다.

(1) 무효전류 저감 목적을 위해 기존의 1.77mF의 필터 캐패시턴스를 1.0mF로 40% 이상 감소하는 것이 가능하였다.
(2) SHEPWM 7 펄스 방식은 주파수는 낮으나 THD가 15% 대로 적절하지 않다.
(3) SHEPWM 9 펄스 및 11 펄스의 경우 THD가 10% 미만으로 기존보다 전압품질을 개선 할 수 있었다.
(4) 특히 11 펄스의 경우 THD가 5%대로 매우 개선된 효과가 있으며 무효전류도 50% 이상 감소되었다.
(5) 낮은 PWM 주파수를 사용하는 경우 SHEPWM > SPWM > SVPWM 방식의 순으로 효과가 있음을 확인하였다.

시뮬레이션 결과는 현재 제작중인 인버터장치에 적용될 예정이며 장치가 완성되는 대로 실제 부하실험을 통해 제안한 방법의 타당성을 다시 한번 확인할 예정이다.

표 3 각 PWM 방법에 따른 출력전압 왜곡율(THD) 비교
Table 3 Comparison for THD of each PWM method

변조방식	SHEPWM-7	SHEPWM-9	SHEPWM-11	SPWM-11	SVPWM-11
주파수(Hz)	420	540	660	660	660
THD(%)	15.0	8.7	5.16	9.0	14.1

References

[1] J. M. Kim, et al, “The Estimation on Switching Technique via Output Power Source Analysis of Power Converter System in Electric Railway Vehicle “, KIEE, Vol. 59P, No. 2, pp. 185-190, 2010.
[2] E. J. Lee, “Improving on the HEP Equipment Output Power Quality in new model electric locomotive”, KORAIL Consultation Report, 2009.
[3] M. H . RASHID, Power Electronic Circuits, Devices, and Applications (3rd Edition), Prentice Hall, 2004.
[4] B. K. Bose, Mordern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2002.
[5] S. R. Bowes and P. R. Clark, "Simple Microprocessor Implementation of New Regular-Sampled Harmonic Elimination PWM Techniques", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 28, No.1, pp. 89-95, Feb. 1992.
[6] A. Zuckerberger and A. Alexandrovitz, "Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor- Controlled PWM Voltage Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-33, No.3, pp. 262-270, Aug. 1986.

저 자 소 개

이 을 재 (李 乙 宰)
1989년 호서대 전자공학과 졸업. 2001년 인하대학교 전기공학과 졸업(공박). 1997년~현재 이경산전주식회사 대표이사.
Tel : 032-234-1730
Fax : 032-234-1737
E-mail : euljae@e-kyoung.com

이 진 국 (李 鎭 國)
1991년 인하대 전기공학과 졸업. 1993년 인하대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년~현재 (주)우진산전 이사.
Tel : 043-820-4227
Fax : 043-836-7653
E-mail : jklee@wjis.co.kr

윤 차 중 (尹 次 重)
2007년 한밭대 전자공학과 졸업. 2009년 충남대 대학원 기계시스템공학과 졸업(석사), 1995년~현재 한국철도공사 차장(책임연구원), 2011년~현재 충남대 메카트로닉스공학과 박사과정
Tel : 042-615-4701
Fax : 02-361-8542
E-mail : korea@korail.com

김 재 문 (金 才 文)
1994년 성균관대 전기공학과 졸업. 2000년 2월 동 대학원 졸업(공박). 2000년~2004년 현대모비스(주)기술연구소 선임연구원. 2006년 ~현재 국토교통부 철도기술 전문위원, 2004년 3월~현재 한국교통대학교 교통대학원 교통시스템공학과/철도전기전자공학과 부교수.
Tel : 070-8855-1664
Fax : 031-462-2944
E-mail : goldmoon@ut.ac.kr