

論文 98-35S-10-19

철도차량용 추진제어장치의 고능률 PWM기법에 관한 연구

(A Study on the High Performance PWM Technique for a Propulsion System of Railway)

閔丙權*, 徐光德*, 元忠淵**

(Byoung-Gwon Min, Kwang-Duk Seo, and Chung-Yuen Won)

요 약

이 논문은 고속전철, 지하철과 같은 철도차량의 추진제어시스템에 적용될 수 있는 고능률 저주파 스위칭 PWM 기법에 관한 것이다. 500Hz이하의 낮은 스위칭 주파수로써 6스텝까지의 과변조제어를 연속적으로 수행할 뿐만 아니라 고조파 함유율을 저하 시키기 위한 PWM 방법으로 동기 기법을 공간벡터변조에 적용하였으며 DSP를 사용하여 구현하였다. 제안된 기법의 우수성과 효용성은 디지털 시뮬레이션과 실용량 모델의 실험을 통해 보인다. 실험은 전동차 추진제어장치인 1.65MVA IGBT VVVF인버터와 160톤의 전동차를 등가화한 관성부하를 통해 수행되었다.

Abstract

This paper presents a high performance low switching PWM technique for the propulsion system of railway such as subway and high speed train. In order to achieve the continuous voltage control to six-step and a low harmonics with low switching frequency under 500Hz, the synchronous technique is combined with a space vector overmodulation and implemented by using DSP. Improved performance and a validation of proposed method are showed by the digital simulation and the experimental results using a 1.65MVA IGBT VVVF inverter and inertia load equivalent to 160 tons railway cars.

I. 서 론

전력전자 기술의 발달로 전력용 반도체 소자를 사용한 전동기 가변속제어장치는 에너지 절약은 물론 부하에 대한 출력제어가 용이하여 산업계에 활발히 적용되고 있다. 이에 따라 철도차량용 추진제어장치에도 유도전동기와 가변속장치인 인버터의 적용이 전적으로

이루어지고 있다. 그러나 추진장치의 제어기술 발달에 비해 이를 구현하며 시스템의 최적 설계를 위한 전력용 반도체 소자의 발달과 PWM 기술이 미비하여 철도차량용 추진제어장치에는 그 성능면에서 부족함이 많다. 일반적으로 철도차량용 견인전동기는 소형화를 위해 정격전압을 인버터의 출력이 6스텝일 경우로 설계하며, 2대 이상이 병렬 접속되어 운전된다. 따라서 인버터는 과변조제어가 필요하게 되며 6스텝까지 출력 연속성이 보장되어야 한다. 그러나 현재 철도차량용 추진장치에 적용될 수 있는 전력용 반도체 소자는 스위칭 주파수가 수백 Hz정도로 제한되는 GTO(Gate Turn-Off) Thyristor가 대부분이며, 최근 3300V / 1200A급의 IGBT(Insulated Gate Bipolar Tran-

* 正會員, 現代重工業 麻北里研究所 電力電子研究室
(Hyundai Heavy Industries Co. Ltd, Mabookri R & D Center, Power Electronics Lab.)

** 正會員, 成均館大學校 工科學科 電氣工學科
(School of Elec. and Computer Eng., Sung Kyun Kwan Univ.)

接受日字: 1998年8月12日, 수정완료일: 1998年9月28日

sistor) 소자가 개발되었으나 이 또한 1kHz이하로 사용이 권장되고 있다. 이러한 스위칭 주파수의 제한으로 인해 현재 추진제어장치의 과변조제어는 실효전압 크기에 대해 미리 설정된 다양한 패턴에 의해 PWM 제어가 수행되는데 이는 출력전류에 많은 고조파를 함유할 뿐만 아니라 모드 절체시 전압벡터의 불연속으로 인해 부하측과 입력측에는 과도한 전류의 변화가 발생하게 된다. 이러한 문제점은 추진시스템의 효율과 제어성을 저하할 뿐만 아니라 수명을 단축시키게 되며 타 장치에 치명적 영향을 미치기도 한다^{[1][2]}.

본 논문에서는 철도차량용 추진제어장치의 향상된 PWM방법으로, 제한된 스위칭 주파수 범위내에서 출력의 고조파를 감소하고 출력전압의 연속제어성을 확보함으로써 우수한 가변속제어를 수행할 수 있는 PWM 방법을 제안한다. 이는 공간전압벡터 과변조기법에 동기 PWM기법을 접목한 것으로 500Hz 이하의 낮은 스위칭 주파수로써 구현되었다. 기존 방식과 비교를 통해 향상된 특성을 보이고, 3300V/1200A의 IGBT를 사용한 1.65MVA급 철도차량 추진제어용 인버터와 철도차량 160톤을 등가모델링하여 제작된 관성 부하를 이용한 실증 시험을 통해 그 효용성을 보인다. 제어기는 32bit DSP를 사용하였다.

II. 기존의 스위칭 패턴

철도차량 추진시스템과 같은 대용량 인버터는 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한되어 사용된다. 이는 전력용 반도체 소자 자체의 온/오프 시간과 dead time 이 과다함은 물론, 과다한 스위칭 손실은 반도체 냉각 장치 크기를 증대시키기 때문이다.

일반적으로 스위칭 주파수가 낮을 경우, 출력전압의 기본파 성분은 반 주기 대칭이 되지 못하며 출력에는 기본파 차수보다 낮은 교류전압이 발생하게 된다. 이 성분은 저차의 공진주파수를 가지는 동력전달계에 치명적 영향을 주게 된다. 따라서 변조수가 낮을 경우에는 기준파에 동기시켜 PWM을 수행하여야 하며, 일반적으로 그 경계치는 19~21정도이다. 동기 PWM일 경우 변조수는 스위칭 주파수를 일정히 유지하기 위해 기준 주파수가 증대함에 따라 감소하게 된다. 그리고 변조지수가 증대함에 따라 스위칭 소자의 최소 온/오프 시간 확보문제로 인한 제한계로 인해 변조수가 감소하게 된다. 최종적으로 인버터 출력전압이 6스텝이 되

는 전동기의 정격주파수에서는 변조수가 1이 된다. 그런데 앞에서 서술한바와 같이 변조수가 다른 각 모드 간의 절체시 전압벡터의 연속제어가 어려워지며 소음이 발생되고, 너무 많은 모드 절체를 가지는 PWM 제어는 복잡하여 최근에는 변조수가 9 혹은 5 이하인 경우부터 동기 PWM을 수행하고 있다^[1]. 그림 1은 현재 지하철용 추진제어장치에 적용되고 있는 PWM 제어 형태를 보이며 변조수가 5이상에서 패턴에 의해 동기 과변조 PWM이 수행되고 있다.

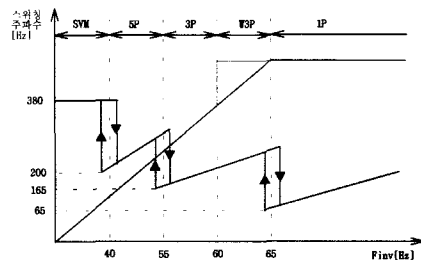
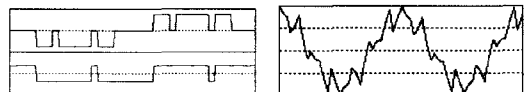


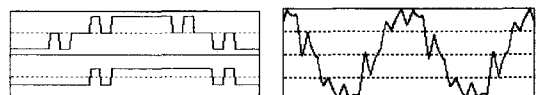
그림 1. 기존 방식의 PWM제어 형태
Fig. 1. Conventional PWM pattern.



(a) 5펄스모드시 전압과 전류파형



(b) 3펄스모드시 전압과 전류파형



(c) 광역 3펄스모드시 전압과 전류파형

그림 2. 각 모드별 선간전압/상전압과 전류파형
Fig. 2. Output voltage and current waveform for each PWM mode.

선형제어 영역까지는 비동기의 삼각파 변조기법이 사용되며, 그 이상에서는 동기 PWM방식이 사용된다. 각 모드별 동기된 PWM 형태는 그림 2와 같다. 동기된 PWM 파형에서 전압크기제어는 상전압에서 나타나는 노치(notch)의 폭 변화에 의해 제어된다. 즉 노치폭은 파형의 실효전압과 함수관계가 성립된다. 이 함수는 모드별로 다르다. 그런데 그림 1에서 보듯이 5

펄스에서 3펄스 절체 등 제한 스위칭 주파수 보다 낮은 영역에서도 모드 절체가 이루어 지는데 이것은 그 모드에서 제어가능한 전압 한계로 인해 이루어 지는 것이다. 즉 대용량 반도체 소자에는 최소 온/오프 시간 확보가 필요하므로 더욱 큰 전압을 출력하기 위해서는 노치가 반주기에 대해 2개인 5펄스 모드에서는 노치가 1개인 3펄스 모드로, 3펄스 모드에서는 광역 3펄스 모드로 절체하여 노치가 없는 6스텝까지 원활한 전압제어를 수행한다.

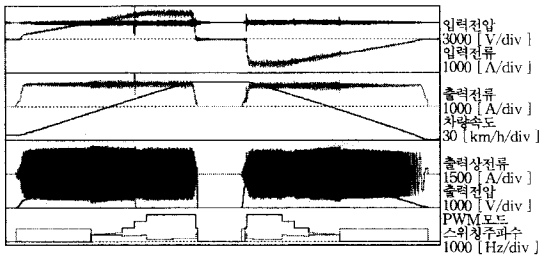


그림 3. 기존 방식의 연속 전류제어특성
Fig. 3. Continuous current control performance by conventional PWM method.

이러한 패턴에 의한 과변조 방법은 그림 2에서 보듯이 제어전압의 제한으로 인해 설계된 스위칭 주파수를 충분히 활용치 못하게 됨에 따라 출력전류에는 고조파가 많으며, 그림 3에 보듯이 차량의 연속가감속 제어시 모드 절체시의 불연속 전압으로 인해 입, 출력 측에 과도한 전류성분이 발생되게 되어 출력제어 특성 저하는 물론 시스템에 치명적 영향을 주게된다. 이러한 과도상태 성분이 시스템에 미치는 영향이 심각해짐에 따라 최근에는 그림 1에서 보듯이 3펄스 모드에서 6스텝으로 절체시 5 ~ 8 %의 전압 도약 현상을 감수하면서 전압 불연속이 가장 큰 광역 3펄스 모드를 제거하여 PWM을 수행하기도 한다^[2].

III. 고능률 저주파 동기 과변조 PWM 방법

기존의 PWM은 주파수 대역별로 PWM의 제어함수와 출력파형 형태가 완전히 다르게 구성되어 있다. 따라서 제어가 어려우며, 제어함수 및 파형의 상이로 인해 모드별 전압벡터의 불연속이 발생하게 되며, 설계된 제어가능한 스위칭주파수를 최적으로 활용하지 못함으로써 고조파가 많이 함유되어 있다. 본 논문

에서는 이러한 문제점을 해결할수 있는 PWM방법을 제시하고 구현한다. 공간전압벡터 과변조제어 방식을 전 영역에서 사용하며 이를 저주파 스위칭으로 구현하기 위한 동기 저주파 PWM방법을 서술한다.

1. 공간전압벡터 과변조 알고리즘^[3]

일반적으로 변조영역에는 PWM된 전압 크기가 전압요구치와 일치되는 경우와 그렇지 못한 경우로 나뉜다. 선형적으로 일치된 경우는 선형제어영역이라 하며 그 외를 과변조 영역이라 한다. 따라서 과변조 영역에서는 전압요구치와 출력된 값이 선형적으로 일치되지 않으므로 출력을 요구치로 출력하기 위해선 고조파분석을 통해 기준파가 전압요구치가 되는 별도의 제어함수가 필요하게 된다. 이 새로운 제어함수는 식 (1)로 정의되는 변조지수에 따라 2가지로 나타난다. 전압요구치와 위상은 동일하며 크기만 다르게 표현되는 모드 1과, 모드 1의 크기가 한계에 도달함에 따라 위상을 달리하는 모드2를 가진다.

$$M_i = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \tag{1}$$

여기서 V^* 는 기준상전압이다.

모드1 : $0.906 < M_i < 0.955$

모드2 : $0.955 < M_i < 1.0$

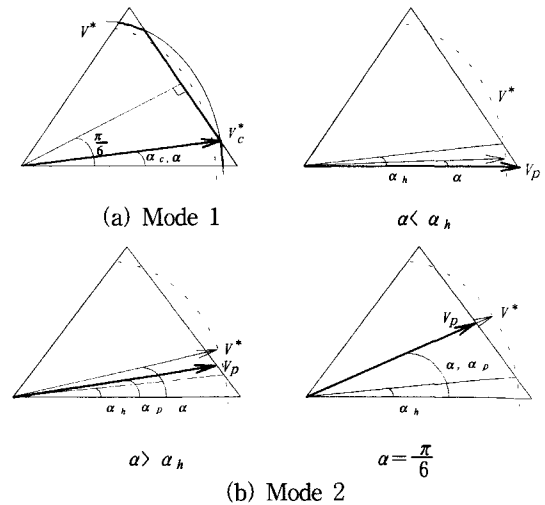


그림 4. 과변조모드에서의 새로운 기준전압벡터
Fig. 4. New voltage reference for overmodulation.

PWM 제어시 출력으로 제어가능한 순시전압은 삼각형내에 존재하는 전압이다. 따라서 그림 4의 (a)에

서 처럼 기준 상전압의 크기가 삼각형을 벗어난 경우 변부분에서 벗어난 영역만큼 꼭지점 부분에서 보상할 수 있는 새로운 제어함수를 삼각변과 만나는 점의 각도 α_c 로 표현한다. 그러나 이러한 방법은 기준전압이 더욱 증대하여 벗어난 부분이 보상 가능한 부분보다 많아지면 더 이상 수행할 수 없으므로 출력전압을 보상하기 위해 정점에서 머무는 시간을 조절하게 된다. 6스텝의 경우는 머무는 시간이 최대로 되어 새로운 제어함수가 정점과 정점을 이동하는 경우이다^{[3][4]}.

과변조 모드에서는, 원하는 기본파 성분을 주는 전압파형을 푸리에 급수로 전개한 다음 이 식으로부터 각 변조지수에 대한 보상각 α_c 를 구한다. 이때 변조지수와 보상각과의 관계는 식 (2)와 같다.

$$M_i = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \frac{9}{2\pi} (1 + \sqrt{3} \alpha_c) \cos \alpha_c + \left(\frac{9}{2\pi} \alpha_c - 3 - 9 \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right) \sin \alpha_c \right\} + \frac{3}{2} \alpha_c \right] \quad (2)$$

이 보상각 α_c 를 이용한 새로운 기준전압 V_c^* 는 식 (3)과 같다.

$$V_c^* = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_c\right)} \quad (3)$$

과변조 모드 2에서는 M_i 와 정점에 머무는 정류각 α_h 와의 관계식은 푸리에 급수를 전개하여 구하면 식 (4)와 같다.

$$M_i = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right)}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \quad (4)$$

이 α_h 에 따라 공간벡터의 삼각형을 세 구간으로 나누고, 식(5)에서 처럼 기준전압벡터의 보정된 위상각 α_p 를 구해 스위칭 시간을 결정하게 된다.

$$\alpha_p = \begin{cases} 0 & , 0 \leq \alpha < \alpha_h \cdots \cdots 1\text{구간} \\ \frac{\alpha - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \cdot \frac{\pi}{6} & , \alpha_h \leq \alpha < \frac{\pi}{3} - \alpha_h \cdots \cdots 2\text{구간} \\ \frac{\pi}{3} & , \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \cdots \cdots 3\text{구간} \end{cases} \quad (5)$$

여기서, α 는 기준전압벡터의 위상각이다.

2. 저주파 동기 과변조 PWM 방법

일반적으로 비동기 PWM의 경우 출력전압은 최대 $V_{dc} \times F_{inu} \times T_{samp}$ 의 윗전압과 $2\pi \times F_{inu} \times T_{samp}$ 의 위상

오차를 가질 수 있다. 스위칭 주파수가 낮은 경우 제어치에 대한 이러한 영향에 의한 요소의 비중이 증가하여 부하시스템이 불안정해지게 된다. 이로 인해 수 KHz이상의 고주파 스위칭 응용일 경우^[3]에는 윗전압과 위상오차가 큰 영향을 끼치지 않기 때문에 보편적인 PWM구현기법으로 적용이 가능하나, 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한되어 응용되는 철도차량용 추진제어장치에 대해서는 전류제어로서도 극복될 수 없는 과도한 리플 전류, 토오크로부터 시스템을 보호하기 위해 이를 근원적으로 방지할 수 있는 위상 및 전압 연속의 PWM기법이 절대적으로 필요하게 된다. 따라서 이러한 문제를 해결할 수 있는 전구간에서 공간전압벡터에 의한 단일화된 과변조 알고리즘을 사용하고 저주파 스위칭으로 가장 간략하게 구현할 수 있는 동기 PWM 방법을 서술한다.

먼저 기준 주파수에 대해 동기 제어를 위한 PWM 제어의 샘플링시간 T_{samp} 는 식 (6)과 같이 표현되며, 인버터 제어주파수 F_{inv} , 변조수 N_m 에 따라 실시간으로 재계산한다.

$$T_{samp} = \frac{1}{2 \cdot F_{inv} \cdot N_m} \quad (6)$$

이때 스위칭 주파수를 결정하게 되는 변조수는 반드시 $3 \times N$ 조건과 N 이 홀수라는 조건을 만족해야 한다. 이는 1/4 대칭 조건을 만족하기 위한 것으로 위배시에는 실질적인 스위칭 수가 작아지는 과변조 모드에서 고주파가 증대되고 스위칭이 기준 주파수로 되는 6스텝으로 절환시에는 $2\pi \times F_{inv} \times T_{samp}$ 의 위상 순시지연이 발생하여 전동기 전류에 과도성분이 발생하게 된다. 위의 조건만 성립시킨다면 동기에 의한 공간벡터변조 방식에 의해 별도의 함수없이 낮은 고주파 함유율로써 6스텝까지 연속적으로 우수하게 제어할 수 있다. 기본 주파수가 낮은 영역에서는 비동기 공간벡터 변조방식을 사용하고 변조수가 9근차가 되는 지점부터는 동기 모드로 절환한다. 동기모드 절환은 비동기 모드에서 변조수가 9이상이고 위상이 0 혹은 π 일 때 π 혹은 2π 에 동기가 되도록 샘플링 시간을 재계산하여 동기가 되도록 한다. 이때 인버터 주파수는 42Hz근방이 되고 모드절체의 안정을 위해 2Hz정도의 히스테리시스 밴드를 둔다. 그럼 5는 제안된 방법에 의해 6스텝까지 출력전압이 제어되는 형태를 보이며 스위칭 주파수는 변조수 N_m 을 9로 설정하여 500Hz이내에서 제

어되도록 한 것이다.

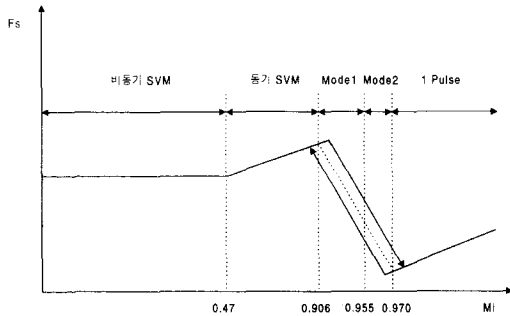


그림 5. 제안된 방법에 의한 PWM 형태 (스위칭 주파수)

Fig. 5. PWM pattern (switching frequency) by proposed method.

비동기때는 380Hz로 일정하게 유지한다. 이러한 스위칭 형태는 설계된 제어가능한 스위칭 주파수 한계치를 최적으로 활용하며 단일함수로 제어함으로써 고조파를 최대한 억제하고 스위칭 기어현상을 제거하고 출력을 연속적으로 제어할 뿐만 아니라 구현이 간단하다. 실시간 구현시 식(2), 식(3) 및 (4)는 복잡하므로 M_i 에 대한 기준전압과 정류각을 3차함수로 최소자승법을 써서 식(7)과(8)과 같이 근사화하여 사용되었다.

$$V_c^* = V_{dc} \cdot [1000 \cdot (0.6094 M_i^3 - 1.7153 M_i^2 + 1.6106 M_i + 0.5039) - 1007.742] \quad (7)$$

$$\alpha_n = 10000 \cdot (0.7966 M_i^3 - 2.3190 M_i^2 + 2.2508 M_i - 0.7284) + 0.5312 \quad (8)$$

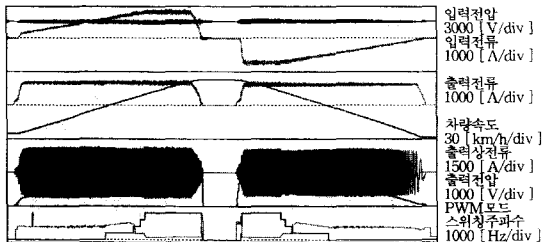


그림 6. 제안된 방식의 연속 전류제어특성
Fig. 6. Continuous current control performance by proposed PWM method.

그림 6은 제안된 방식을 적용하여 철도차량의 가감속 특성을 시뮬레이션한 결과이다. 입출력 전류에 과도상태가 없이 우수하게 제어됨을 확인할 수 있으며,

기존 방식인 그림 3의 특성과 비교해 봄으로써 그 효율성과 적용 가능성을 확인할 수 있다.

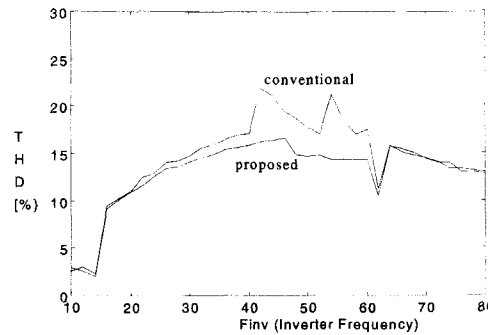


그림 7. 기존방식과 제안된 방식의 고조파 분포비교
Fig. 7. THD comparison between conventional method and proposed method.

그림 7은 60Hz를 기준 주파수로 한 경우 변조지수가 1이 되는 6스텝까지의 PWM 제어를 수행한 경우 기존방식과 제안된 방식에 대해 출력전류에 포함된 고조파 함유율을 기준 주파수에 대해 비교한 것이다. 기존방식은 동기모드에서 패턴에 의한 PWM 발생 방법의 제약상 스위칭을 최적으로 활용치 못함으로써 고조파가 증대되는 것에 반해 제안된 방식은 전반적으로 6스텝일때의 고조파 함유율 정도로 억제 되어 있다. 따라서 제안된 방식은 추진제어장치의 입출력 필터를 작게 할 수 있으며 시스템의 효율을 증대시킬 수 있다.

이제까지 철도차량용 추진제어장치의 종합성능 향상을 위한 저주파 동기 과변조기법을 소개하였으며, 기존 방식에 비해 주파수 대역별 고조파 함유율이 낮아지고 6스텝까지 연속 가감속제어 특성이 월등히 우수해 짐을 보았다. 이러한 특성을 실용량 모델을 이용한 실험을 통해 검증코자 한다.

IV. 실험결과

앞에서 제시한 저주파 동기 공간벡터변조법을 철도차량용 추진제어장치의 PWM 기법에 적용하여 실험하였다. 사용된 시험장치는 그림 8와 같이 구성되며, 1.65MVA급의 IGBT형 VVVF 인버터와 200kW급 견인전동기 4대가 병렬로 구성되었고 부하로는 철도차량 160톤을 등가 모델링한 등가 관성체를 사용하였다. 32bit DSP를 주 제어기로 사용하고 있다.

시험은 전동차 운행조건과 동일하게 진행하였다. 시

속 85km/h까지 가속한 다음 일정시간 타행하고 시속 75km/h에서 회생제동을 수행하였다. PWM 수행 조건으로는 스위칭 주파수는 비동기에서 380Hz로 시작하며, 동기시 변조수를 9로 설정하여 500Hz이하가 되도록 하였다. 지나치게 좁은 PWM 폭으로 인한 시스템의 외란을 억제하고 GTO소자인 경우에도 적용의 타당성을 보이기 위해 최소 온/오프 시간을 100us로 설정하였다. 먼저 그림 9는 6스텝까지 연속제어시 모드절체시의 전류제어 특성을 보이고 있다. 과도상태가 전혀없이 우수하게 절체됨을 확인할 수 있다. 뿐만아니라 전류에 포함된 고조파 역시 기존 방식에 비해 월등히 우수함을 확인할 수 있다. 연속 전압, 전류제어 특성은 그림 10과 그림 11에서 보인다. 가감속 운전시 원활한 출력제어가 수행되고 있음을 확인할 수 있으며, 모드 절체에 의한 과도상태는 존재하지 않는다. 제안된 PWM기법은 철도차량용 추진제어장치 시스템의 최적 설계와 우수한 견인력 제어기법의 적용을 한층 가속시킬 수 있을 것으로 본다.

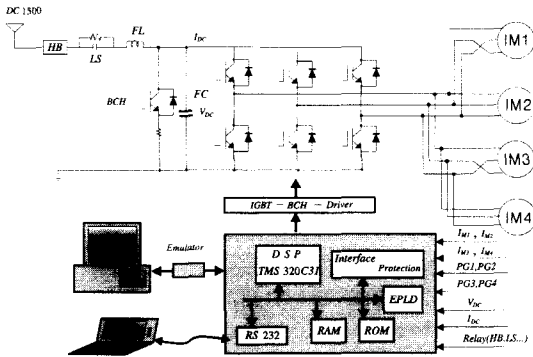
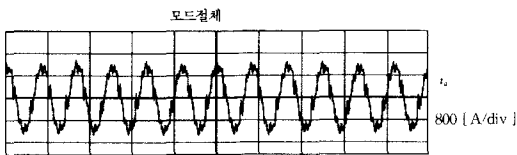
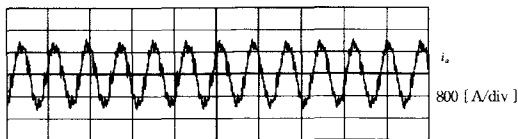


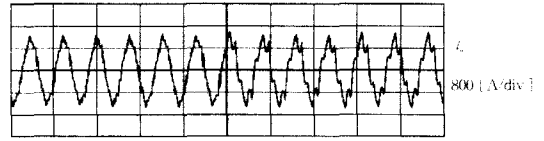
그림 8. 시험장치의 구성
Fig. 8. Configuration of experimental set-up.



(a) 동기모드 --> 과변조모드1 절체특성



(b) 과변조모드1 --> 과변조모드2 절체특성



(c) 과변조모드2 --> 1펄스모드1 절체특성

그림 9. PWM모드별 절체 특성 및 전류파형
Fig. 9. Current waveform for PWM mode change.

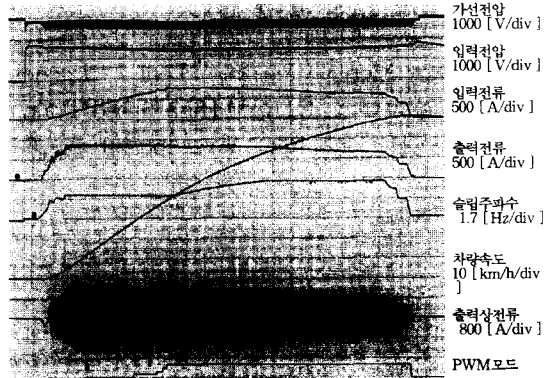


그림 10. 가속동작 출력제어 특성
Fig. 10. Accerlation performance.

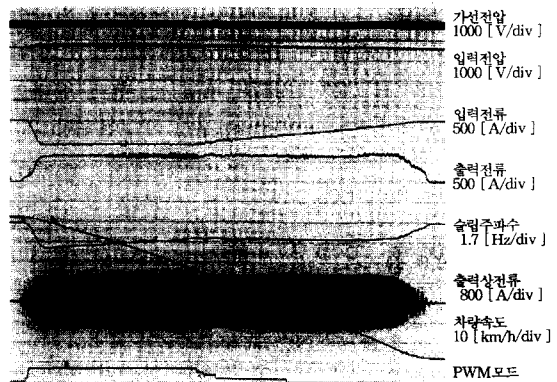


그림 11. 회생제동시 출력제어 특성
Fig. 11. Regeneration performance.

V. 결론

본 연구에서는 철도차량용 추진제어장치의 원활한 견인력 제어특성을 확보하기 위한 향상된 PWM기법을 소개하였다. 시뮬레이션을 통해 가능성을 보였고 실제 적용시스템인 1.65MVA급의 추진제어장치와 철도차량 160톤을 등가화한 판성체를 이용한 실험을 수행하여 우수한 특성과 효율성을 입증해 보였다. 제안

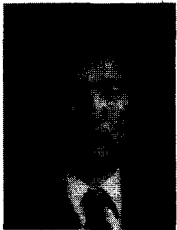
된 기법은 실질적 응용주파수 범위인 500Hz이하의 낮은 스위칭 주파수로써 6스텝까지 연속전압제어를 수행하고 고조파의 함유율을 저하시킴으로써 향후 지하철, 고속철도, 자기부상열차등의 추진제어시스템 최적 설계는 물론 향상된 전인력 제어기법의 적용을 가속시킬 것으로 본다.

참 고 문 헌

[1] Luigi Morisi, Piazzale Lodi, "Traction Equipment od ETR500 High Speed Train," STECH Conf. Rec., Vol.2, pp.261 ~ 266,

November, 1993.
 [2] 정기찬, 방이석, 김두식, 서광덕, 김남해, "전동차용 고성능 AC구동시스템의 개발", "96대한전기학회 하계학술대회 논문집", pp278-280
 [3] 이지명, 이동춘, 최종우, "PWM인버터의 파변조 제어기법", Trans. KIEE. Vol. 46. No.5., pp712-719, MAY. 1997.
 [4] J.Holtz, W.Lotzat, and A.M. Hhambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverter in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode", IEEE Trans. on PE, Vol. 8,No.4, pp.546-553,1993.

저 자 소 개



閔 丙 權(正會員)

1954년 5월 7일생. 1980년 부산대 전기기계공학과 졸업(전자공학 전공: 학사). 1985년 연세대 산업대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년 성균관대 대학원 전자공학과 박사과

정 수료 1979년 12월 ~ 1987년 6월 금성통신 주식회사(현 LG 전자) 재직. 1987년 6월 ~ 현재 현대중공업(주) 마북리연구소 전력전자연구실 책임연구원

徐 光 德(正會員)

1986년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업. 1989년 2월 서울대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 2월 서울대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년 ~ 현재 현대중공업(주) 마북리연구소 전력전자연구실 책임연구원



元 忠 淵(正會員)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대학교 대학원 졸업(석사). 1987년 동대학원 졸업(박사). 1991년 ~ 1992년 미국 테네시 주립대학 전기공학과

객원교수. 현재 성균관대 전기전자 및 컴퓨터공학부 교수