

# 전동차용 고효율 저주파 동기 PWM을 이용한 관성부하 시험

## A Inertia Load Test using a Low Frequency Synchronous PWM Technique of high efficiency for Electric car.

이광주\*      정만규\*      고영철\*      장성영\*\*      방이석\*\*  
LEE, Kwang-Joo Jeong, Man-Kyu Ko, Young-Cheol Jang, Sung-Young Bang, Lee-Seok

### ABSTRACT

This paper presents a high efficiency low switching PWM technique for the propulsion system of Electric car. 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 is shown by the experimental results using a 1.65MVA IGBT VVVF inverter and inertia load equivalent to 160 tons electric cars.

### 1. 서론

전력전자 기술의 발달로 전력용 반도체 소자를 사용한 전동기 가변속제어장치는 에너지 절약과 부하에 대한 출력제어가 용이하여 산업계에 활발히 적용되고 있다. 이에 따라 철도차량용 추진제어장치에도 유도전동기와 가변속장치 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 Transistor) 소자가 개발되었으나 이 또한 1kHz이하로 사용이 권장되고 있다. 이러한 스위칭 주파수의 제한으로 인해 현재 추진제어장치의 과변조제어는 기준전압크기에 대해 미리 설정된 몇가지 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 범위 내에서 출력전류의 고조파를 감소시키고 출력전압의 연속제어성을 확보함으로써 우수한 가변속제어를 수행할 수 있는 PWM 방법을 제안한다.

\* 현대중공업 마북리연구소 연구원

\*\* 현대중공업 마북리연구소 선임연구원

이는 공간전압벡터 과변조기법에 동기 PWM기법을 접목한 것으로 500Hz 이하의 낮은 스위칭 주파수로써 구현되었다. 기존 방식과 비교를 통해 향상된 특성을 보이고, 3300V/1200A의 IGBT를 사용한 최대 1.65MVA급 철도차량 추진제어용 인버터와 철도차량 160톤을 등가모델링하여 제작된 관성부하를 이용한 실증 시험을 통해 그 효율성을 보인다.

## 2. 기존의 스위칭 패턴

철도차량 추진시스템과 같은 대용량 인버터는 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한되어 사용된다. 이는 전력용 반도체 소자 자체의 온/오프 시간과 dead time이 길기 때문이며, 높은 스위칭에 의한 과다한 스위칭 손실은 반도체 냉각장치 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 스위칭주파수와 기준파의 주파수 비 곧 변조수(Pulse number)가 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 제어한계로 인해 변조수가 감소하게 된다. 최종적으로 인버터 출력전압이 6스텝이 되는 전동기의 정격주파수에서는 변조수가 1이 된다. 그런데 앞에서 서술한바와 같이 변조수가 다른 각 모드간의 절체시 전압벡터의 연속제어가 어려워 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. 선형제어 영역까지는 비동기의 공간벡터 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 기준전압과 함수관계가 성립된다. 이 함수는 모드별로 다르다. 그런데 그림 1에서 보듯이 5펄스에서 3펄스 절체 등 제한 스위칭 주파수 보다 낮은 영역에서도 모드 절체가 이루어 지는데 이것은 그 모드에서 제어가 가능한 전압 한계로 인해 이루어 지는 것이다.

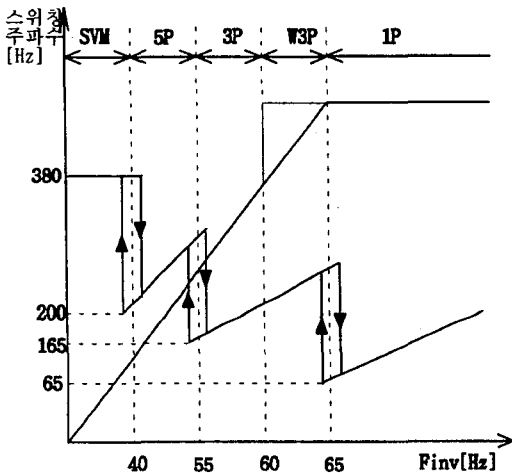
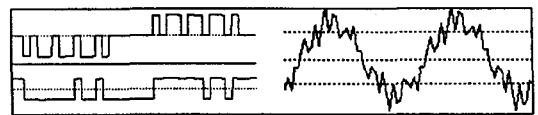
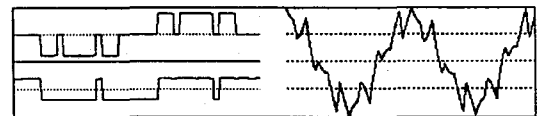


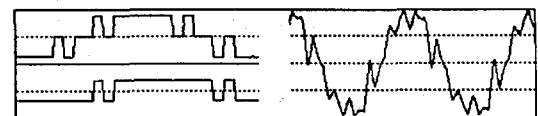
그림 1. 기존 방식의 PWM제어 형태



(a) 5펄스모드시 전압과 전류파형



(b) 3펄스모드시 전압과 전류파형



(c) 광역 3펄스모드시 전압과 전류파형

그림 2. 각 모드별 선간전압/상전압과 전류파형

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.

이러한 패턴에 의한 과변조 방법은 그림 2에서 보듯이 제어전압의 제한으로 인해 설계된 스위칭 주파수를 충분히 활용치 못하게 됨에 따라 출력전류에는 고조파가 많으며, 차량의 연속가감속 제어시 모드 절체시의 불연속 전압으로 인해 입, 출력측에 과도한 전류성분이 발생되게 되어 출력 제어 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].

### 3. 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 논문에서는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 PWM방법을 제안하고 구현한다. 공간전압벡터 과변조제어 방식을 전영역에서 사용하며 이를 저주파 스위칭으로 구현하기 위한 동기 저주파 PWM방법을 서술한다.

#### 3.1. 공간전압벡터 과변조 알고리즘[3]

일반적으로 변조영역에는 PWM된 전압 크기가 기준전압과 일치되는 경우와 그렇지 못한 경우로 나뉜다. 선형적으로 일치된 경우는 선형제어영역이라 하며 그 외를 과변조 영역이라 한다. 따라서 과변조 영역에서는 기준전압과 출력된 값이 선형적으로 일치되지 않으므로 출력을 기준전압으로 출력하기 위해선 퓨리에 급수를 통해 기준전압과 PWM전압이 같게 되는 별도의 제어함수가 필요하게 된다. 이 새로운 제어함수는 식 (1)로 정의되는 변조지수에 따라 2가지로 나타난다. 기준전압과 위상은 동일하며 크기만 다르게 표현되는 모드1과, 모드 1의 크기가 한계에 도달함에 따라 위상을 달리하는 모드2를 가진다.

$$M_i = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (1)$$

여기서  $V^*$ 는 기준상전압이다.

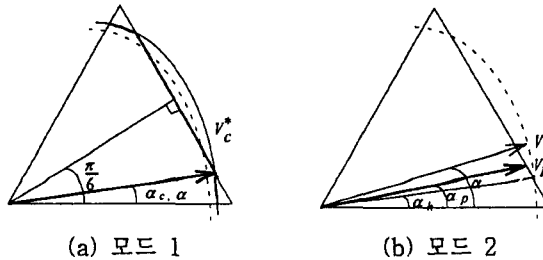


그림 3. 과변조모드에서의 새로운 기준전압벡터

모드1 :  $0.906 < M_i < 0.955$

모드2 :  $0.955 < M_i < 1.0$

PWM 제어시 출력으로 제어가능한 순시전압은 삼각형내에 존재하는 전압이다. 따라서 그림 3의 (a)에서처럼 기준 상전압의 크기가 삼각형을 벗어난 경우 변부분에서 벗어난 영역만큼을 꼭지점 부분에서 보상할 수 있는 새로운 제어함수를 삼각변과 만나는 점의 각도  $\alpha_c$ 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 모드1에서는 원하는 기본파 성분을 주는 전압파형을 푸리에 급수로 전개한 다음 이 식으로부터 각 변조지수에 대한 보상각  $\alpha_c$ 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  $\alpha_c$ 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  $\alpha_h$ 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  $\alpha_h$ 에 따라 공간벡터의 삼각형을 세 구간으로 나누고, 식(5)에서처럼 기준전압벡터의 보정된 위상각  $\alpha_p$ 를 구해 스위칭 시간을 결정하게 된다.

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

여기서,  $\alpha$ 는 기준전압벡터의 위상각이다.

### 3.2 저주파 동기 과변조 PWM 방법

일반적으로 비동기 PWM의 경우 출력전압은 최대  $V_{dc} \times F_{inv} \times T_{samp}$ 의 음셀전압과  $2\pi \times F_{inv} \times T_{samp}$ 의 위상 오차를 가질 수 있다. 스위칭 주파수가 낮은 경우 제어치에 대한 이러한 영향에 의한 요소의 비중이 증가하여 부하시스템이 불안정해지게 된다. 따라서 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한되어 응용되는 철도차량용 추진제어장치에는 동기방식이 절대적으로 필요하므로,

전구간에서 공간전압벡터에 의한 단일화된 과변조 알고리즘을 저주파 스위칭으로 가장 간략하게 구현할 수 있는 PWM 방법을 서술한다.

먼저 기준 주파수에 대해 동기 제어를 위한 PWM제어의 샘플링시간  $T_{samp}$ 는 식 (6)과 같이 표현되며, 인버터 주파수  $F_{inv}$ , 와 인버터 주파수의 반주기 펄스수  $N_m$ 에 따라 실시간으로 재계산한다.

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

이때 스위칭 주파수를 결정하게 되는  $N_m$ 은 반드시  $3 \times N$  조건과  $N$ 이 홀수라는 조건을 만족해야 한다. 이는 1/4 대칭 조건을 만족키 위한 것으로 위배시에는 실질적인 스위칭 수가 작아지는 과변조 모드에서 고조파가 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 고조파 함유율로써 6스텝까지 연속적으로 우수하게 제어할 수 있다. 기준 주파수가 낮은 영역에서는 비동기 공간벡터 변조방식을 사용하고 변조지수  $M_i$ 가 0.72이상 이 되고 위상이 0 또는  $2\pi$ 에서 동기가 되도록 샘플링 시간을 재계산하여 동기가 되도록 한다. 그림 4는 제안된 방법에 의해 6스텝까지 출력전압이 제어되는 형태를 보이며 스위칭 주파수는  $N_m$ 을 9로 설정하여 500Hz이내에서 제어되도록 한 것이다. 비동기때는 380Hz로 일정하게 유지한다. 이러한 스위칭 형태는 설계된 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.

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

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

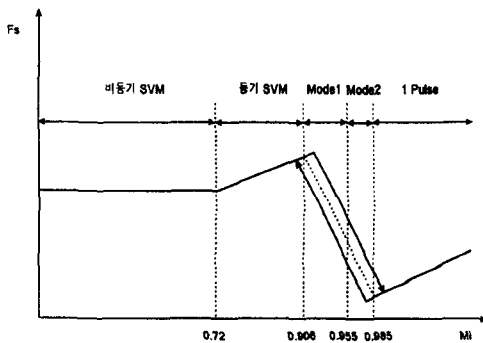


그림 4. 제안된 방법에 의한 PWM 형태 (스위칭 주파수)

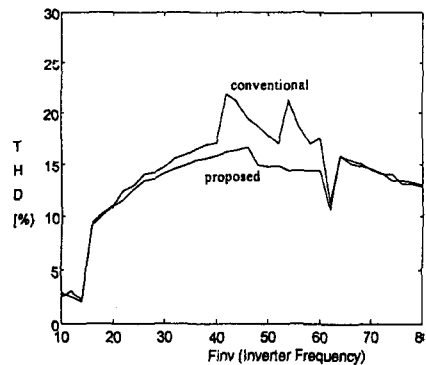


그림 5. 기존방식과 제안된 방식의 고조파 분포비교

그림 5는 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 6스텝일 때의 고조파 함유를 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 제안하였다. 기존 방식에 비해 주파수 대역별 고조파 함유율이 적고 전압백터를 선형적으로 제어할 수 있다. 이러한 특성을 실용량 모델을 이용한 실험을 통해 검증코자 한다.

#### 4. 실험결과

앞에서 제시한 저주파 동기 공간벡터변조법을 철도차량용 추진제어장치의 PWM 기법에 적용하여 실험하였다. 사용된 시험장치는 그림 6과 같이 구성되며, 1.65MVA급의 IGBT형 VVVF 인버터와 200kW급 견인전동기 4대가 병렬로 구성되었고 부하로는 철도차량 160톤을 등가 모델링한 등가 관성체를 사용하였다. 그림7은 관성부하장치의 외관이다. 제어기는 32bit DSP를 병렬로 사용하여 시스템의 성능을 높였다. 스위칭 주파수는 비동기에서 380Hz로 시작하며, 동기시  $N_m$ 를 9로 설정하여 500Hz이하가 되도록 하였다. 먼저 그림8은 6스텝까지 연속제어시 모드절체시의 전류제어 특성을 보이고 있다. 과도상태가 전혀없이 우수하게 절체됨을 확인할 수 있다. 뿐만아니라 전류에 포함된 고조파 역시 기존 방식에 비해 월등히 감소됨을 확인할 수 있다. 관성부하시험은 그림 9 ~ 그림 14에서 보인다. 그림9는 4N 가속시의 각부파형이다. 시속 85km/h까지 가속후 off하였다. 전류제어와 PWM Mode 절체가 우수하게 수행됨을 볼 수 있고, 노치 온/오프시 Soft Start/Stop이 수행되어 안락한 승차감을 얻을 수 있다. 그림10은 7Step 가속시 각부파형이다. 시속 75km/h에서 7Step으로 회생제동을 하였다. 가속시와 마찬가지로 전류제어 및 PWM Mode 전환이 우수하게 되었다. 그림11은 4N-off-4N가속시의 각부파형이다. 시속40km/h까지 가속후 노치를 off하고 타행으로 운전하다가 다시 60km/h까지 가속시험시 파형이다. 그림12는 7Step-off-7Step 가속시의 각부파형이다. 시속60km/h에서 회생동작을 시작하여 35km/h에서 노치 off후 타행으로 운전하다가 다시 회생동작을 한 파형이다. 그림13은 회생시 가선이선 시험파형이다. 회생시 가선전압을 차단해도 회생에 의해 가선전압이 상승하고, 회생 POWER와 부하가 균형상태가 되므로 회생동작이 계속하여 행하여진다. 이상의 결과와 같이 가감속 운전시 원활한 출력제어가 수행되고 있음을 확인할 수 있으며, PWM Mode 절체에 의한 과도상태는 존재하지 않는다. 제안된 PWM 기법은 철도차량용 추진제어장치 시스템의 최적 설계와 우수한 견인력 제어기법의 적용을 한층 가속시킬 수 있을 것으로 본다.

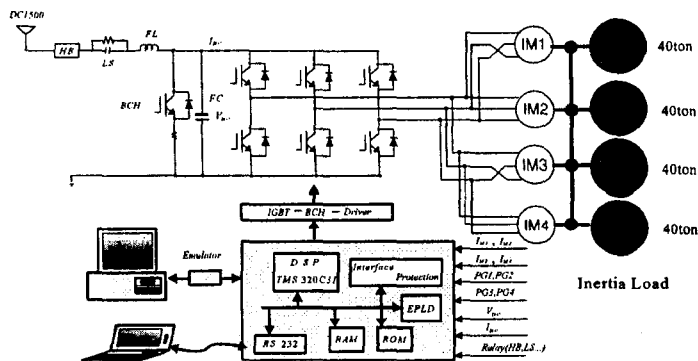
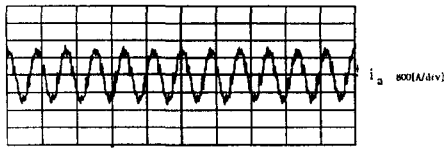
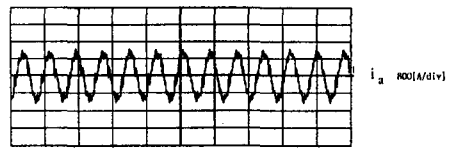


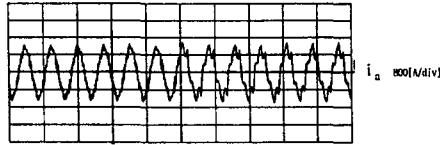
그림 6. 시험장치의 구성



(a) 동기모드 → 과변조모드1 절체특성



(b) 과변조모드1 → 과변조모드2 절체특성



(c) 과변조모드2 → 1펄스모드1 절체특성

그림 8. PWM모드별 절체 특성 및 전류파형

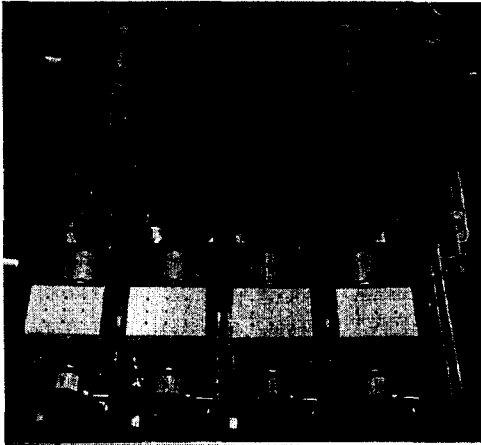
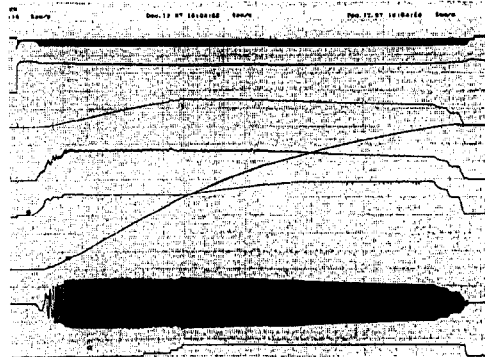
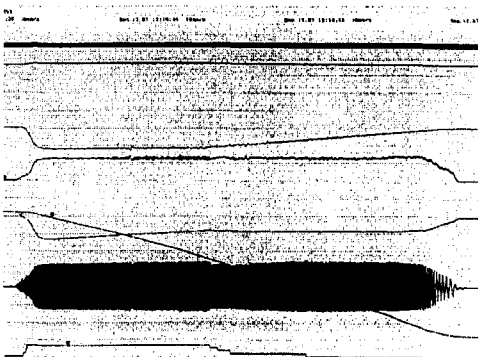


그림 7. 관성부하장치



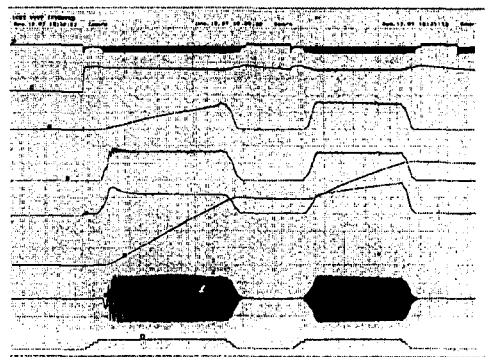
- ①가선전압 [750V/div]      ④필터전압 [1000V/div]
- ②가선입력전류[450A/div]    ⑤실효전류 [400A/div]
- ③슬립주파수 [1.5Hz/div]    ⑥순시전류 [900A/div]
- ⑦차량속도 [10km/h/div]    ⑧PWM Mode

그림 9. 가속동작(4N)



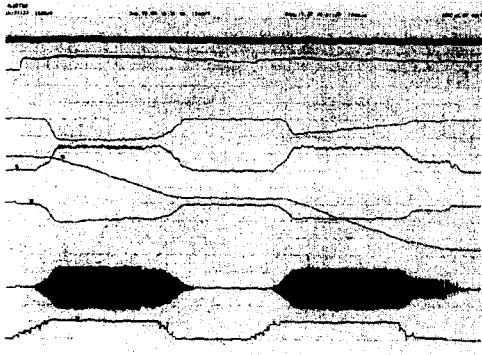
- ①가선전압 [750V/div]      ④필터전압 [1000V/div]
- ②가선입력전류[450A/div]    ⑤실효전류 [400A/div]
- ③슬립주파수 [1.5Hz/div]    ⑥차량속도 [10km/h/div]
- ⑦순시전류 [900A/div]      ⑧PWM Mode

그림 10. 가속동작(7S)



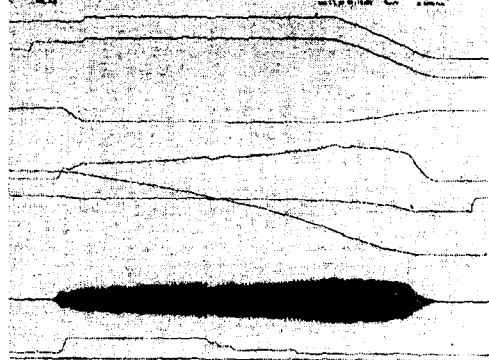
- ①가선전압 [750V/div]      ④필터전압 [1000V/div]
- ②가선입력전류[450A/div]    ⑤실효전류 [400A/div]
- ③슬립주파수 [1.5Hz/div]    ⑥순시전류 [900A/div]
- ⑦차량속도 [10km/h/div]    ⑧역행 Notch

그림 11. 가속동작(4N-off-4N)



①가선전압 [750V/div]      ②필터전압 [1000V/div]  
 ③가선입력전류[450A/div]    ④실효전류 [400A/div]  
 ⑤슬립주파수 [1.5Hz/div]    ⑥순시전류 [900A/div]  
 ⑦차량속도 [10km/h/div]    ⑧역행 Notch

그림 12.가속동작(7S-off-7S)



①가선전압 [750V/div]      ②필터전압 [750V/div]  
 ③가선입력전류[450A/div]    ④실효전류 [400A/div]  
 ⑤슬립주파수 [1.5Hz/div]    ⑥차량속도 [10km/h/div]  
 ⑦순시전류 [900A/div]      ⑧PWM Mode

그림 13. 가선이선 시험(회생시)

## 5. 결론

본 연구에서는 철도차량용 추진제어장치의 원활한 견인력 제어특성을 확보하기 위한 향상된 PWM기법을 제안하였다. 실제 적용시스템인 1.65MVA급의 추진제어장치와 철도차량 160톤을 등가화한 관성부하를 이용한 실험을 수행하여 우수한 특성과 효율성을 입증해 보였다. 제안된 기법은 실질적 응용주파수 범위인 500Hz이하의 낮은 스위칭 주파수로써 6스텝까지 연속전압제어를 수행하고 고조파의 함유율을 저하시킴으로써 향후 고속철도, 자기부상열차등의 추진제어시스템 최적설계는 물론 향상된 견인력 제어기법의 적용을 가속시킬 것으로 본다.

## 참고문헌

- [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 과변조 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.