

관성부하를 이용한 전동차 추진용 VVVF 인버터의 모의주행 및 과도상태시험

鄭萬圭, 徐光德

A Mock Running And Transient State Test of Propulsion VVVF Inverter for Electric Locomotive using A Inertia Load

Man-Kyu Jeong, Kwang-Duk Seo

요 약

본 논문은 새로운 제어기법의 고성능 전동차 추진용 IGBT VVVF 인버터에 관한 것이다. 현차 적용 전에 견인력 제어성의 우수함과 안정성을 검증하기 위해, 현차 조건에서 발생될 수 있는 경우에 대한 모의 주행시험을 실시하고 그 결과를 보인다. 모의 주행시험은 160톤의 차량을 등가화한 관성부하장치를 이용하여 정상상태는 물론 전압변동 등 각종 과도상태에 대해서도 실시하였다. 본 논문에서는 4병렬 접속된 견인전동기의 토오크 제어성 향상을 위한 벡터제어기법 적용과 공간벡터 변조기법에 동기방식을 적용하여 500Hz이하의 저주파 스위칭으로써 6스텝까지 연속 과변조 제어가 가능한 최적의 PWM방법을 제시한다.

ABSTRACT

This paper is on the high performance propulsion IGBT VVVF inverter adopted new technique for railways. To prove the high performance and stability of traction, running tests are carried out under the simulated condition alike real field. The tests are performed on not only a steady states but also a transient states such as input voltage variation using inertia load equivalent to 160tons train. The vector control technique is adopted to improve traction for 4 motors. The low switching synchronous PWM method based on a space voltage vector modulation is proposed as the optimal method for propulsion system railway. The output voltage is controlled continuously to six step by proposed overmodulation technique without sudden torque variation.

Key Words : IGBT VVVF inverter, Railways, Propulsion, Traction, Vector control, Overmodulation, Low switching PWM technique, Running test, Inertia load.

1. 서 론

80년대 초, 획기적인 시스템으로 도입된 GTO형 PWM 인버터와 유도전동기로 구성된 전동차용 추진 시스템은 반도체 소자의 특성한계로 인해 성능 향상에 제한을 보여 왔다. 그러나 최근 대용량 IGBT의 개발로 인해 새로운 개념의 교류 구동 시스템이 출현하게 되었고, 국내에서도 IGBT를 이용한 추진제어장치에

관한 연구가 많이 수행되고 있다.¹⁾

본 논문에서는 IGBT형 전동차용 추진장치에 적합한 고성능 제어기법을 소개하고, 실제 선로에서 발생될 수 있는 정상상태는 물론 각종 과도상태에 대한 모의 실험을 통해서 그 성능을 입증코자 한다. 실험은 1MIT의 2편성, 160톤을 등가 모델링한 관성부하와 1.65MVA급 IGBT VVVF 인버터, 전원의 각종 과도상태를 구현하기 위한 전원설비를 이용하여 실시되었다.

일반적으로 전동차용 추진제어장치는 다음과 같은 조건에 대해 안정된 제어특성을 확보할 수 있어야 한다. 변전설비는 단방향성 다이오드 정류기에 의해 전력을 공급한다. 회생 전력을 수용하지 못하며, 고 임피던스를 가진다. 따라서 가선측은 이선에 의한 순시 전압단속 발생은 물론 부하의 변화에 따라 전압의 변동이 심하며, 추진장치에서 발생될 수 있는 외란성 전류 변화에 의해서도 쉽게 공진이 발생된다.

따라서 추진장치는 입력전압이 1000V~1900V 사이의 특정 정전압에서는 물론 급변과 완변의 경우에도 견인력 제어를 원활히 수행할 수 있어야 하며, 순시 전압 단속에 대해서도 정상적인 시퀀스 운영을 보여야 한다. 더욱 중요한 것은 인버터의 출력전압 제어가 연속이 되어야 한다. 불연속 제어가 수행될 경우 인버터의 입출력 측에는 과도한 전류의 변화가 발생되고, 이 성분에 의해 입력측 L-C 필터부에 공진이 발생된다. 공진에 의해 전동기의 토오크는 발산하게 되고 시스템에 치명적 해를 끼치게 된다.

본 논문에서는 위와 같은 조건을 만족하는 IGBT형 전동차용 추진장치를 소개하고, 관성부하를 이용한 모의 주행시험을 통해 우수함을 보일 것이다. 6스텝까지 연속적으로 출력전압을 제어할 수 있는 저주파 동기공간전압 과변조 기법과 벡터제어기법을 사용함으로써 견인력 제어특성을 대폭 향상시킬 수 있었다.

2. 기존의 추진제어장치의 특징

기존의 추진시스템은 주로 GTO형 인버터로 구성되고 수백 Hz이하의 스위칭 주파수로써 삼각파 변조방식과 요구된 실효전압을 출력할 수 있는 전압 패턴에 의한 변조를 혼용한다. 그림 1은 기본 주파수에 대한 변조수의 변화형태와 이에 따른 스위칭 주파수의 변화를 보인 것이다.

이러한 변조방식은 기본 주파수 즉, 변조지수의 변화에 따라 변조모드는 비동기 ↔ 5펄스 ↔ 3펄스 ↔ 광역 3펄스 ↔ 1펄스로 상호 변화된다. 이는 차량 가속시 소음의 스위칭기어 현상을 보여 승차감을 저해하며 높은 전류 왜형율을 가진다. 뿐만 아니라 각각의 펄스 모드간에는 전압과 위상에 대한 순시 연속벡터를 찾기가 어려워 변조모드 절체시 전압벡터의 불연속으로 인해 전동기의 토오크와 인버터의 입/출력 측에는 과도한 전류변화가 발생되고, 이는 견인부와 전력시스템에 큰 해를 끼치게 된다.

그림 2는 그림 1과 같은 변조 방법으로 시뮬레이션

된 가감속 과정을 보여 준다. 여기서 모드 절체시 입출력 전류의 과도한 변화가 발생함을 볼 수 있다. 이때 비트리스(beatless) 제어가 수행되지 않으면 인버터의 입출력 전류가 발산하게 되어 시스템은 중지된다. 개발 초기에는 변조수가 2인 변조모드부터 수행하였으나, 소음의 스위치 기어현상에 의한 불쾌감과 빈번한 과도전류의 발생으로 인해 최근에는 9펄스부터 동기변조를 실시하는 경우가 많다. 그러나 3펄스와 광역 3펄스 사이에 불연속 정도가 가장 크게 발생하여 일부에서는 5~10%정도의 출력 전압 도약을 감수하면서, 광역 3펄스가 없이 3펄스에서 1펄스로 직접 절체하기도 한다.

기존의 제어기법으로는 슬립주파수 제어가 대부분인데, 이러한 제어는 구배 기동과 같은 역상운전시 차감 진동이 많이 발생되고, 점착력 제어 특성이 낮아 견인력 손실이 많으며 입력전압 변동시 제어 지연으로 인해 과도한 토오크 변동 발생등 견인력 제어 특성이 좋지 않았다.

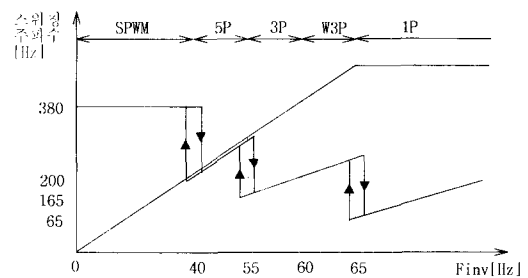


그림 1 기존 방식의 PWM제어 형태
Fig. 1 Conventional PWM switching pattern

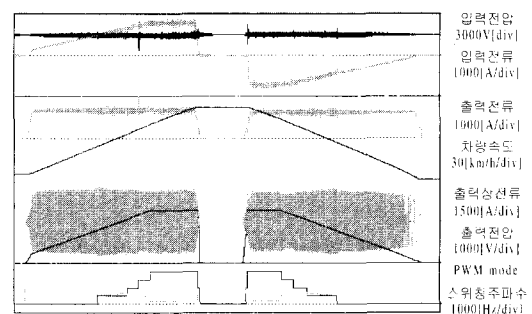


그림 2 기존 방식의 연속 전류제어특성
Fig. 2 Continuous current control performance by conventional PWM method

3. 고능률 저주파 동기 과변조 PWM방법

3.1 공간전압벡터 과변조 알고리즘^{[3][4]}

과변조 알고리즘은 그림 3에서 보듯이 식 (1)과 같이 정의되는 변조지수에 따라 기준전압과 위상은 동일하며 기준전압 크기만 다르게 제어하는 모드 1과 기준전압 크기와 위상을 모두 변화해서 제어하는 모드 2로 구분하여 제어하는 방법을 사용한다.

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

여기서 V^* 는 기준상전압이다.

모드 1 : $0.906 < M_i < 0.955$

모드 2 : $0.955 < M_i < 1.0$

PWM 제어시 출력으로 제어가능한 순시전압은 삼각형내에 존재하는 전압이다. 따라서 그림 3의 (a)에서 처럼 기준 상전압의 크기가 삼각형을 벗어난 경우 변부분에서 벗어난 영역만큼을 꼭지점 부분에서 보상할 수 있는 새로운 제어함수를 삼각변과 만나는 점의 각도 α_c 로 표현한다. 기준전압이 더욱 증대하여 벗어난 부분이 보상 가능한 부분보다 많아지면 더 이상 수행할 수 없으므로 출력전압을 보상하기 위해 정점에서 머무는 시간을 조절하게 된다. 6스텝의 경우는 정점에 머무는 시간이 최대가 되어 새로운 제어함수가 정점과 정점을 이동하는 경우이다. 과변조 모드 1에서는, 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.

과변조 모드 2에서 M_i 와 정점에 머무는 정류각 α_h 와의 관계식은 식 (4)와 같다.

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

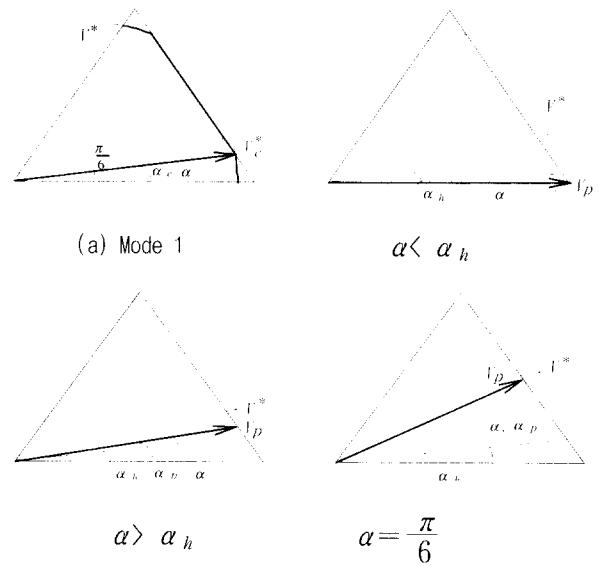


그림 3 과변조모드에서의 새로운 기준전압벡터
Fig. 3 New reference voltage for overmodulation

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

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

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

여기서, α 는 기준전압벡터의 위상각이다.

3.2 저주파 동기 과변조 PWM 방법^{[1][5]}

비동기 PWM의 경우 출력전압은 최대 $V_{dc} \times F_{inv} \times T_{samb}$ 의 유효전압과 $2\pi \times F_{inv} \times T_{samb}$ 의 위상 오차를 가질 수 있다. 수 kHz이상의 고주파 스위칭일 경우 이 성분은 크기가 매우 작기 때문에 고려치 않아도 된다.^{[3][4]} 그러나 스위칭 주파수가 낮을 경우에는 제어치에 대한 이 성분의 영향이 증가하여 부하시스템에 대한 제어를 원활히 할 수 없게 된다.

따라서 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한되어 응용되는 전동차용 추진제어장치에 대해서는 윗셋전압과 위상 오차분이 발생되지 않는 새로운 PWM 구현방법이 필요하게 된다.

본 논문에서는 전구간에서 공간전압벡터에 의한 단일화된 과변조 알고리즘을 사용하고 저주파 스위칭으로 가장 간략하게 구현할 수 있는 동기 PWM 방법을 제시한다. 먼저 기준 주파수에 대해 동기 제어를 위한 PWM제어의 샘플링시간 T_{samp} 을 인버터 제어주파수 F_{inv} 와 변조수 N_m 에 따라 실시간으로 재계산한다.

$$T_{samp} = \frac{1}{2 \cdot F_{inv} \cdot N_m} \tag{6}$$

이때 스위칭 주파수를 결정하게 되는 변조수 N_m 은 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 고조파가 증대되고 스위칭이 기준 주파수로 되는 6스텝으로 전환시에는 $2\pi \times F_{inv} \times T_{samp}$ 의 위상 순차지연이 발생하여 전동기 전류에 과도성분이 발생하게 된다. 뿐만 아니라 인버터의 선간전압에 $V_{dc} \leftrightarrow -V_{dc}$ 의 절체 모드가 나타나게 되고, 과도한 dv/dt 발생은 건인전동기의 수명을 단축하게 된다. 위의 조건만 성립시킨다면 동기에 의한 공간벡터변조 방식에 의해 별도의 함수없이 낮은 고조파 함유율로써 6스텝까지 연속적으로 우수하게 제어할 수 있다. 기본 주파수가 낮은 영역에서는 비동기 공간벡터 변조방식을 사용하고 변조수가 9근치가 되는 지점부터는 동기 모드로 전환한다. 동기모드 전환은 위상이 π 혹은 2π 에 동기가 되도록 샘플링 시간을 재계산하여 동기가 되도록 한다. 모드 절체의 안정성을 위해 수 Hz정도의 히스테리시스 밴드를 둔다.

그림 4는 제안된 방법에 의해 6스텝까지 출력전압이 제어되는 형태를 보인 것인데, 스위칭 주파수는 변조수 N_m 을 9로 설정하여 500Hz이내에서 제어되도록 한 것이다. 비동기 때는 380Hz로 일정하게 유지한다.

이러한 스위칭 형태는 설계된 스위칭 주파수 한계치를 최적으로 활용하고, 단일함수로 제어함으로써 고조파를 최대한 억제한다. 그리고 스위칭 기어현상을 제거하고 출력을 연속적으로 제어할 뿐만 아니라 구현이 간단하다. 실시간 구현식 식 (2), 식 (3) 및 (4)는 복잡

하므로 M_i 에 대한 기준전압과 정류각을 3차함수로 최소자승법을 써서 식 (7)과 (8)과 같이 근사화하여 사용하였다.

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

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

그림 5는 66.5Hz를 기준 주파수로 한 경우 변조지수가 1이 되는 6스텝까지의 PWM제어를 수행한 경우 기존방식과 제안된 방식에 대해 출력전류에 포함된 고조파 함유율을 기준 주파수에 대해 비교한 것이다.

제안된 방식은 전반적으로 6스텝일 때의 고조파 함

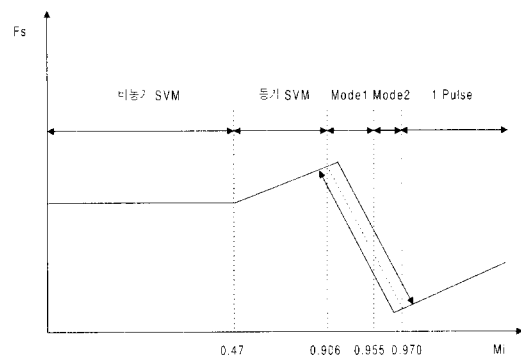


그림 4 제안된 방법에 의한 PWM 형태
Fig. 4 PWM pattern by proposed method

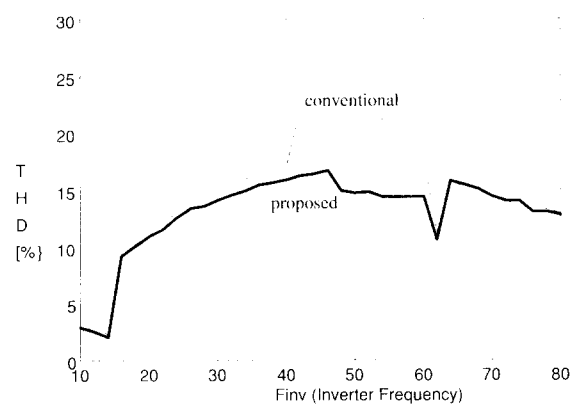


그림 5 기존과 제안된 방식의 고조파 분포비교
Fig. 5 THD comparison between conventional and proposed method

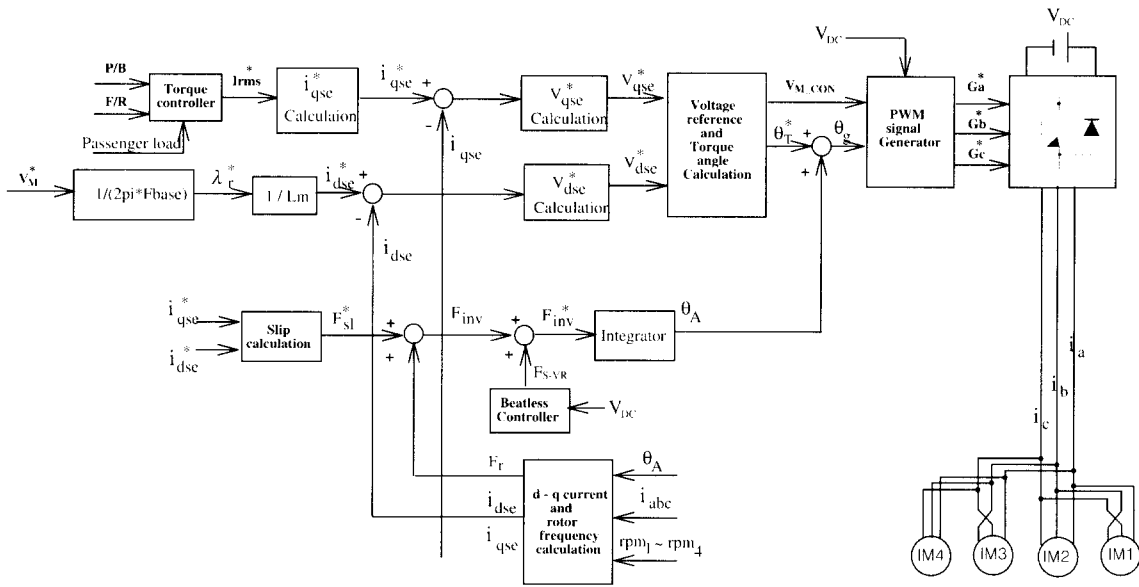


그림 6 추진장치의 견인력 제어 블록 다이어그램
 Fig. 6 Traction control block diagram of propulsion device

유율 정도로 나타나며, 분포가 규칙적이다. 따라서 제안된 방식은 추진제어장치의 입력 필터를 작게 할 수 있으며 시스템의 효율과 연속 제어성 확보로 안정성을 증대시킬 수 있다.

3.3 Beatless 제어

Beatless 제어는 과변조 영역에서 주로 사용된다. 출력 제어 빈도가 낮기 때문에 입력측에 공진동으로 교류성분이 있을 경우 출력전압은 1/2 대칭을 만족하지 못하기 때문이다. 출력전압이 1/2 비대칭일 경우 진동기는 편자되어 인버터에 과전류가 흐르게 된다. 따라서 별도의 대칭을 위한 제어가 필요하며, 대칭제어를 위해서는 출력전압의 주기 조절이 필요하게 된다.

본 논문에서는 식 (9)와 같이, 직류전압에서 추출한 교류성분 V_{dc-rip} 을 주파수 성분으로 변환하고 인버터 주파수에 더하여 주기를 조절하는 방법으로 간단한 Beatless제어를 수행한다.

$$F_{S-VR} = V_{dc-rip} * K_B \tag{9}$$

여기서, K_B 는 비례이득이다.

4. 견인력 제어기법

최근 차량의 경량화 및 견인부의 단위체적당 출력의 증대로 견인력 제어가 점차 한계에 부딪히는 경우가 빈번하다. 또한 구배 기동을 위한 역상 운전, 입력전압의 변화에 대한 출력제어성 향상과 가선측의 회생전력 수전 한계에 대한 회생량의 제한 제어특성 등 수요자의 시스템에 대한 요구도 많아졌다. 따라서 새로운 고성능의 견인력 제어기법이 필요하게 되었다.

본 논문에서는 이러한 요구조건을 충족하기 위해 견인력 제어기법으로 벡터 제어기법을 적용한다.^[2] 비록 4병렬 운전으로 인해 완벽한 벡터 제어를 구현하기는 어렵지만 상기의 사항들은 주로 저속에서 나타나는 현상이며, 저속에서는 병렬 접속된 전동기의 동작점의 차이가 적으므로 벡터제어 특성을 충분히 얻을 수 있기 때문이다. 그림 6은 견인력 제어 블록도를 보인 것이다.

운전석에서 요구되는 견인력은 토크 제어기에 의해 승객의 무게와 가선전압변동을 고려하여 실효치 기준전류 I_{rms}^* 로 계산한다. 실효치 기준전류 I_{rms}^* 의 전동기 1대당 토크분 기준전류 i_{qse}^* 는 식 (10)과 같

이 계산되어진다.

$$i_{qse}^* = \sqrt{\frac{I_{rms}^{*2}}{8} - i_{dse}^{*2}} \quad (10)$$

i_{dse}^* 는 고정자 자속 기준 전류이다.

PWM을 위해 필요한 고정자 기준전압 V_{M-CON} 과 토오크 각 θ_T 을 식 (11)과 식 (12)와 같이 계산한다.

$$V_{M-CON} = \sqrt{V_{qse}^{*2} + V_{dse}^{*2}} \quad (11)$$

$$\theta_T = \tan^{-1} \frac{-V_{de}^*}{V_{qe}^*} \quad (12)$$

이때 V_{adse}^* 는 전류제어에 의한 성분과 전류로 부터 계산한 역기전력 보상분으로 구성된다. 인버터 주파수 F_{inv} 는 슬립 기준주파수 F_{sl}^* 와 회전자 주파수 F_r 를 합하여 결정하고, F_r 은 고조파분이 제거된 전동기 속도중에서 가장 큰 값을 이용한다. 그리고 인버터 주파수에 Beatless 제어기의 출력 F_{S-VR} 을 합하여 PWM을 위한 인버터 기준주파수 F_{inv}^* 을 구한다. 이 값의 적분으로부터 기준각 θ_A 을 계산한다.

$$F_{inv}^* = F_{inv} + F_{S-VR} \quad (13)$$

5. 모의 주행조건 시험 결과

앞에서 제시한 저주파 동기 과변조 PWM제어를 포함한 병렬운전 벡터제어기법을 210kW급 견인전동기 4대가 병렬로 접속된 1.65MVA급의 IGBT형 VVVF 인버터와 철도차량 160톤을 등가 모델링한 등가 관성체를 사용하여 실험하였다. 시험장치의 구성은 그림 7과 같으며, 그림 8은 관성부하장치를 보인 것이다. 차량 40톤을 등가로 제작한 관성체가 4개 병렬로 구성되어 있다.

시험은 정상상태에서 PWM제어의 우수성과 가감속 능력을 확인하기 위한 정격 가감속 운전과 가선전압 변동, 그리고 회생 경부하 제동특성과 후퇴기동 등의 현차 운행에서 발생될 수 있는 과도상태 조건에 대해 모의 주행시험을 수행하였다.

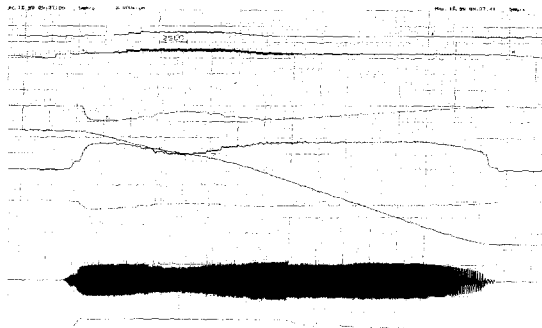
그림 9와 그림 10은 정상 가감속 운전 특성을 보이고 있다. 가속도 3km/h/s, 감속도 2.9km/h/s를 만족할 뿐만 아니라, 안정된 견인력 제어성을 보이고 있으며, 이는 그림 2의 기존 방식과 비교함으로써 확인할 수 있다. 85km/h까지 가속후 타행운전, 75km/h에서 최대 감속을 하였다.

그림 11은 가선전압이 차단된 경우의 제동 동작을 보인 것이다. 가선 차단시 빠르게 회생동작을 중지함으로써 입력전압의 상승을 억제하여 시스템을 보호하고, 가선전압이 회복되면 자동 재기동함을 볼 수 있다.

그림 12 ~ 그림 14는 가선전압 변동시의 견인력 제어특성을 보인 것이다. 가선 전압의 변화에 대해 빠르게 출력전압을 제어함으로써 원활한 견인력제어 동작을 보이고 있다. 입력전압의 변화에 대한 견인력 제어 패턴은 입력 전류의 상승을 억제하기 위해 가선전압의 변화에 대해 견인력도 같이 변화시킨다. 그림 12는 가속모드에서 가선전압 완변시의 동작을 보인 것인데, 가선전압을 1500V→1000V로 5초 동안 서서히 감소시켰다가 1000V→1500V로 다시 5초 동안 서서히 상승시켰다. 그림 13은 제동모드에서 가선전압 완변시의 동작을 보인 것인데, 가선전압을 1400V→1650V로 5초 동안 서서히 증가하고 1650V→1400V로 다시 5초 동안 감소시켰다. 그림 14는 가속모드에서 가선전압을 급변한 경우의 동작 파형이다. 가선전압을 15km/h에서 1500V→1400V로 급변하고 3초 후 다시 1500V로 급변한다. 그리고 58km/h에서 1400V→1200V로 급변하고 3초후 1400V로 급변하였다. 차후 견인력 패턴을 유지하기 위해 입력전력 제한 제어기법을 도입하여 시험을 통해 특성을 비교할 예정이다.

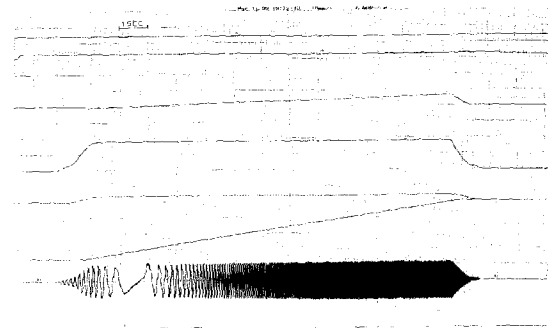
그림 15는 회생 경부하에 대한 제동특성을 시험한 것이다. 가선에 전력을 소비할 수 있는 다른 차량이 없을 경우 정격 제동을 하면, 가선전압은 상승하여 제동 동작을 지속할 수 없게 된다. 이 경우 다른 장치에서 소비할 수 있는 최소의 양으로 제한하여 회생함으로써 제동동작을 계속적으로 수행할 수 있는지 여부를 확인하는 시험이다. 회생부하의 최소치를 보조전원장치 용량인 100A로 제한하고 60km/h에서 회생동작을 시작하였다. 그 결과 원활한 회생전력 제한 제어가 수행됨을 확인할 수 있다.

그림 16은 후퇴 기동시험이다. 구배에서 출발할 경우 차량은 뒤로 밀리게 되더라도 원활한 역상제어로 차간 진동없이 등관할 수 있는지를 확인하는 시험이다. 시험은 -5km/h까지 역회전시키고, 그 속도에서 정회전시키는 것으로 모의 시험하였다. 그 결과 원활한 역상제어로 전류의 흔들림 없이 우수한 등관 능력이



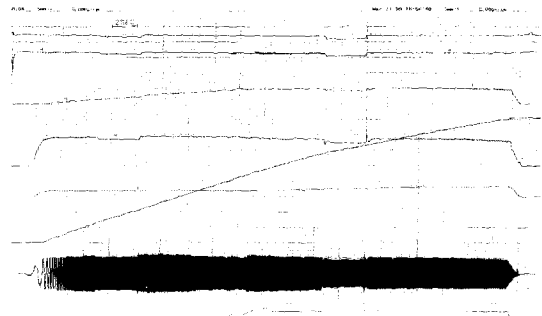
1.가선전압 [1000V/div] 2.전리전압 [1000V/div]
 3.가선입력전류[600A/div] 4.전효전류 [300A/div]
 5.속령주파수 [2.5Hz/div] 6.차량속도 [10km/h/div]
 7.유시전류 [1500A/div] 8.PWM Mode

그림 13 가선전압 완변시험(제동시)
 Fig. 13 Voltage slow change test(braking)



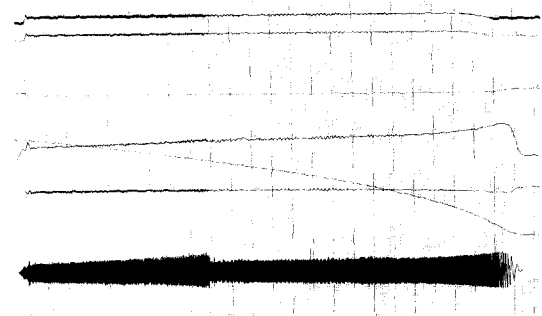
1.가선전압 [1000V/div] 2.전리전압 [1000V/div]
 3.가선입력전류[600A/div] 4.전효전류 [300A/div]
 5.속령주파수 [2.5Hz/div] 6.차량속도 [10km/h/div]
 7.유시전류 [1500A/div] 8.PWM Mode

그림 16 후퇴기동시험
 Fig. 16 Starting test on slope



1.가선전압 [1000V/div] 2.전리전압 [1000V/div]
 3.가선입력전류[600A/div] 4.전효전류 [300A/div]
 5.속령주파수 [2.5Hz/div] 6.차량속도 [10km/h/div]
 7.유시전류 [1500A/div] 8.PWM Mode

그림 14 가선전압 급변(역행시)
 Fig. 14 Voltage sudden change test(powering)



1.가선전압 [1000V/div] 2.전리전압 [1000V/div]
 3.가선입력전류[600A/div] 4.전효전류 [300A/div]
 5.속령주파수 [2.5Hz/div] 6.차량속도 [10km/h/div]
 7.유시전류 [1500A/div] 8.PWM Mode

그림 15 회생 경부하 시험
 Fig. 15 Regenerating test at light load

6. 결 론

본 연구에서는 현차조건에서 발생될 수 있는 정상상태는 물론 과도상태에서도 우수한 견인력 제어특성을 가질 수 있는 전동차용 추진제어장치의 제어기법과 Beatless 제어를 포함한 500Hz 이하로 구현된 저주파 동기 과변조 PWM 방법을 제안하였다. 실 적용시스템인 1.65MVA급의 추진제어장치와 철도차량 160톤을 등가화한 관성부하를 이용한 모의 주행실험을 통하여 제안한 제어기의 우수한 특성과 효용성을 입증해 보였다.

차후 개발된 장치는 실제 조건에서의 성능 확인을 위해 현차운행을 실시할 예정으로 있으며, 모의시험 결과 실 조건에서도 원활한 특성을 보일 것으로 생각된다. 그리고 과도상태시의 견인력 제어 패턴 설정에 대한 것은 현차 주행조건에 따라 보완될 수 있을 것이다.

제안된 제어방식은 이미 경전철, 자기부상열차의 추진시스템에 일부 적용되어 있으며, 현재 국책과제로 진행중인 고속전철의 추진시스템 개발에도 적용되어 큰 도움이 될 것으로 본다.

참 고 문 헌

[1] K.J. Lee, M.K. Jeong, L.S. Bang, K.D. Seo, N.H. Kim, "A Study on the High Performance PWM Technique for a Propulsion System of Railway", Proceedings ICPE'98, pp425-430, 1998.
 [2] D.W. Novotny and T.A. Lipo, Vector Control of Dynamics of AC Drives, Oxford University Press

Inc., New York, pp257-268.

- [3] J.Holtz, W.Lotzat.and A.M. Hhambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverter in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode", Trans. IEEE. on PE, Vol. 8, No.4, pp. 546-553, 1993.
- [4] 이지명, 이동훈, 최종우, "PWM인버터의 과변조 제어 기법", Trans. KIEE. Vol.46. No.5., pp712-719, 1997.5
- [5] 민병권, 서광덕, 원충연, "철도차량용 추진제어장치의 고 능률 PWM기법에 관한 연구". 대한전자공학회 논문지, 제35권, 5편, 제 10호, pp1456~1462, 1998.10.

저 자 소 개



정만규(鄭萬圭)

1967년 3월 1일생. 1990년 건국대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~현재 현대중공업 기전연구소 산업전자연구실 연구 1급 연구원.



서광덕(徐光德)

1964년 2월 22일생. 1986년 부산대학교 전기공학과 졸업(학사). 1989년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 현대중공업 기전연구소 책임연구원.