

## 단상PWM컨버터 차량의 진상운전에 관한 연구

### A Study on the Leading Phase Operation of Single Phase PWM Converter Train

김 백\*

Baik Kim

**Abstract** This paper presents a new operation method for the single phase PWM(Pulse Width Modulation) converter train. Recently, the trains adopting the PWM converter have become the majority in the electric locomotives since there are distinct advantages over the predecessors, which can be operated at near unity power factor. However, a slight modification of the control scheme makes this kind of vehicles run in the region of leading power factor. Although this feature seems to be of no significant use by itself, the leading phase operation can improve the voltage profile and the line loss of the feeding systems is decreased by compensating the reactive power loss along the line when it considered together with the feeding systems. This method is even more economical and efficient comparing with the installation of SVC that is mainly used for this purpose since the train can become a movable compensator. With the conditions and some essential formula for the leading phase operation, a new power factor control algorithm has been proposed to implement this scheme. The results of simulation through SIMULINK model show that the proposed method is suitable enough for practical use.

**Keywords** : PWM converter, Feeding systems, Reactive power loss, Voltage profile, Line loss

**초 록** 본 논문에서는 단상PWM컨버터 차량의 새로운 운전방식에 대해 기술하였다. 최근의 전기차량은 PWM 컨버터를 채택함으로써 그 이전의 차량들에 비하여 역률을 1.0에 가깝도록 유지할 수 있게 되었다. 그러나 이들 차량은 컨버터 제어방식의 비교적 간단한 수정을 통하여 진상 역률 영역에서의 운전이 가능한데, 이러한 특징은 차량 자체만으로는 큰 의미가 없을지 모르나 급전계통과 연계하여 검토하는 경우 선로의 무효전력 손실을 보상함으로써 급전선로의 유효전력 손실을 감소시키고 전압 분포를 개선하는 효과를 나타내게 된다. 이동형 보상장치 가 될 수 있다는 특징으로 무효전력 보상을 위해 일반적으로 검토되는 SVC와 비교해도 장점을 가지게 된다. PWM컨버터차량의 진상운전 조건 및 관련식의 유도과 함께 이러한 방식을 적용하기 위한 새로운 역률 제어 알고리즘을 제시하였다. SIMULINK 모델을 사용한 모의를 통하여 제시된 방법의 실 적용 가능성을 검토하였으며 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다.

**주요어** : PWM 컨버터, 급전시스템, 무효전력 손실, 전압분포, 선로손실

## 1. 서 론

교류 가공 전차선로에서 선로의 임피던스와 전기차량 부하에 의한 급전선로의 전압강하는 계통의 전압안정도를 저하시키는 요인이 되고 있다. 계통의 말단 쪽으로 차량이 이동할 수록, 그리고 부하의 역률이 감소할 수록 선로 임피던스에 의한 전압강하는 증가하고 차량의 팬더그래프 수전 전압은 감소하게 된다. 수전 전압에 관해서는 대부분의 전기차량이 상당히 넓은 범위의 변동을 포용하고는 있으나(KTX의 경우 19.0~27.5kV) 차량의 견인특성은 정격전압 부근에서 가장 우수하다고 말할 수 있다. 한편, 급전선로의 전압강하를 결정하는 파라메타 중에 선로의 임피던스는 관련 법규 등에 따른 지오메트리와 가선 자체 등에 의해 결정되어 그 값이 고정적인 반면, 부하의 역률은 차량의 종류와 특성

에 따라 가변적이라고 할 수 있으며, 일반적으로 저전압 상태에서의 운전은 더욱 더 많은 무효전력을 소모하게 되므로 차량의 역률은 급전선로의 전압안정도 측면에서 가장 중요한 제어 대상으로 간주 되어야 할 것이다.

최근의 전기차량은 PWM컨버터를 채택함으로써 [1,2] 기존의 저항제어방식 차량이나 위상제어방식 차량에 비해 양호한 부하조건을 갖추게 되었다. 보통 역률 1.0으로 운전되는 PWM 컨버터에서 진상 운전이 가능함을 보여주는 연구 결과가 있으나[3,4] 3상컨버터를 대상으로 한 전류제어 방식에 대한 연구로, 단상컨버터와 전압제어 방식을 채택하는 철도차량에서의 적용에 대한 연구는 아직 미진한 실정이다. 전기차량이 비록 진상 운전이 가능 하더라도 이를 급전계통과 연계시켜 생각하지 않는다면 단순 부하 측면에서는 지상 역률로 운전되고 있는 차량과 마찬가지로 부하전류를 증가시키게 되므로 역률 1.0 운전이 일반적으로 PWM 컨버터 차량의 목표 역률로 여겨지고 있으나, 교류가공전차선로에서는 급전선로 자체도 전원 측에서 보면 부하로 취급되므로 단순히 차량의 역률을 1.0으로 유지하는 것 만으로는 급전선

\*Corresponding author  
Tel.: +82-70-8855-1661, E-mail : whitek@ut.ac.kr  
©The Korean Society for Railway 2012  
<http://dx.doi.org/10.7782/JKSR.2012.15.4.357>

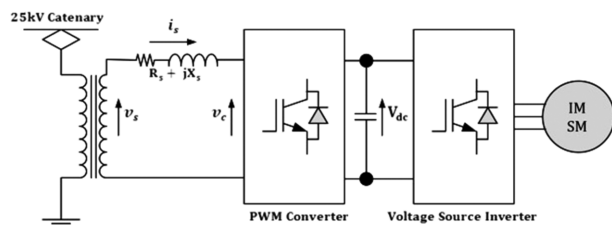
로에서의 무효전력 소모나 전압강하 보상 측면에서 만족하다고 할 수는 없다. 보통 부하의 무효전력 소모나 급전선에서의 리액턴스에 의한 무효전력을 보상하는 방법으로 생각할 수 있는 것이 정지형 무효전력 보상장치(SVC, Static Var Compensator)이나, 일반 상업용 전력계통과는 달리 철도에서는 차량이라는 이동 부하와 정지형 보상장치라는 양자의 특성상 차량이 SVC로부터 원거리에 위치하게 되면 차량의 유효전력 부하에 의한 선로 전압강하를 보상할 수 없을뿐더러 SVC의 설치는 경제적으로도 대규모 예산과 설치 장소의 확보라는 어려운 문제가 있다[5].

본 논문에서는 단상PWM 컨버터를 채택하여 역률 1.0으로 운전되고 있는 기존의 철도 차량을 대상으로 진상 역률 영역에서의 운전이 가능함을 입증하고 진상운전의 범위, 조건 및 관련 식 들을 유도하였으며, 이를 이용하는 새로운 역률 제어 알고리즘을 제시하였다. 제시한 알고리즘은 전압벡터제어(VVC, Voltage Vector Control)방식을 근간으로 하여 진상 및 지상 무효전력의 분리 제어가 가능하도록 하였다. PWM 차량의 진상운전을 통하여 얻어질 수 있는 이점이라면 무효전력의 보상범위가 SVC에 비해 제한적이기는 하나 선로를 따라 이동하면서 선로의 임피던스와 차량의 출력에 맞춰 최적의 무효전력 보상이 가능하다는 점과 또한 경제적이라는 측면에서 수월성을 갖고 있다고 판단된다. 제시된 방법의 타당성은 시뮬레이션을 통하여 검증하고 이를 바탕으로 실 계통에서의 적용 가능성과 향후 연구 과제를 도출하고자 한다.

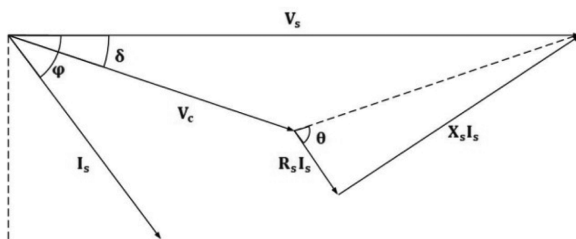
## 2. PWM컨버터 차량의 진상운전

### 2.1 진상운전의 조건 및 범위

현재 운행되고 있는 단상PWM 컨버터 차량을 기존의 위상제어방식 차량과 비교하자면 큰 차이점은 교류 입력 부분인 정류기 부분의 스위칭 소자를 단방향 소자인 SCR 등에



(a) A scheme of PWM converter train



(b) A Phase diagram

Fig. 1 PWM converter train & Phase diagram

서 양방향 소자인 IGBT 등으로 바꾼 것으로서 전체적인 개요를 보면 Fig. 1의 (a)와 같이 표시할 수 있다. 그림에서 보듯이 가공전차선으로부터 25kV의 교류 급전전압을 공급받아 변압기와 컨버터를 거쳐 나온 직류전압은 직류 링크 캐패시터와 전압원 인버터 VSI(Voltage Source Inverter)를 통해 유도전동기나 동기전동기를 구동하게 된다. 교류 입력전압과 부하전류의 위상 관계 즉, 역률의 조정 범위를 살펴보자 하는 것이 본 연구의 목적이므로 컨버터 부분에서 전압과 전류의 위상 관계를 나타내면 정상상태에서는 기본 주파수(60Hz)만을 고려할 때 Fig. 1의 (b)와 같은 페이지도로 나타낼 수 있다.

그림에서,  $v_s$ 는 차상변압기의 2차 측 출력전압,  $V$

$i_s$ 는 차량 부하전류,  $A$

$Z_s = R_s + jX_s$ 는 변압기의 2차 측 환산 임피던스,  $\Omega$

$v_c$ 는 단상컨버터 입력전압,  $V$

페이지도로부터 차량의 소모전력  $S_d$ 는,

$$S_d = P_d + jQ_d = v_s \cdot i_s^* = V_s \times \left( \frac{V_s - v_c \angle \delta}{Z_s \angle \theta} \right)^*$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_s}$$

로 표현되며, 한편  $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_0 t$ 로 주어졌을 때  $V_{dc}$ 와  $v_c$  사이에는

$$v_c = mV_{dc} \sin(\omega_0 t + \delta) + \text{harmonics}$$

$$\cong \frac{mV}{\sqrt{2}} \angle \delta \tag{1}$$

의 관계가 있다고 알려져 있다[6,7]. 여기서,  $m$ 은 PWM 발생기(PWM generator)의 변조지수(Modulation index) 그리고  $\delta$ 는 전력상차각(Power angle)으로서 PWM 발생기의 표준 입력 정현파와 삼각 비교파 간의 위상차이기도 하다. 식 (1)을 이용하여 소모전력  $S_d$ 를 정리하면 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_d = \frac{V_s^2}{Z_s} \cos \theta - \frac{mV_s V_{dc}}{\sqrt{2}Z_s} \cos(\theta - \delta) \tag{2}$$

$$Q_d = \frac{V_s^2}{Z_s} \sin \theta - \frac{mV_s V_{dc}}{\sqrt{2}Z_s} \sin(\theta - \delta) \tag{3}$$

위의 두 식은 변조지수  $m$ 과 전력상차각  $\delta$ 를 조절하여 역률을 제어할 수 있음을 나타내며 이 두 변수( $m$ 과  $\delta$ )는 PWM 발생기의 입력으로, 컨버터 스위치의 게이트 펄스를 만들어 낸다. 기존의 PWM 차량에서는  $Q_d \approx 0$ 의 조건을 만족하면서 요구부하에 해당하는  $V_{dc}$ 를 제어하는 방식을 취하고 있다.

$m$ 과  $\delta$ 에 의해 컨버터의 역률이 조절될 수 있음을 수식의 복잡함을 피하고 도해적으로 간단히 나타내기 위해 손실이

없는 회로( $R_s=0$ )를 고려하면 식 (2)와 식 (3)은 각각 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_d = \frac{mV_s V_{dc}}{\sqrt{2}X_s} \sin \delta = P_m \quad (4)$$

$$Q_d = \frac{V_s^2}{X_s} - \frac{mV_s V_{dc}}{\sqrt{2}X_s} \cos \delta \quad (5)$$

( $P_m$ 은 차량의 유효전력 부하)

여기서 교류 입력전압  $V_s$ 는 차량의 위치가 정해지면 일정하다고 할 수 있고 또한 차량의 유효전력 부하가 일정하다면 직류 링크 쪽에서 인버터 측을 바라본 회로는 직류 저항으로 대체할 수 있어 전압  $V_{dc}$ 는 역시 일정 값으로 고정되게 된다. 결국 유효 전력을 제어할 수 있는 파라메타는 위 식에서 변조지수  $m$ 과 전력상차각  $\delta$ 뿐이다. 이들 두 파라메타는 컨버터의 특성 및 사양에 의해 일정 범위  $m_{\min} \leq m \leq m_{\max}$ ,  $\delta_{\min} \leq \delta \leq \delta_{\max}$  내에서 조정된다고 가정하면, 전압  $V_c$ 의 궤적은 Fig. 2의 음영 처리된 부분과 같이 표시된다. 한편,

$$v_c = \frac{mV_{dc}}{\sqrt{2}} \angle \delta = \frac{mV_{dc}}{\sqrt{2}} (\cos \delta + j \sin \delta)$$

이고 식 (4)로부터

$$m \cdot \sin \delta = \frac{\sqrt{2}X_s P_m}{V_s V_{dc}}$$

의 관계가 있으므로 페이지 상에서  $V_c$ 의 수직성분은  $P_m$ 이 일정하면 역시 일정 값으로 고정된다. Fig. 2를 살펴 보면  $P_m$

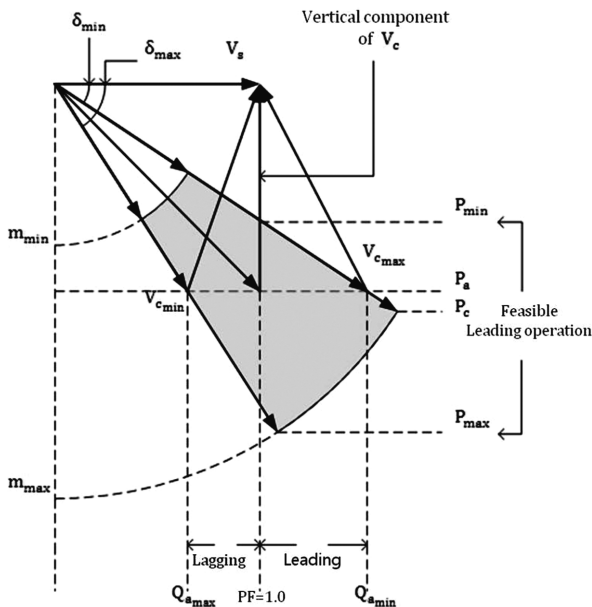


Fig. 2 trajectory according to  $\delta$  and  $m$

값의 변화에 따라 무효전력의 조정 범위가 바뀔 수 있다. 역률 1.0을 기준선으로 왼쪽 음영 부분은 지상 역률(무효전력 소모,  $Q_d > 0$ ) 부분이고 오른쪽 음영 부분은 진상 역률(무효전력 발생,  $Q_d < 0$ ) 부분이 된다.

가령 현재 차량의 유효전력 부하가  $P_m = P_a$ 라면, 무효전력의 조정 범위는 그림에서 보듯이  $Q_{a\min} \leq Q_a \leq Q_{a\max}$ 이며  $Q_{a\min}$ 과  $Q_{a\max}$ 은 식 (4)와 식 (5)로부터 각각,

$$Q_{a\min} = \frac{V_s^2}{X_s} - P_a \cot \delta_{\min} \quad (6)$$

$$Q_{a\max} = \frac{V_s^2}{X_s} - P_a \cot \delta_{\max} \quad (7)$$

과 같이 구할 수 있다. 궤적을 살펴 보면 이 차량에서 진상운전이 가능한 유효전력의 범위는  $P_{\min} \leq P_m \leq P_{\max}$  임을 알 수 있다.  $P_{\min}$ 은 식 (4)와 식 (5)에서  $Q_d = 0$ 으로 하고 구할 수 있으며  $P_{\max}$ 는 명확히  $m = m_{\max}$ ,  $\delta = \delta_{\max}$ 일 때가 되며 최대의 진상 무효전력을 발생 시킬 수 있는 유효전력  $P_c$ 는  $m = m_{\max}$ ,  $\delta = \delta_{\min}$ 일 때 이므로 각각 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

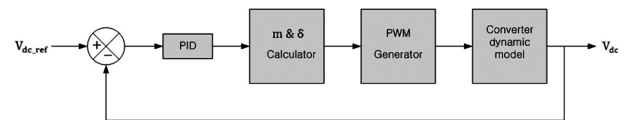
$$P_{\min} = \frac{V_s^2}{X_s} \tan \delta_{\min} \quad (8)$$

$$P_{\max} = \frac{m_{\max}^2 V_s^2 R_L}{2X_s^2} \sin^2 \delta_{\max} \quad (9)$$

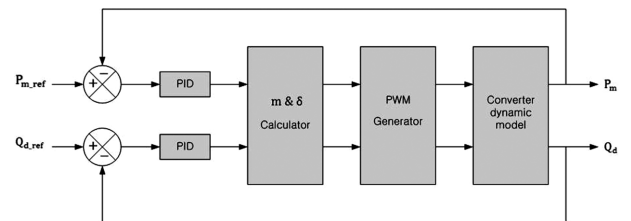
$$P_c = \frac{m_{\max}^2 V_s^2 R_L}{2X_s^2} \sin^2 \delta_{\min} \quad (10)$$

## 2.1 진상운전의 조건 및 범위

전압벡터제어(VVC) 방식의 개요는 아래의 Fig. 3의(a)와 같다[8]. 직류 링크 전압  $V_{dc}$ 는 피드백 되어 차량을 견인하는데 필요한 유효전력 부하에 해당하는  $V_{dc\_ref}$ 와 비교된다.



(a) The VCC scheme



(b) The proposed control scheme

Fig. 3 Comparison between the VCC and the proposed scheme

PID는 정상상태오차 제거와 속응(Fast response)제어를 위해 사용된다. 현재 철도차량에는 무효전력  $Q_d$ 를  $Q_d=0$ 로 하는 조건으로 PWM 컨버터의 게이트 신호를 만들어 내고 있다. 이 과정을 살펴보면 무효전력 조건을 수정함으로써 비교적 간단히 유효 및 무효 전력의 분리 제어가 가능함을 알 수 있는데 다음과 같은 과정을 거쳐 이에 필요한 수학적 모델을 얻어낼 수 있다.

a) 전력상차각(Power angle)  $\delta$  계산

Fig. 1 (b)의 페이지도로부터

$$V_c \cos \delta = V_s - I_s R_s \cos \phi - I_s X_s \sin \phi \quad (11)$$

$$V_c \sin \delta = I_s X_s \cos \phi - I_s R_s \sin \phi \quad (12)$$

이 두 식으로부터

$$\tan \delta = \frac{I_s X_s \cos \phi - I_s R_s \sin \phi}{V_s - I_s R_s \cos \phi - I_s X_s \sin \phi} \quad (13)$$

가 되며, 이제 상기 식의 분모 분자에 각각 전원전압  $V_s$ 를 곱하고,

$$V_s I_s \cos \phi = P_d \quad V_s I_s \sin \phi = Q_d$$

를 적용하면 구하고자 하는 전력상차각  $\delta$ 는,

$$\delta = \tan^{-1} \frac{P_d X_s - Q_d R_s}{V_s^2 - P_d R_s - Q_d X_s} \quad (14)$$

로 표시할 수 있다. 이식은 지상부하( $Q_d > 0$ )인 경우의 페이지도로부터 유도되었지만 진상부하( $Q_d < 0$ )인 경우에도 유효하다.

b) 변조지수(Modulation index)  $m$  계산

식 (11)과 식 (12)로부터 각각 양변에 전원전압  $V_s$ 를 곱한 후 제곱하여 더하면,

$$V_c = \sqrt{\frac{(P_d^2 + Q_d^2) Z_s^2}{V_s^2} - 2(P_d R_s + Q_d X_s) + V_s^2} \quad (15)$$

여기서,  $Z_s = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$

한편,  $V_c$ 는 직류 링크 전압  $V_{dc}$ 와 식 (1)의 관계가 있으므로 따라서,

$$m = \frac{\sqrt{\frac{(P_d^2 + Q_d^2) Z_s^2}{V_s^2} - 2(P_d R_s + Q_d X_s) + 2V_s^2}}{V_{dc}} \quad (16)$$

직류 링크에 연결되어 있는 차량의 전동기 부하  $P_m$ 은 순 수저항  $R_m$ 을 사용하여 표시하면  $P_m = V_{dc}^2 / R_m$  이므로,

$$m = \frac{\sqrt{\frac{(P_d^2 + Q_d^2) Z_s^2}{V_s^2} - 4(P_d R_s + Q_d X_s) + 2V_s^2}}{R_m P_m} \quad (17)$$

또한, 전원측 유효전력  $P_d$  부하  $P_m$ 와 전동기 부하 사이에는 다음의 관계가 있으므로

$$P_m = P_d - \frac{R_s(P_d^2 + Q_d^2)}{V_s^2} \quad (18)$$

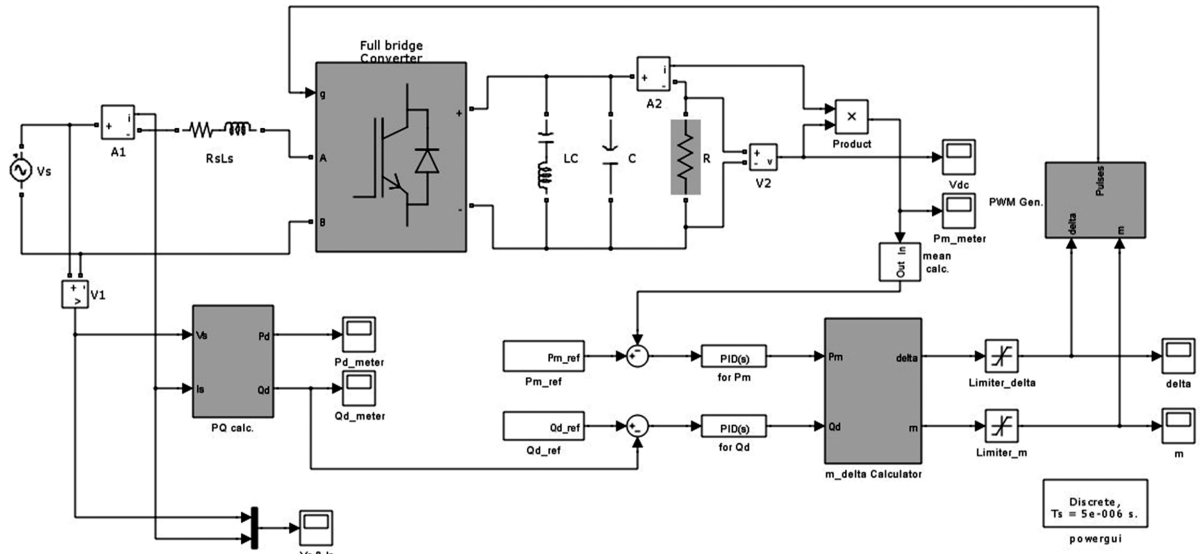
$$P_d = \frac{V_s^2 - \sqrt{V_s^4 - 4R_s P_m V_s^2 - 4R_s^2 Q_d^2}}{2R_s}$$

이 된다. 이제 차량의 견인에 필요한 전동기 부하  $P_m$  그리고 전원측 역률 조정을 위한  $Q_d$ 가 결정되면 이에 필요한 전력상차각  $\delta$ 와 변조지수  $m$ 을 통하여 유효전력과 무효전력의 분리 제어가 가능하다. 제안하는 제어방식의 개요는 Fig. 3의(b)와 같다. VVC 방식의 (a)를 바탕으로 작성되었으나 물론 앞에서 설명한 바와 같이 1.0이 아닌 진상 또는 지상 역률에 대응되도록  $m$ 과  $\delta$ 는 계산되고,  $P_m$ 과  $Q_d$ 를 수렴시키기 위한 PID 제어가 분리 설치된다.

### 3. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 연구에서 제안하는 제어방식을 검토하기 위해 Fig. 4와 같은 SIMULINK 모델을 작성하였다. 모델은 Fig. 3의 (b)개요도에 따라 작성 되었다. PWM 신호 발생기와 함께 계산기,  $m$ 과  $\delta$ 의 조정 범위를 주어 주기 위한 리미터 그리고 계측을 위한 스코프 들로 구성되어 있으며 유효 및 무효 전력의 변경에 따른 동특성을 확인하기 위해 PWM 컨버터 부분에 POWER SYSTEM BLOCK SETS의 IGBT블록이 사용되었다. 차량의 견인에 필요한 요구 유효전력( $P_{m\_ref}$ )과 선로의 리액턴스 손실을 보상하기 위한 요구 무효전력( $Q_{m\_ref}$ )의 적절한 갱신 주기를 도출하는 것도 시뮬레이션의 한 목적인데 우선은 요구 전력의 갱신 주기를 1.0s의 충분히 큰 값으로 설정하여 시스템의 정상상태 도달 시간을 확인하기로 한다.

시뮬레이션에서 인버터와 전동기 부분은 저항  $R$ 로 대체하였으며 일반적인 전동차에서 출력이 1.0MW인 경우에 인버터의 입력전압이 1800V정도인 점을 감안하여 3.42Ω으로 설정하였고, 직류 링크 부분의 LC필터는 제2고조파에 동조되도록 파라메타 값을 정하였다[9]. 나머지 파라메타 들은 앞에서 설명한 바와 같은 의미를 갖는다. 차량의 유효전력 부하  $P_m$ 은 2.0s까지는 1.0MW, 3.0s까지는 1.5MW로 보고 역률 조정을 위한 무효전력 수요  $Q_d$ 는 1.0s까지는 0MVar, 2.0s까지는 -0.3MVar(진상운전) 그리고 3.0s까지는 +0.3MVar(지상운전)으로 간주하여 계단함수(Step function)형태로 인가하였다. 시뮬레이션의 결과는 Fig. 5와 같다. 각각 (a)는 무효 전력 수요에 대한 응답, (b)는 차량의 견인출력 요구에 대



$V_s(V)$	$R_s(\Omega)$	$L_s(mH)$	$L(mH)$	$C(mF)$	$C(mF)$	$R(\Omega)$	$\delta$	$m$	Modulation Ratio
840	0.04	0.51	0.176	10.0	10.0	3.24	$5^\circ \sim 40^\circ$	0.45~1.0	36

Fig. 4 The test model designed by SIMULINK

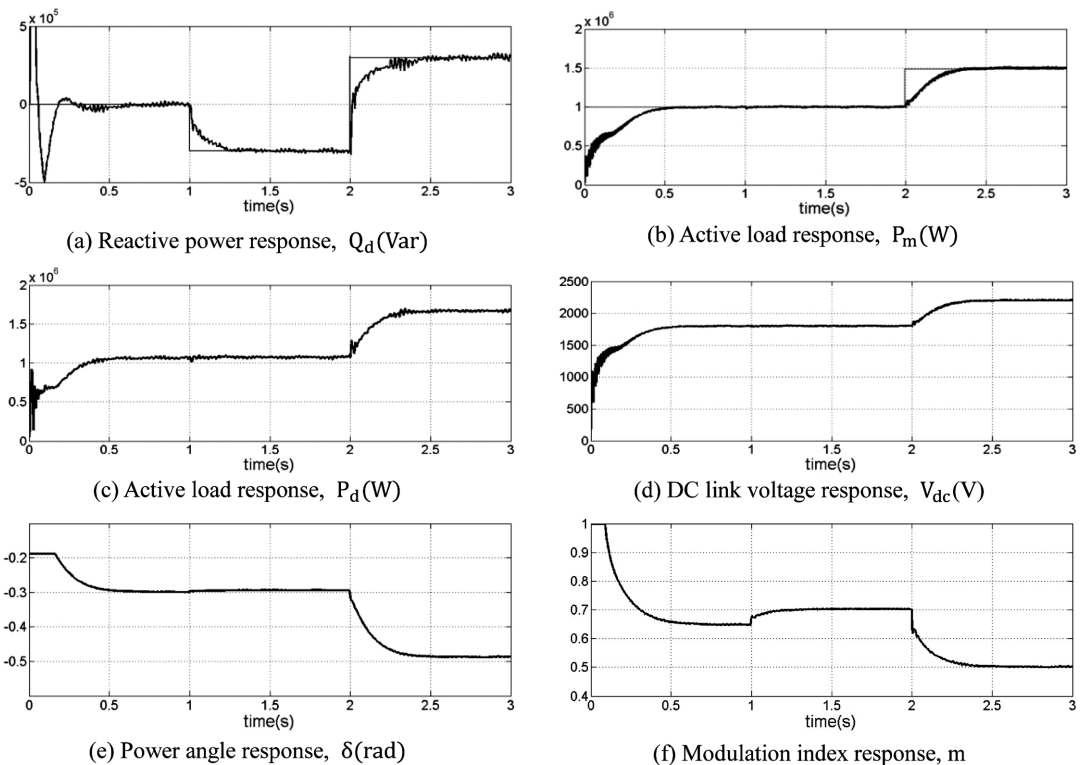


Fig. 5 Simulation results

한 응답, (c)는 전원측 유효전력 부하, (d)는 직류 링크 전압 응답, (e)는 전력상차각  $\delta$  그리고 (f)는 변조지수  $m$ 을 나타내고 있다.

그림 (a)와 그림 (b)를 살펴보면 유효 및 무효 전력 요구 (그림에서 실선으로 표시된 계단 입력)에 대해 시스템은 잘 추종하고 있는 것을 볼 수 있으나  $t = 2.0s$ 와 같이 급격한 부

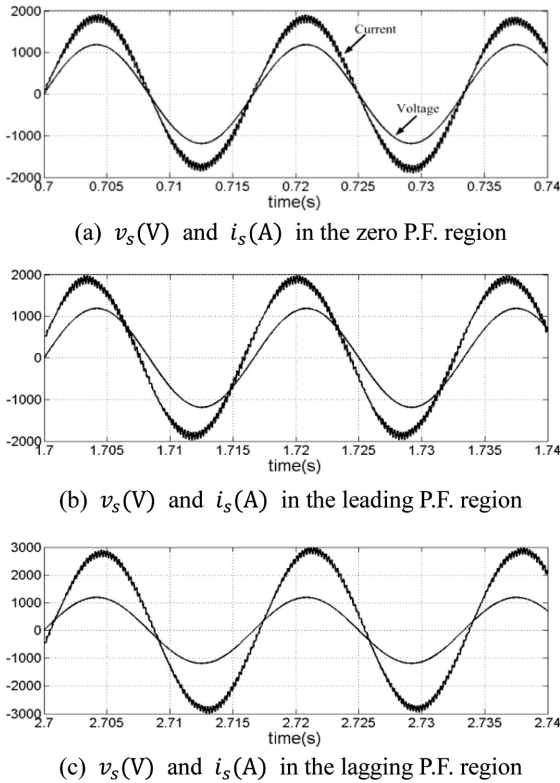


Fig. 6 Input voltage  $v_s$  and current  $i_s$  for each P.F. region

하 변동이 있는 경우에는 교란이 다소 증가하는 것을 알 수 있다. 응답 시간은 약 350ms~500ms 정도가 소요되는 것으로 나타나며 이를 줄이기 위해서는 PID 제어기의 적분계수를 증가시키는 것도 하나의 방법이겠으나 너무 과도한 오버슈트(Overshoot)를 유발시킬 수 있으므로 적절한 선에서의 조정이 필요하다고 본다. 따라서 무효 전력에 대한 갱신 주기는 이 결과를 고려할 때 적어도 500ms 이상은 되어야 한다고 판단된다. 시뮬레이션 모델은 변압기와 컨버터의 손실을 반영하고 있으므로 그림 (c)의 결과는 그림 (b)에 손실이 포함된 결과이며, 그림 (d)에서 보여지듯이 직류 링크 전압은 유효전력 요구가 갱신되지 않는 한 일정하게 유지되어 1.0MW 출력에서 1800V, 1.5MW 출력에서 2205V를 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 (e) 및 그림 (f)에 나타난 결과를 살펴 보면 전력상차각  $\delta$ 는 유효전력  $P_m$ 과, 변조지수  $m$ 은 무효전력  $Q_d$ 와 결합(Couple)되어 있으며 반대로  $\delta$ 와  $Q_d$  및  $m$ 과  $P_m$  사이는 강하게 분리(Decouple)되고 있음을 알 수 있는데 향후 이를 이용하여 제어기의 응답속도를 향상시킬 수 있을 것으로 보여진다.

Fig. 6의 (a), (b), (c)는 각각 역률 1.0 운전, 진상 역률 운전 그리고 지상 역률 운전 시간대에서의 교류 입력전압(차량 수전전압)과 부하전류의 위상 관계를 보여주는 그림으로서 진상 역률 운전 시간대에서 부하전류  $i_s$ 는 입력전압  $v_s$ 에 비해 0.77ms(=16.7°) 앞서고 있고 반대로 지상 역률 운전 시간대에서는 0.52ms(=11.3°) 뒤지고 있음을 나타내어 각 시간대의 역률 조건과 정확히 일치하고 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 단상PWM 컨버터를 채택한 기존의 철도 차량을 대상으로 진상 역률 영역에서의 운전이 가능함을 입증하고 진상운전의 범위, 조건 및 관련 식들을 유도하였으며, 이를 이용하는 새로운 역률 제어 알고리즘을 제시하였다. 제시된 방법과 관련 식들은 시뮬레이션을 통해 검증하였으며 다음과 같은 결과 및 향후 연구과제를 도출할 수 있었다.

(1) 제시된 방법은 요구 부하에 잘 추종하고 있으나 급격한 부하 변동에 대해서는 응답시간이 증가하고 교란이 다소 심해지는 것을 볼 수 있었다. 실 차량에의 적용을 위해서는 응답 특성을 고려한 요구 부하의 갱신 주기 설정과 함께 향후 제어기와 필터의 최적설계에 대한 연구가 이루어져야 할 것이다.

(2) 전력상차각  $\delta$ 와 무효전력  $Q_d$  및 변조지수  $m$ 과 유효전력  $P_m$  사이의 분리성을 이용하여 조류계산시의 고속분할법(Fast decoupled method)과 같이 PWM 컨버터의 제어 속도를 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

(3) PWM컨버터 차량의 진상운전 방법은 급전계통의 무효전력을 보상하여 선로의 전압 분포를 개선하고 선로 손실을 감소시키고자 하는 목적으로 제시되었으며 실 계통에 적용하기 위해서는 열차의 다중 운행과 관련한 전역 최저(Global minima)의 문제에 대한 연구가 필요하다고 생각된다. 즉, 급전계통을 운행하는 열차들의 위치 및 유효부하를 실시간으로 확인하고 이에 맞는 각 열차의 최적 무효전력 보상 요구량을 결정하는 수치해석적 기법과 통신 수단의 확립에 대한 연구가 필요할 것이다.

#### 후 기

이 논문은 2012년도 한국교통대학교 교내 학술연구비의 지원을 받아 수행한 연구임.

#### 참고문헌

- [1] T.M. Jahns, V. Blasko (2001) Recent advance in power electronics technology for industrial and traction machine drives, *Proceedings of the IEEE*, 89(6), pp. 963-975.
- [2] Y.H. Lho (2011) A study on the design of voltage mode PWM DC/DC power converter, *Journal of the Korean Society for Railway*, 14(5), pp. 411-415.
- [3] D.R. Veas, J.W. Dixon, B. Ooi (1994) A novel load current control for a leading power factor voltage source PWM rectifier, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(2), pp. 153-159.
- [4] B. Ooi, J.C. Salmon, J.W. Dixon, et al. (1987) A three phase controlled current PWM converter with leading power factor, *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, IA-23(1), pp. 78-84.
- [5] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, et al. (2005) Reactive power compensation technologies: state-of-the-art review, *Proceedings of the IEEE*, 93(12), pp. 2144-2164.

- [6] J. Bauer (2008) Single phase pulse width modulated rectifier, *Acta Polytechnica*, 48(3), pp. 84-87.
- [7] T. Kulwoawanichpong, C.J. Goodman (2005) Optimal area control of AC railway systems via PWM traction drives, *IEE Proc. of electric power application*, 152(1), pp. 33-40.
- [8] H. Denoun, N. Benamrouche, S. Haddad, et al. (2011) A DSP based implementation of PWM for single phase AC/DC bipolar converter with a unity power factor, *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 5(4), pp. 354-361.
- [9] O. Stihl, B. Ooi (1988) A single phase controlled current PWM rectifier, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4), pp. 453-459.

접수일(2012년 3월 15일), 게재확정일(2012년 4월 3일)

---

**Baik Kim** : whitek@ut.ac.kr

Department of Railroad Electrical and Electronics Engineering,  
Korea National University of Transportation,  
157 Cheoldobangmulkwon-Ro, Uiwang-Si, Kyeonggi-Do,  
437-763, Korea