

## 철도차량 보조전원장치의 순시전압제어

金載植, 崔載昊, 林成修, 李恩圭

### Instantaneous Voltage Control Scheme of Auxiliary Power Supply System for Electric Railway Vehicles

Jaesig Kim, Jaeho Choi, Seongsoo Lim, Eunkyu Lee

#### 요 약

본 논문에서는 철도차량용 보조전원장치에 순시전압제어기법을 적용할 때 발생하는 문제들의 해결방안을 제안한다. 비선형부하나 과도상태에서 빠른 응답특성을 얻기 위해 순시전압제어기법을 사용할 때 LC 필터의 공진문제와 존재하는 정상상태 오차가 더욱 심각해진다. 인버터 출력측 LC 필터에 기인하는 공진현상을 억제하기 위해 전압전달함수의 제동비를 증가시키기 위한 방안으로서 필터 커패시터 궤환제어기가 고려되었다. 그리고 교류전압 순시제어시 존재하는 정상상태 오차를 제거하기 위하여 고이득 전달함수를 기존의 PI 제어기에 첨가하였다. 이론적인 분석이 시뮬레이션 결과와 함께 잘 설명되어져 있다. 제안된 기법의 타당성을 5 kVA급 시제품에 대한 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다.

#### ABSTRACT

This paper presents an instantaneous voltage control scheme of auxiliary power supply system for the electric railway vehicles. The resonance problem of the LC filter and the existing steady state error are more serious as the use of instantaneous voltage control techniques for the fast transient response at the nonlinear load. A filter capacitor current feedback loop is considered to increase the damping ratio of the voltage transfer function for the suppression of the resonance problem of the LC inverter output filter. To eliminate the steady state error existing in case of the AC instantaneous voltage control, the high gain transfer function is added to the conventional PI controller. The theoretical analysis is well described with the simulation results. The validity of the proposed schemes is well verified through the simulation and experimental results for the 5 kVA prototype.

**Key Words:** SIV, High gain transfer function, State feedback, Instantaneous Voltage control

#### 1. 서 론

정지형 인버터(Static Inverter, SIV)라 불리는 철도차량용 보조전원장치는 직류 1500V(변동범위:900V~1800V), 교류 25kV, 60Hz(변동범위:20.0kV~27.5kV)로 광범위하게 변동하는 가선전압으로부터 전력을 공급받아 일정 전압과 주파수(Constant Voltage Constant Frequency, CVCF)의 상용전원을 만들어 객실내 형광등이나 공조용 Air-

Conditioner의 전원 그리고 제어전원 및 보조전원으로 사용되고 있다.

초기의 M-G 방식을 이용한 보조전원장치는 정기적으로 브러시를 보수하거나 교환하여야 하고 과대한 중량으로 차량 무게를 증가시키는 단점을 가지고 있었으나 전력용 반도체 소자의 개발과 전력변환장치의 발전에 따라 사이리스터를 이용한 SIV를 사용함으로써 저보수화, 저소음화, 소형경량화 고효율화를 이루게 되었다.<sup>[1]</sup> 이후 더욱더 발전된 기술은 전

력소자를 사이리스터에서 자기소호 능력을 가진 GTO로 대체 함으로써 SIV는 더욱 더 소형화와 경량화가 실현되었다.<sup>[2]</sup>

최근 반도체 소자의 발달로 IGBT 소자의 전압내량이 높아짐에 따라 IGBT를 이용한 SIV 개발이 활발해 지고 있으며 IGBT 소자를 이용함으로써 소형화와 경량화 및 저소음화에 덧붙여 고속제어응답을 기대할 수 있게 되었다. 이러한 고속 스위칭 소자를 이용한 순시제어는 이전의 평균제어 방식에 비해 고응답과 고정밀로 출력전압의 제어를 가능하게 하였고 부하의 변동에 대해서도 높은 추종특성을 가질 수 있게 하였다. 그러나 평균제어 방식에 비해 순시제어는 출력 LC필터의 특성과 파라미터에 따라 SIV의 응답속도 및 출력특성에 커다란 영향을 미치게 되는 문제점이 대두되었다.<sup>[3]</sup>

SIV와 같이 CVCF 특성을 갖는 전원장치는 인버터에서 발생하는 고조파를 저감시키기 위해 인버터와 부하간에 LC 필터의 접속이 필수적이며 인버터의 내부저항은 손실을 고려하여 적게 만들어진다. 따라서 LC 필터의 차단 주파수에서 적은 제동비로 높은 공진도를 갖게 되므로 SIV의 출력교류전압을 고응답과 고정밀로 제어하기 위해서는 LC 필터의 차단주파수에서 발생하는 공진에 의한 진동을 억제하는 방안이 필요하다.<sup>[4]</sup> 또한 출력전압은 정상상태 편차가 없어야 한다. 따라서 이러한 사항들을 고려한 순시전압제어 방식을 확립함으로써 정상편차가 없고 부하의 변동에 대해서 높은 추종 특성을 가질 수 있게 된다.<sup>[5-6]</sup>

본 논문에서는 각 상을 직접 교류의 기준치를 가지는 PI 제어기를 이용하여 과도상태에서 응답을 제어하고 기준치 전압과 같은 주파수에서 이득이 무한대가 되는 고이득 전달함수(High Gain Transfer Function, HGTF)를 첨가함으로써 교류량의 정상상태편차를 영으로 가져가는 방법과 커패시터 전류의 상태를 궤환함으로써 필터의 공진을 억제하는 방법에

대해서 연구하였다. 그리고 이들을 조합한 SIV의 순시전압 제어 방식을 제안하였다. 또, 본 순시전압제어방식에 의한 SIV의 전압특성 및 과도응답을 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)을 통하여 시뮬레이션을 행하고 시스템을 제작하여 실험함으로써 본 제어방식의 유효성을 입증하였다.

## 2. SIV 시스템 구성

그림 1은 DC 1500(V)의 가선 전압을 받아 구동되는 SIV 시스템의 구성도를 보여주고 있다.

판타그래프를 통해 수신된 가선전압은 전압센서(DCPT1, DCPT3)를 통해 가선 전압의 이상유무를 확인하고 충전용 전자접촉기(CTT)를 동작시킴으로써 인버터 전단의 DC 전압을 확보하게 된다. DC Filter는 SIV의 동작중 불안정하고 진동이 심한 가선 전압의 낮은 고조파를 억제하고, Charging THY는 인버터 입력단 커패시터의 급속한 충전을 막고 입력 저전압·과전압에 대처하기 위해 설치되어 있다. 그리고 IGBT소자의 내압을 줄이기 위해 가선과 직렬로 2대의 인버터를 연결하고 이들을 동일한 스위칭 주파수와 PWM 패턴으로 운전함으로써 LC필터를 통과후 만들어진 출력 교류전압이 같은 크기와 위상을 가지게 된다.

이를  $\Delta\Delta$ -Y로 이루어진 최종 후단의 변압기에서 2대의 인버터 병렬운전 방식으로 바꾸어 줌으로써 인버터의 용량을 저감한다. 또한 변압기를 LC 필터의 후단에 위치시킴으로써 스위칭에 의해 발생하는 높은 전압에 의한 변압기의 절연파괴와 고조파에 의해 발생하는 열을 감소시킴으로써 안정도를 확보하고자 하였고 변압기에서 발생하는 소음을 줄이고자 하였다.

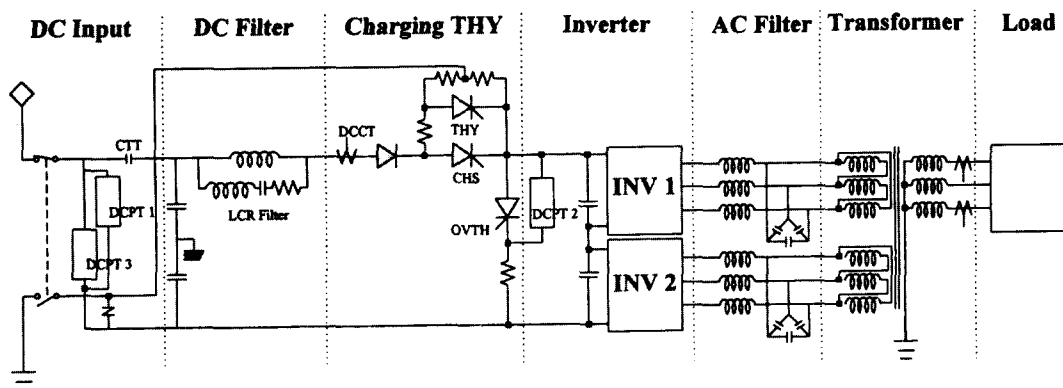


그림 1 보조전원장치 시스템의 구성도  
Fig. 1 Configuration of auxiliary power supply system

### 3. 시스템 모델링

그림 1에서 직렬로 연결된 삼상 인버터 2대가 모든 면에서 동일 조건을 갖고 동일한 운전패턴으로 동작한다면 1대의 삼상 인버터는 정격 출력의 절반이 되는 용량을 가짐을 알 수 있다. 따라서 절반 용량이 되는 1대의 삼상 인버터에 대하여 모델을 세우고 제어를 설계하여 전체 시스템에 적용하면 된다.

그림 2는 1대의 삼상 인버터에 대한 한 상의 등가회로를 보여주고 있다. 출력 필터 커패시터는  $L$ 를  $Y$ 로 등가 변환시킴으로써 실제의 커패시터 값의 3배가 되고 이를  $C_f$ 로 사용하였다. 한 상 등가회로에 대한 전압방정식 및 전류방정식을 세우면 다음과 같다.

$$v_a(t) = L_f \frac{di_a(t)}{dt} + R_f i_a(t) + v_c(t) \quad (1)$$

$$i_a(t) = i_c(t) + i_L(t) \quad (2)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (3)$$

식 (1), (2), (3)을 라플라스 변환하고 정리하여 다시 표현하면 아래와 같다.

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - V_c(s)}{Ls + R_f} \quad (4)$$

$$I_c(s) = I_a(s) - I_L(s) \quad (5)$$

$$V_c(s) = \frac{I_c(s)}{Cs} \quad (6)$$

그림 3은 식 (4), (5), (6)을 이용하여 표현된 블록선도를 나타내고 있다.

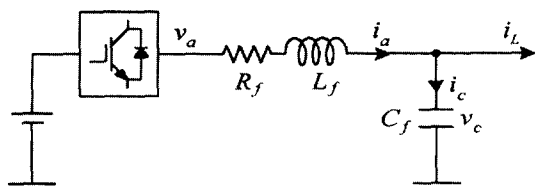


그림 2 단상 등가회로  
Fig. 2 Single phase equivalent circuit

### 4. 제어 알고리즘

#### 4.1 상태궤환을 이용한 진동억제 제어

무부하 상태에서 그림 3의 블록선도에 대한 전달함수를 구하면 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

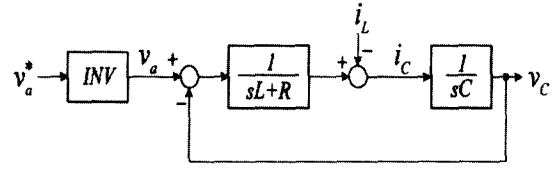


그림 3 시스템 블록 다이어그램  
Fig. 3 System block diagram

$$\frac{V_c}{V_a} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{R_f}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} = \frac{K_p}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (7)$$

그리고 공진 주파수  $\omega_n$ 와 제동비  $\zeta$ 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (8)$$

$$\zeta = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$$

필터 차단주파수에서의 진동은 시스템의 제동비에 관계되며, 이 제동비는 식 (8)에서 알 수 있듯이 시스템 파라미터인  $L_f$ 와  $C_f$  그리고 인덕터의 내부저항  $R_f$ 에 의해 결정된다. 통상적으로 필터 인덕터의 내부 저항은 손실을 고려하여 작게 만들어지므로 낮은 제동비를 갖게되어 빠른 응답이 요구되는 경우에 차단주파수에서 발생하는 진동에 의해 시스템의 안정도를 저감시킨다. 이에 제동비를 증가시켜서 차단주파수에서의 진동을 억제할 수 있는 방안을 강구하고자 한다.

일반적으로  $R_f \ll \sqrt{C_f/L_f}$  이므로 식 (8)로부터 제동비를 증가시키기 위해선 인덕터의 내부 등가저항  $R_f$ 를 증가시키는 것이 가장 효과적이다. 그러나 인덕터의 내부저항을 증가시켜서 제동비를 크게 할 경우에는 전압강하가 증가하고 열 손실이 증가하여 효율이 감소하는 현상이 발생된다. 따라서 상태궤환을 이용하여 효율이 감소되지 않고 제동비를 증가시키는 방안을 제안하였다. 그림 4에서와 같이 필터 커패시터 전류의 궤환루프를 삽입하고 전달함수를 구하면 식 (9)와 같이 주어진다. 식 (8)과 식 (10)을 비교하면 커패시터 전류의 궤환제어는 인덕터의 내부저항을 증가하는 것과 같은 효과를 얻게되어 효율을 저하시키지 않고 LC 필터의 제동비를 증가함으로써 차단주파수에서의 진동을 억제할 수 있음을 알 수 있다.

$$\frac{V_c}{V_a} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{R_f + K_d}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (9)$$

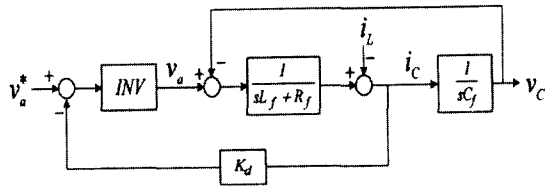


그림 4 커패시터 전류 피드백의 시스템 블록도  
Fig. 4 System block diagram of capacitor current feedback

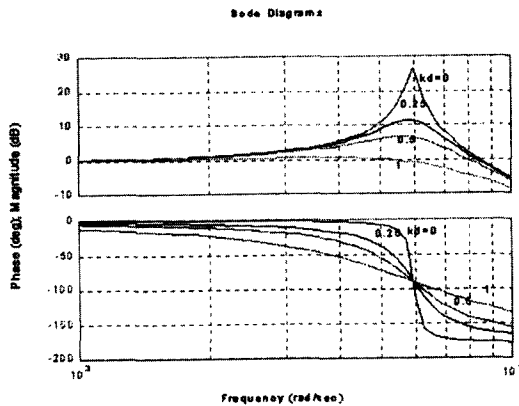


그림 5 LC필터의 주파수 특성  
Fig. 5 Frequency characteristics of LC filter

$$\zeta = \frac{R_f + K_d}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad (10)$$

그림 4의 블록 다이어그램에 대해  $K_d$  값의 변화에 따른 교류 출력 전압의 이득 및 주파수 특성을 그림 5에 나타내었다. 궤환이득  $K_d=0$ , 즉 궤환이 없는 경우에는 차단주파수  $\omega_n$  부근에서 이득이 상당히 크게되며 위상은  $0^\circ$ 에서  $180^\circ$ 까지 스텝 상으로 변화하고 있어 이득 여유와 위상 여유가 없어져 상당히 불안정한 시스템이 됨을 알 수 있다. 반면에 커패시터 전류의 궤환이득을 증가시키면 따라서  $\omega_n$ 에서의 이득 저하하고 동시에 위상의 변화가 완만하게 되어 공진을 억제할 수 있고 이득 및 위상 여유를 확보할 수 있게 되어 시스템이 안정하게 된다. 그림 4의 블록도에 대한 시뮬레이션 파형을 그림 6과 그림 7에서 보여준다. 그림 6은 커패시터 전류의 궤환을 하지 않았을 경우의 시뮬레이션 파형을 그림 7은 커패시터 전류의 궤환을 하여 궤환이득을 1.8로 하였을 경우 시뮬레이션 파형을 보여준다. 그림 6과 7의 파형에서 알 수 있듯이 정격 부하에서 무부하로 부하를 변경하였을 경우 커패시터 전류의 궤환을 행함으로써 시스템의 안정도가 확보됨을 알 수 있다. 따라서 커패시터 전류의 궤환을 행함으로써 차단주파수에서 발생하는 공진을 억제하고 빠른 제어 응답을 얻을 수 있었다.

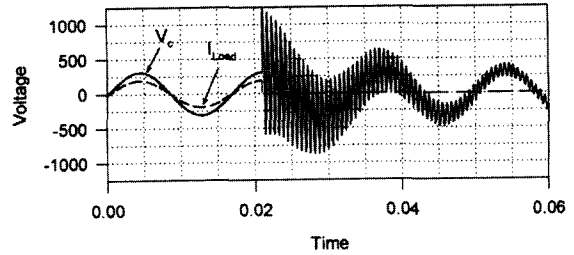


그림 6 전류궤환 없는 경우 커패시터 전압, 부하전류 시뮬레이션 파형 (부하 100% → 0%로 변동시)

Fig. 6 Simulation results of output capacitor voltage and load current waveforms without capacitor current feedback. (load changed 100% → 0%)

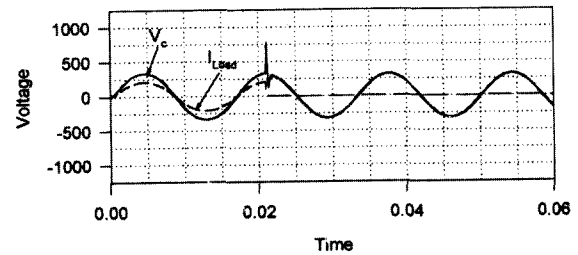


그림 7 전류궤환 있는 경우 커패시터 전압, 부하전류 시뮬레이션 파형 (부하 100% → 0%로 변동시)

Fig. 7 Simulation results of output capacitor voltage and load current waveforms with capacitor current feedback. (load changed 100% → 0%)

#### 4.2 고이득 전달함수(HGTF)를 이용한 순시전압제어

삼상 교류 출력을 얻기 위한 제어방식으로는 3상-2상 변환을 통해 직류량을 가지고 제어하는 방법과 직접 교류량을 가지고 제어하는 방식으로 나눌 수 있다. 3상-2상 변환에 의한 제어는 정상상태 오차를 0으로 할 수 있는 장점을 가진 반면 단독으로 출력의 offset 전압을 보상할 수 없는 단점이 있다. 직접 교류량을 가지고 제어하는 방식은 응답성이 좋고 구현이 간단한 반면 정상 상태 오차를 0으로 만들 수 없는 문제점이 있다. 따라서 본 연구에서는 직접 교류량을 가지고 PI 제어하는 방식을 수정하여 정상상태 오차를 0으로 가져갈 수 있는 새로운 제어방식을 연구하였다.

$v_c^* = V_{em} \sin \omega t$ 와 같은 기준신호를 직접 PI 제어하는 경우에 기준 신호의 극점과 동일한 극점을 제어기 내부에 삽입하여 기준신호와 동일한 주파수의 신호만 고이득을 갖도록 함으로써 정상상태 편차를 0으로 가져갈 수 있게 된다. 따라서 고이득 전달함수를 식 (11)과 같이 기준전압과 동일한 극점을 가지고 있는  $\cos \omega t$ 에 대한 라플라스 변환을 이용하고 이에 높은 이득을 곱하여 적용하였다.

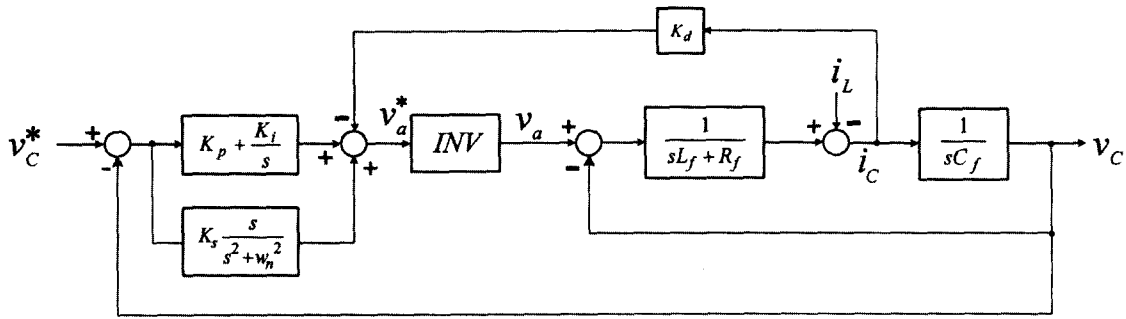


그림 8 HGTF를 포함한 PI 제어기의 시스템 블록도  
Fig. 8 System block diagram with PI controller and HGTF

$$K_s \frac{s}{s^2 + w_n^2} \tag{11}$$

따라서 고이득 전달함수를 포함한 PI 제어기는 PI 제어기 고유의 높은 응답성과, 고이득 전달함수가 가지는 정상 상태 편차를 0으로 하는 효과를 모두 얻을 수 있다.

그림 8은 고이득 전달함수를 포함한 PI 제어기의 순시전압 제어 블록도를 보여주고 있다. 이에 대해 전달함수를 식 (12)에서 보여준다.

$$\frac{V_c(s)}{V_c^*(s)} = \frac{K_p(s^3 + w_n^2s) + K_i(s^2 + w_n^2) + s^2}{LC(s^5 + w_n^2s^3) + C(R + K_d)(s^4 + w_n^2s^2) + K_p(s^3 + w_n^2s) + k_i(s^2 + w_n^2) + s^3 + w_n^2s + s^2} \tag{12}$$

여기서  $s = j\omega_n$ 을 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{V_c(j\omega_n)}{V_c^*(j\omega_n)} = \frac{-\omega_n^2}{-\omega_n^2} = 1 \tag{13}$$

### 5. 시뮬레이션

표 1에서는 시뮬레이션에 사용된 시스템 계수들을 보여주고 있다. 필터 인덕터의 내부 등가저항은 0.05(Ω)을 사용하였고 일정 샘플링 기법을 사용하여 PWM을 만들었다.

계산시의 시간지연이나 데드타임에 따른 영향은 고려하지 않았고 샘플링 타임은 250(μs)이고 스위칭 주파수는 4(kHz)를 사용하였다.

그림 9(a)는 고이득 전달함수 없이 PI 제어만 사용하였을

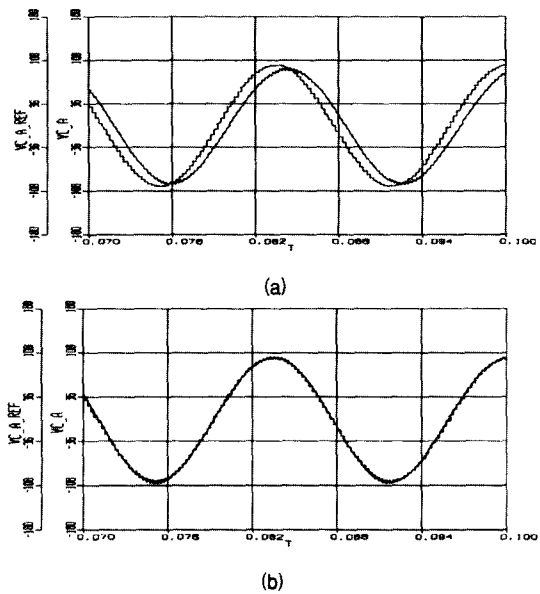


그림 9 기준전압과 출력 커패시터 전압 시뮬레이션 파형 (a) HGTF가 없을 경우 (b) HGTF 첨가시  
Fig. 9 Simulation results of reference voltage and output capacitor voltage waveforms (a) without HGTF (b) with HGTF

경우의 기준전압과 출력 전압 파형을 보여주고 그림 9(b)는 고이득 전달함수를 첨가한 경우의 기준전압과 출력전압의 파형을 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 고이득 전달함수가 없는 경우에는 위상과 크기에 정상상태 오차가 존재하나 고이득 전달함수를 사용함으로써 위상과 크기에 대한 정상상태 오차가 보정됨을 알 수 있다.

그림 10(a)와 (b)는 부하 투입시와 차단시의 기준전압과 출력 전압과 그리고 부하 전류의 파형을 표시한 것이다. 갑작스런 부하 변동의 과도상태에 대해 PI 제어기의 높은 추종 특성에 의해 약 2(ms) 이내에 안정화되는 것을 볼 수 있다. 그

표 1 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터  
Table 1 System parameter for simulation

Input	Rated voltage	300 [V]
	Voltage	180 - 360 [V]
Inverter	Switching frequency	4 [kHz]
LC Filter	Inductance	190 [uH]
	Capacitance	150 [uF]
	Cut-off frequency	942 [Hz]
Output	Voltage	110 [V]
	Frequency	60 [Hz]

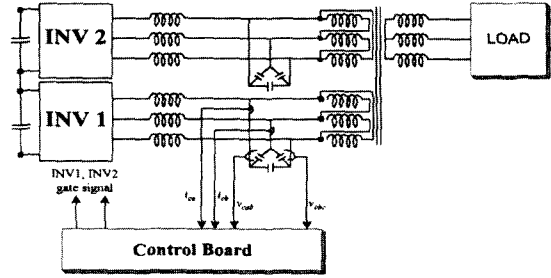


그림 11 실험에 사용된 시스템 구성도  
Fig. 11 System configuration used experiment

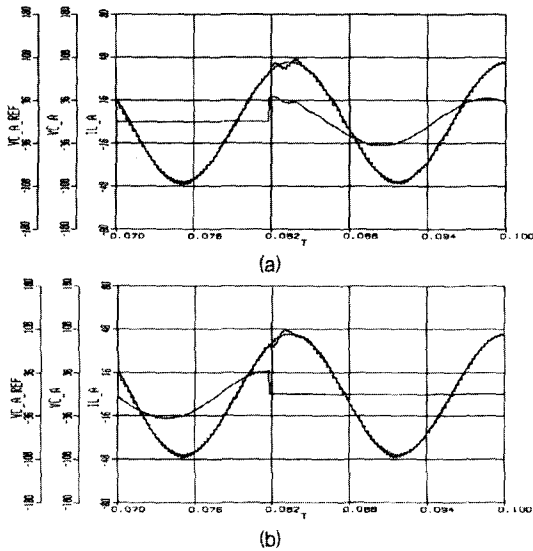


그림 10 부하 변동시 기준전압과 출력 커패시터 전압과 그리고 부하 전류 시뮬레이션 파형 (a) 부하 투입시 (b) 부하 차단시  
Fig. 10 Simulation results of reference voltage, output capacitor voltage, and load current waveforms (a) in case of load connection (b) in case of load disconnection

리고 또한 과도상태가 지나고 정상상태에서는 고이득 전달함수에 의해 기준 전압과 출력 전압의 정상상태 오차가 0이 됨을 알 수 있다.

### 6. 시스템 구성 및 실험 결과

#### 6. 1 시스템 구성

그림 11은 실험에 사용된 시스템의 구성도를 보여주고 있다. 시스템은 TMS 320c31로 구성된 1대의 DSP 제어보드와 IGBT로 이루어진 INV1과 INV2와 같은 파라미터로 이루어

진 출력 LC필터 2개, 그리고  $\Delta\Delta$ -Y로 이루어진 출력 변압기 1대로 구성되어 있다. 제어는 INV1에서의 a, b상의 커패시터 선간 전압을 측정하여 내부 S/W에 의해 상전압으로 변환하고 커패시터 상전류를 측정하여 제어가 이루어지고 있다. 이러한 모든 제어는 S/W에 의해 처리하였다.

인버터의 DC 전압은 3상 브리지 다이오드 모듈을 통하여 얻고 리플을 줄이기 위해서 400[V], 3300[ $\mu$ F]의 커패시터를 직·병렬로 사용하였으며 인버터는 2대를 직렬로 연결하였고 1200[V], 75[A] 정격의 IGBT를 사용하였다. 50[A], 0.2[mH]의 인덕터와 400[V], 200[ $\mu$ F]의 커패시터가 각각의 인버터 출력 필터로 연결되어 있으며  $\Delta\Delta$ -Y로 구성된 변압기의 1차측에 연결되어 있다.

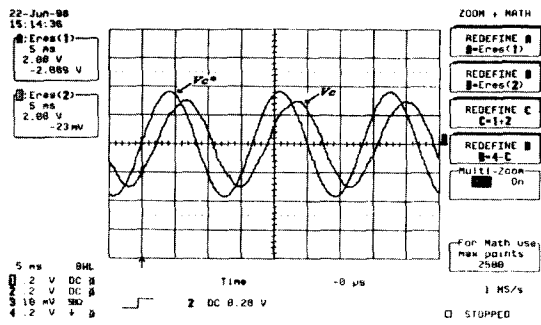
#### 6. 2 실험 결과

표 2는 실험에 사용된 시스템 파라미터들을 보여주고 있다. 전압과 용량을 제외한 모든 파라미터들은 실제 철도 차량에 적용될 시스템의 파라미터를 적용하였다.

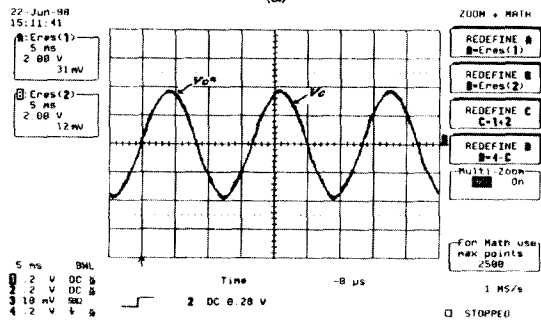
그림 12 (a)는 고이득 전달함수를 제거하고 PI 제어기만으로 제어를 행한 경우 기준입력전압과 출력전압 파형을 보여주고 있다.

표 2 실험에 사용된 시스템 파라미터  
Table 2 System parameter for experiment

Input	Rated voltage	300 [V]
	Voltage	180 - 360 [V]
Inverter	Switching frequency	4 [kHz]
LC Filter	Inductance	190 [uH]
	Capacitance	150 [uF]
	Cut-off frequency	942 [Hz]
Output	Voltage	110 [V]
	Frequency	60 [Hz]



(a)



(b)

그림 12 기준전압과 출력 커패시터 전압 실험 파형 (a) HGTF가 없을 경우 (b) HGTF 첨가시

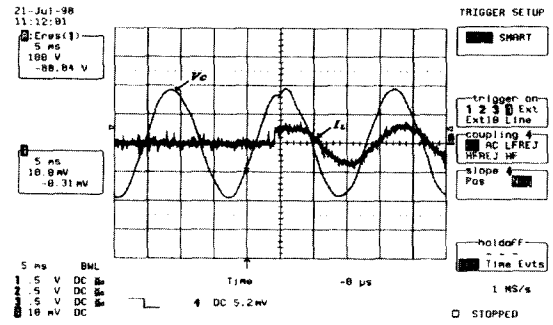
Fig. 12 Experimental results of reference voltage and output capacitor voltage waveforms (a) without HGTF (b) with HGTF

시뮬레이션에서 보여준 것과 같이 기준 입력과 출력전압 파형 사이에 크기와 위상의 편차가 존재함을 알 수 있다. 그림 12(b)는 고이득 전달함수를 첨가한 PI 제어기 사용시의 파형을 보여준다. 고이득 전달함수를 첨가하였을 경우에도 시뮬레이션과 마찬가지로 실제 파형에서도 정상상태 편차가 0이 됨을 확인할 수 있었다.

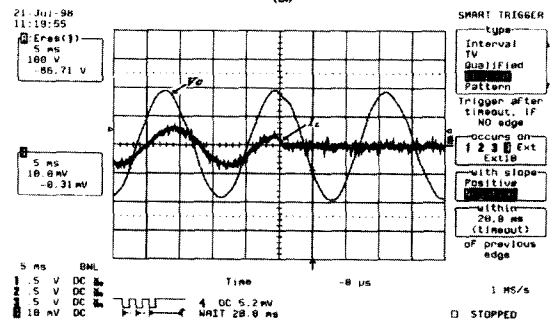
그림 13은 고이득 전달함수와 PI 제어기에서의 부하변동에 따른 파형을 보여주고 있다. (a) 파형은 부하를 투입시의 파형을 보여주고 (b)의 파형은 부하차단시의 파형을 보여준다. 두 파형 모두 시뮬레이션과 비교하여 거의 비슷한 과도 상태 응답을 가짐을 알 수 있다. 과도 상태의 응답은 PI 제어기에 의하여 결정이 되고 과도 상태가 지나면 고이득 전달함수에 의해 기준 전압과 출력 전압의 파형이 일치함을 알 수 있다.

### 7. 결론

DC 가선 전압에 대하여 3상 인버터 2대를 직렬로 연결



(a)



(b)

그림 13 부하 변동시 기준전압, 출력 커패시터 전압, 그리고 부하전류 실험 파형 (a) 부하투입시 (b) 부하 차단시

Fig. 13 Experimental results of reference voltage, output capacitor voltage and load current waveforms (a) in case of load connection (b) in case of load disconnection

함으로써 인버터 소자의 전압 내량을 저감하고  $\Delta V$ -Y로 구성된 변압기를 이용하여 인버터 출력을 병렬운전 시킴으로써 인버터 용량을 감소시키는 형태로 구성된 철도차량용 보조전원장치에 대하여 새로운 순시전압제어 방식을 제안하였다.

빠른 제어응답 요구시 LC 필터의 적은 제동비에 의해 차단 주파수에서 발생하는 진동이 시스템의 안정도를 저해하는 문제에 대해 커패시터 전류를 궤환 시킴으로써 제동비를 증가시킬 수 있었고 안정도를 확보할 수 있었다. 그리고 고이득 전달함수와 PI 제어를 혼합하여 교류량을 가지고 PI 제어하는 방식에서 발생된 정상상태 편차를 제거할 수 있었으며 전 부하의 투입과 차단 시의 심한 부하 변동에 대해 빠른 제어응답을 얻을 수 있었다.

이를 바탕으로 제어기를 설계하고 시뮬레이션을 하였으며 시작품을 제작하여 부하변동에 대한 시스템의 동적 응답특성을 구함으로써 제안된 제어기의 타당성과 우수성을 입증하였다.

참고문헌

- [1] S. Mine, Y. Yonehata, M. Shigenobu and M. Yano, "The Auxiliary Power Supply for Rolling Stock", in *Conf. Rec. IPEC-Tokyo*, pp. 1309~1320, 1983.
- [2] H. Matsuo, K. Iida, F. Kurokawa, M. Asano, T. Koga, and T. Kishimoto, "An Improved 210kVA Auxiliary Power Supply System of the Electric Railway Rolling Stock by using a New Two Phase Buck-Boost Type DC-DC Converter", in *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 709~713, 1994.
- [3] T.W. Heo, D.W. Shin, G.H. Kim, H.J. Jin and J.I. Woo, "A Study on Source Current Control of Voltage Source PWM Converter based on Lossless Resonator", *KIEE '97 Annual Summer Conference*, pp. 2040~2042, 1997.
- [4] Y. Sato and T. Kataoka, "A Current-type PWM Rectifier with Active damping function", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 11, pp. 533~541, 1996.
- [5] S. Inarida, K. Nakamura, and Y. Iwaji, "Study on Instantaneous Voltage Control Method for Auxiliary Power Supply Systems Used in Rolling Stocks", *Trans. IEE Japan*, vol. 116-D, no. 11, pp. 1132~1139, 1996.
- [6] J. S. Kim, et al., "Instantaneous Voltage Control of Auxiliary Power Supply for Railway Application Using H.G.C and State Feedback", in *Conf. Rec. ICEE '98*, Vol. 2, pp. 538~541, 1998.

〈저 자 소 개〉



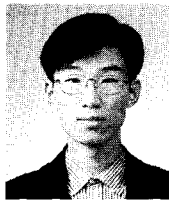
**김재식(金載植)**

1965년 3월 20일생. 1991년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 졸업(석사). 1993년~1997년 포스콘 기술연구소 근무. 1996년~현재 동 대학원 박사과정.



**최재호(崔載昊)**

1965년 9월 27일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 졸업(석사). 1989년 동 대학원 졸업(박사). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사. 1983년~1999년 현재 충북대학교 공과대학 전기전자공학부 교수. 1993년~1994년, 1997년~1998년 University of Toronto(Visiting Professor). 당 학회 편집이사.



**임성수(林成修)**

1974년 10월 30일생. 1997년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 졸업(석사). 1999년~현재 우진산전 기술연구소 근무.



**이은규(李恩圭)**

1965년 6월 26일생. 1991년 아주대 전자공학과 졸업. 1990년 동 대학원 졸업(석사). 1997년~현재 충북대 대학원 박사과정. 1992년~1995년 대우중공업 근무. 1995년~현재 우진산전 기술연구소 근무.