

전동차용 전원장치의 출력전압 제어 안정성 향상

(Stability Improvement of Output Voltage Control on the Power Supply for Railways)

서 광 덕*

(Kwang-Duk Seo)

요 약

본 논문은 전동차용 전원장치의 출력전압 제어 안정성을 향상시키기 위한 연구이다. 입력전압 변동 및 부하 변동 등 과도상태시 출력 정전압 제어를 수행할 경우, L-C 필터부에서 공진이 발생함으로써 출력전압이 흔들리고 시스템이 불안해진다. 본 논문에서, 출력전압제어의 안정성을 확보하기 위해 주필터부에 공진을 억제하는 댐핑 회로를 새롭게 제안하고, 이에 적합한 제어방법을 소개한다. 제안한 댐핑회로는 R-L로서 소형이고 간단히 구성된다. 제어기에는 과도상태분의 제환제어와 대역저지필터를 적용한다. 또한 전력회로는 3레벨 PWM방식을 적용하였다. 이로서 과도상태에서 출력전압의 흔들림없이 변동폭을 10[%]이하로 제어할 수 있었으며, 정상상태의 출력전압 왜형율도 3[%]이하로 감소시켰다.

Abstract

This paper describes on the stability improvement of output voltage control on the power supply for railway. On the transient states such as input voltage sudden change, the input and output voltage become unstable by L-C resonance occurred due to constant output voltage control. In this paper, the new damping circuit for system stability is proposed, and control method using band attenuated filter and feed-forward terms is introduced. The proposed damping circuit is composed with small size R-L. Also, the 3 level PWM method is adopted to decrease distortion of output voltage. The output voltage is controlled with variation under 10% without oscillation at transient states and have total harmonic distortion under 3%.

Key word : Damping circuit, Band attenuated filter, Total harmonic distortion, Railway

1. 서 론

최근 철도차량 특히 전철에 대한 대중교통 수단으로서의 수요가 증가함에 따라, 승객에 대한 편의와 승차감 향상을 위해 다양한 서비스 장치들을 개조 및 신설하고 있다. 그런데 최근 사용되는 냉방장치와 형광등을 비롯한 서비스 장치들은 에너지 절감과 출력

특성 향상을 위해 각종 전자장치를 내부에 사용하고 있다. 따라서 보다 우수하며 안정된 입력전원을 필요하게 된다.

기존의 전원장치에서는 출력전압에 고조파가 많이 포함되어 있으며, 변동이 빈번하게 발생한다. 지상 전선설비측의 임피던스는 다이오드 정류기와 장거리 송전으로 인해 높아서 가선전압은 부하변화에 대해 변동이 심하기 때문이다. 이러한 가선전압 변화는 전원장치의 입력측 L-C 필터부에 공진을 유발하게 되고,

* 정회원 : 현대중공업(주) 기전연구소 책임연구원
접수일자 : 1999년 9월 16일

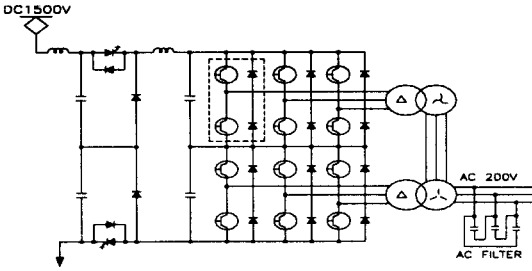


그림 1. 기존의 전원장치 전력회로 구성
Fig. 1. Circuit diagram of conventional system

출력전압의 흔들림을 발생하게 된다. 불안정한 전원전압은 형광등의 깜박거림 현상(flicker)과 전자장치의 오동작을 일으키게 된다. 따라서 본 논문에서는 철도차량용 전원장치에서 출력전압 제어의 안정성을 확보할 수 있는 방법을 제시한다. 입력전압 급변동 과도상태에 대해 입력측의 공진을 억제하는 간단하면서도 우수한 새로운 댐핑회로를 제안하고, 성능향상을 위한 제어방법을 소개한다.

2. 기존 전원장치의 특성

2.1 기존 전원장치의 전력회로 구성

기존의 전원장치는 초퍼와 인버터의 조합으로 구성되어 있다. 그림 1은 전력회로 구성을 보인 것이다. 인버터는 트랜지스터를 스위칭소자로 사용하며 6스텝으로 제어한다. 30°의 위상차를 갖는 두개의 인버터를 직렬로 구성하고 출력은 Δ -Y, Δ -zigzag 변압기를 사용하여 조합한다. 입력부는 전압을 강하하기 위한 강압형 이상 초퍼(double chopper)를 가진다. 입력측에는 선로의 통신신호 장애 발생을 방지하기 위한 필터가 구성되며, 이는 초퍼에 의해 발생된 고조파가 입력측으로 전달되는 것을 방지한다. 이때 초퍼의 스위칭 주파수는 360[Hz] 정도로 낮기 때문에 필터 L은 19[mH] 정도, C는 6000[μ F]로 매우 크게 설계된다.

기존의 방식은 출력 전압의 왜형율이 12% 정도로 높을 뿐만 아니라, 다단의 큰 L-C 필터를 가짐으로써 입력전압변화 및 부하변화가 같은 과도상태시 출력전압 제어성능을 확보하기가 어렵다. 응답시정수가 큰 시스템의 특성상 민감한 제어기 설계는 오히려 시스템의 공진과 출력전압의 흔들림을 유발하게 되기 때문이다.

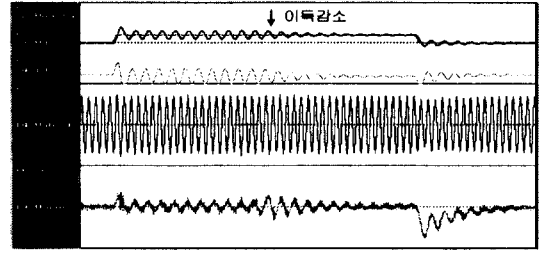


그림 2. 제어이득변화에 따른 출력제어 특성
Fig. 2. Output control characteristic for control gain

2.2 과도상태시 출력전압 제어성능확보의 한계

전원측 임피던스가 높으며 다단의 L-C필터로 구성된 시스템에서, 입력전압이 급변한 경우 출력전압을 일정히 제어하기는 매우 어렵다. 출력전압을 이상적으로 제어할 경우 필터부의 총·방전전류가 L-C 공진을 일으켜서 시스템이 불안정해지기 때문이다. 따라서 높은 전원 임피던스를 갖는 철도차량용 전원장치에서는 출력전압 제어를 총·방전전류의 소비 방안을 검토하여야 한다. 그런데 전원임피던스가 높기 때문에 입력측 공진전류의 방전루프는 출력측 뿐이다. 따라서 입력전압이 변화할 때 시스템 제어이득을 낮추어 출력전압도 같이 변화시켜 부하로 공진전류를 소비시켜야 한다. 그러나 과도한 출력전압의 변동은 타 장치에 악 영향을 미칠 우려가 있다.

그림 2는 제어이득의 설정이 입력측 공진에 미치는 영향을 확인하기 위한 시뮬레이션 결과이다. 입력전압이 1500[V]→1800[V]로 300[V] 급변시 제어이득의 변화에 따른 시스템의 동작 특성을 보여 주고 있다. 제어기는 PI제어에 입력전압 변화분을 케환하여 사용한다.

초기에 출력제어 이득을 전압변동폭이 요구조건인 $\pm 20\%$ 내를 만족하도록 설정한 후 전압을 급상승시켰다. 이때 순간적인 출력전압은 변화폭이 10% 정도로 우수하게 제어된다. 그러나 입력 필터부에 공진이 지속되고, 출력전압도 불안정해진다. 이는 충전전류가 소비되지 못하고, 시스템의 응답시정수에 비해 설정된 이득이 크기 때문이다. 공진이 지속되고 있을 때, PI 제어이득을 1/10로 줄이고 입력전압 변화분 제어를 제거하였다. 그 결과, 공진이 제거되고 시스템이 안정해 짐을 확인할 수 있다. 그러나 입력전압이 급감소한 경우에 출력전압은 변화폭이 20%이상으로 매우 크다.

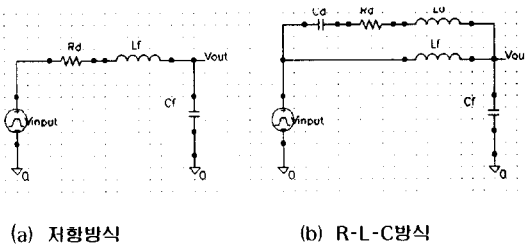


그림 3. 기존의 공진억제 댐핑회로
Fig. 3. Conventional damping circuit

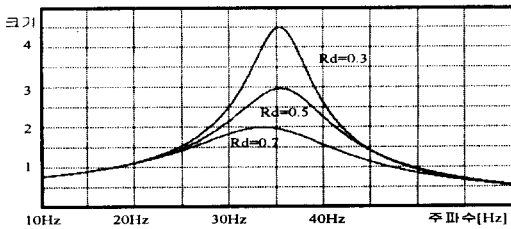


그림 4. 저항을 이용한 댐핑회로의 주파수 전달특성
Fig. 4. Transfer characteristics for frequency on damping method using resistor

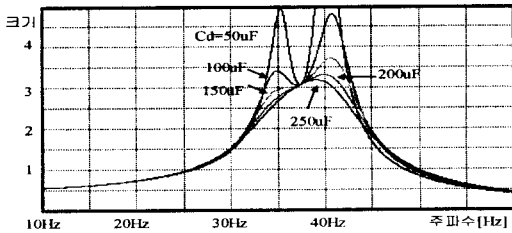


그림 5. R-L-C 댐핑회로의 주파수전달 특성
Fig. 5. Transfer characteristic for frequency on damping circuit using R-L-C

결과적으로 그림에서 보인 것처럼 단순제어만으로는 시스템의 성능과 안정성을 확보하기가 매우 어렵다. 특히 필터가 크고 다단으로 구성된 기존의 장치에서는 더욱 어렵다. 그러므로 출력의 변동폭을 줄이고 공진지속을 방지하기 위해서는 입력 필터부의 충·방전 전류를 소비할 수 있는 별도의 회로가 반드시 필요하게 되었다.

2.3 기존의 공진억제용 댐핑회로

기존의 댐핑회로는 그림 3에 보인 것처럼 두가지 방식으로 적용되고 있다. 아날로그 제어를 사용하던

90년대 초까지는 0.4~0.7[Ω] 정도의 저항 Rd를 Lf-Cf 필터 전단에 삽입하였다. 이것은 시스템 동작을 안정되게는 하지만 시스템의 크기를 증대시키고 효율을 감소(190[kVA]기준 약 3.5[%])시킴에 따라 최근에는 사용을 제한하고 있다. 식 (1)은 입출력 전달 함수이며, 그림 4는 주파수 전달 특성을 보인 것이다. 식(1)에 보인 것처럼 Rd가 증가할수록 댐핑계수는 증가되며, 그림4의 전달특성에서도 댐핑효과와 증가를 확인할 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{R_d}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

$$\text{여기서 } \omega_n^2 = \frac{1}{L_f C_f}, \quad \zeta = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{L_f + L_d}{L_d L_f C_f} s^2 + \frac{R_d}{L_d L_f C_f} s + \frac{1}{L_d C_d L_f C_f}}{s^4 + \frac{R_d}{L_d} s^3 + (\frac{1}{L_d C_d} + \frac{L_f + L_d}{L_d L_f C_f}) s + \frac{1}{L_d C_d L_f C_f}} \quad (2)$$

95년 이후에는 R-L-C로써 대역통과필터 방식으로 구성된 새로운 댐핑회로가 개발되었다. 이것은 Ld과 Cd의 변수값을 주회로 Lf-Cf 필터의 공진주파수로 설계하며 정상상태에서는 고임피던스로 전력소비가 없고, 공진시에는 저임피던스로 저항에 의해 공진전류를 소비시킨다.

식(2)는 전달함수를 나타낸 것이다. 4차 함수를 가지며, 댐핑회로 용량에 따라 극점이 변화된다. 그림 5는 주파수 전달특성을 보인 것으로 회로상수값의 변화에 따른 전달함수의 특성을 잘 보여주고 있다. 일정한 댐핑효과를 가지기 위해선 큰 용량의 교류 콘덴서가 필요하다. Cd의 용량이 작을 경우에는 2개의 공진 주파수가 발생된다. 이 방법은 큰 용량의 구성에 비해 댐핑효과가 상대적으로 적어 오버슈트량이 크고, 정착 시간이 길다. 그림 4와 그림 5의 주파수 특성 해석시 사용된 주 필터인 Lf, Cf의 값은 차후 제안할 방식과의 특성비교를 위해 8[mH]와 3000[μF]를 이용하였다. R-L-C방식의 특성에서 Rd는 10[Ω]을 기준한다. Ld는 1/ω_n²C_d에 의해 구해지며, ω_n은 1/√L_fC_f 이

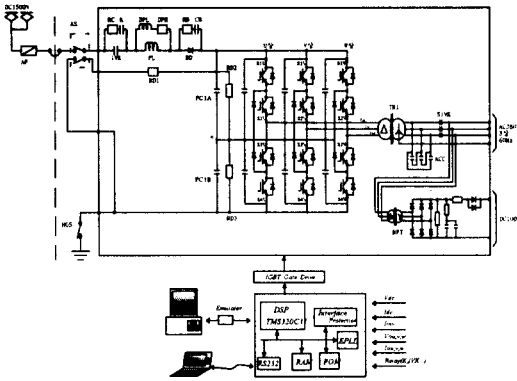


그림 6. 3레벨 IGBT형 전원장치의 구성
Fig. 6. Circuit diagram of 3level IGBT type power supply

다. Cd가 100[μF]인 경우 Ld는 250[mH]가 된다. Cd가 증가할수록 댐핑계수가 증가하며, Cd가 작아지면 2개의 공진점이 나타나 시스템의 제어를 어렵게 한다.

3. 새로운 전원장치의 구성

3.1 전력회로 구성

과도상태 제어특성 개선은 물론 정상상태의 출력 제어 특성을 향상하기 위해 전원장치를 새롭게 구성하였다. 그림 6은 새롭게 구성한 전원장치의 전력회로도를 보인 것이다. 이는 190[kVA]급으로 1700[V]/600[A]의 대용량 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)를 주 스위칭 소자로 사용하여 입력전압을 교류로 직접 제어하는 방식을 채택하였다. 이로써 시스템의 필터차수를 줄였다. 입력측의 주필터도 Lf는 8[mH], Cf는 3000[μF]으로 감소시켰다. 이것은 전원장치에서 발생된 전류 고조파의 차수가 높아서 동일한 통신장에 제한 고조파를 차단하기 위한 필터는 작아도 되기 때문이다.

인버터 방식은 1000[V]~1900[V]의 넓은 입력전압 범위에 대해 낮은 왜형율의 균일한 출력성능을 갖기 위해 3레벨 PWM 방식을 적용하였다. 입력부의 주 L-C필터에 병렬로 공진억제를 위한 새로운 댐핑회로를 부과하였다. 제어부는 32bit DSP인 TMS320C31를 사용하였다.

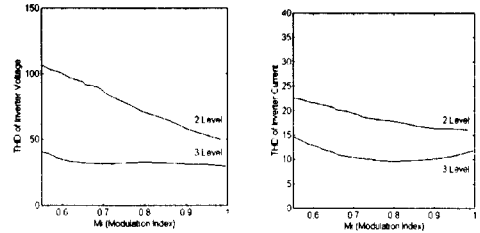


그림 7. 3레벨과 2레벨PWM방식의 출력전압, 전류에 대한 고조파 함유율 [%] 비교
Fig. 7. Comparison of THD for 2level and 3level PWM method

3.2 3레벨 PWM 방식의 특징 [3] [4]

3레벨 PWM 방식은 2레벨 방식에 비해 넓은 입력전압 범위에 대해 고조파 분포가 균일하며 절대 크기도 작다. 그림 3은 2레벨 방식과 3레벨 방식의 전압과 출력전류에 대한 고조파 함유율을 비교한 것이다. 이때 변조지수 M_i 는 식 (3)에, 전압 및 전류의 고조파에 대한 THD는 식 (4)로 나타낸다. 변조지수는 DC1000[V]일 경우가 약 0.95이며 DC1800[V]일 경우는 약 0.55이다.

$$M_i = V^* / (V_{dc} / 2) \tag{3}$$

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} / I_1 \tag{4}$$

여기서 V^* 는 인버터 상전압의 최대치이고, I_n 는 인버터의 출력 전류의 실효치이다.

표 1은 3레벨 인버터에서 제어할 수 있는 3가지 경우의 상전압 레벨에 대한 스위칭 상태를 표시한다. 상전압을 $+V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$ 의 2가지 전압만 제어할 수 있는 2레벨에 비해, 3레벨은 중간전압인 0도 출력 가능하기 때문에 출력전압의 고조파를 줄일 수 있다. 2

표 1. 상전압 레벨에 대한 스위칭 상태
Table 1. Switching table for 3 voltage level

스위칭 IGBT	U 상	V 상	W 상
S1 (U,V,W)	ON	OFF	OFF
S2 (U,V,W)	ON	ON	OFF
S3 (U,V,W)	OFF	ON	ON
S4 (U,V,W)	OFF	OFF	ON
출력 상전압	$+V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$

레벨의 경우 입력전압이 증가함에 따라 인버터 출력 전압의 THD는 증가하며, 1900[V]근처에서는 스위칭 주파수 성분이 기본과 크기보다 커지게 된다. 과도한 스위칭 전압의 크기는 소음발생과 수명저하의 원인이 된다.

그림 5에서 보인 것처럼 3레벨 방식의 적용으로 전 원장치는 DC1000[V]~1900[V]의 광범위한 입력전압에 대해서도 균일한 우수한 출력전압 특성을 가질 수 있으며, 필터 크기를 줄일 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 필터의 감소는 빠른 입·출력 제어가 가능하게 한다.

4. 출력전압 제어 안정성 향상 방법

앞에서 서술한 바와 같이 철도차량용 전원장치에서 과도상태에 대한 출력제어의 안정성을 확보하기 위해 선 제어기법의 향상과 더불어 댐핑회로가 반드시 필요하다. 따라서 본 논문에서는 제어기법의 보상과 더불어 안정된 공진억제 특성을 가지는 새로운 댐핑회로를 제시한다.

4.1 새로운 공진억제용 댐핑회로

기존의 댐핑회로는 효율을 감소시키거나, 작은 댐핑계수의 확보를 위해 대용량의 교류 콘덴서가 필요하여 적용에 제약이 있다. 본 논문에서는 효율 감소가 없으며 댐핑효과가 우수한 새로운 방식을 제안한다. 이는 R-L로 간단히 구성되며, 소용량으로 구성된다. 그림 8에 제안한 댐핑회로의 구성을 보이며, 식 (5)는 입·출력의 전달함수를 보인 것이다. 식(5)는 식(2)와는 달리 식 (6)과 같이 2차 함수로 차수 감소가 되어, 저항을 이용한 방법과 같이 특성 설계가 용이하다.

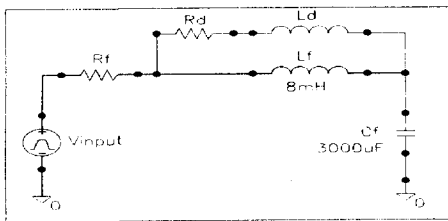


그림 8. 제안된 R-L 댐핑회로의 구성
Fig. 8. Construction of proposed R-L damping circuit

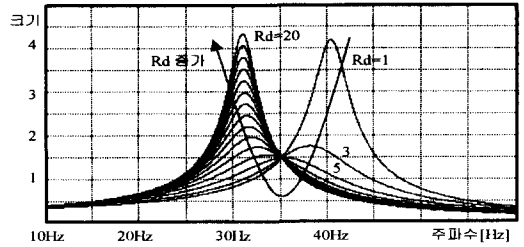


그림 9. Rd 변화시 주파수 전달특성(Ld=20mH)
Fig. 9. Transfer characteristic at variable Rd

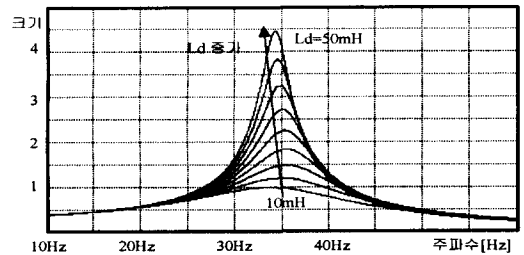


그림 10. Ld 변화시 주파수 전달특성 (Rd=5Ω)
Fig. 10. Transfer characteristic at variable Ld

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{L_f + L_d}{L_d L_f C_f} s + \frac{R_d}{L_d L_f C_f}}{s^3 + \frac{R_d}{L_d} s^2 + \frac{L_f + L_d}{L_d L_f C_f} s + \frac{R_d}{L_d L_f C_f}} \quad (5)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{L_f + L_d}{L_d L_f C_f} (s + a)}{(s + a)(s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2)} \quad (6)$$

여기서 식(5)와 식(6)으로부터,

$$a = \frac{R_d}{L_f + L_d}, \quad \omega_n^2 = \frac{L_f + L_d}{L_d L_f C_f} \text{이며,}$$

댐핑계수 $\zeta = (\frac{R_d}{L_d} - a) \frac{1}{2\omega_n}$ 이다. 댐핑회로의 상수 값은 특성 설계후, 요구되는 ω_n, ζ 에 대해 계산된다.

본 논문에서는 댐핑회로 설계기준 설정에 기존에 응용되어 성능이 입증된 저항을 이용한 방식의 특성을 이용한다. 최대 오버슈트(over-shoot)량 Mp은 55[%], 5[%]내의 정착시간(settling time)을 65[ms]로 한다. 오버슈트와 댐핑계수의 관계 식(7)과, 정착시간과 고유진동수의 관계식 (8)에 의해 댐핑계수는 약 0.19, 고유진동수는 약 250[rad/s]가 된다.

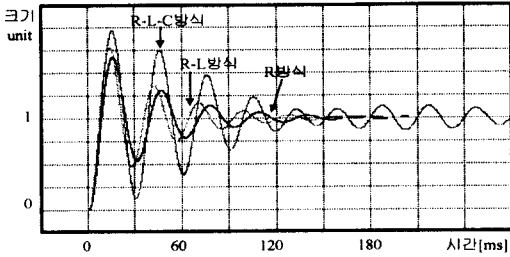


그림 11. 각 방식별 스텝 시간 응답특성 비교
Fig. 11. Step time response characteristic comparison for 3 kinds damping method

$$M_p = e^{-\zeta \sqrt{1-\zeta^2} \pi} \quad (7)$$

$$t_s = \frac{-\ln 0.05}{\zeta \omega_n} \quad (8)$$

위의 설계된 값과 식(5)와 식(6)의 관계로부터 설계 기준을 만족하는 댐핑회로의 상수는 L_d 는 약 16[mH], R_d 는 약 5[Ω]이 된다. 이때 사용된 L_f 는 8[mH]이며, C_f 는 3000[μF]이다.

설계되어진 댐핑회로는 용량이 매우 작으며, 소형으로 우수한 공진억제 작용을 가진다. 그림 7과 8은 상수값 변화에 대한 제안된 댐핑회로의 주파수 전달 특성을 보인 것이다. 저항의 증감에 대해서는 최대 댐핑 동작점이 존재하며, L에 대해서는 감소함으로써 효과가 증대한다. 그러나 L의 지나친 감소는 댐핑회로의 유입되는 전류가 많아져 저항의 용량 증대를 필요하게 한다.

그림 11은 기존 방식과 제안된 방식에 대해 스텝 응답특성을 보인 것이다. R-L-C 방식은 댐핑효과가

타 장치에 비해 부족하며, 2개의 공진점 발생으로 인해 저주파수의 공진이 부수적으로 발생됨을 볼 수 있다. 반면에 제안된 R-L방식은 설계기준처럼 우수한 댐핑효과를 보인다. 따라서 제안된 댐핑회로는 입력전압 급변등의 과도상태에 대해서도 출력전압 제어성을 향상시키고 시스템의 동작을 안정되게 할 것이다. 특성 비교에 사용된 주 필터는 L_f 는 8[mH], C_f 는 3000[μF]이다. 각 방식에 대한 상수 값은, R방식에서 0.4[Ω], R-L-C 방식에서는 10[Ω], 100[μF], 250[mH]이며, R-L방식에서는 5[Ω], 16[mH]이다.

4.2 제어회로의 구성

제안된 댐핑회로로 인해 과도상태의 출력제어성의 한계는 제거된다. 따라서 전원장치의 출력제어에 일반적으로 속응제어를 위해 사용되는 제어기법을 적용할 수 있다. 그림 12는 제어 블록도를 보인 것이다. 제어기는 출력전압 일정제어를 위한 주제어부와 부하 변동과 입력전압변동에 대한 과도상태 특성을 향상시키기 위한 보조제어부로 구성한다.

보조제어부는 식(9)와 같이 계산된 부하전류 i_o 에 대한 필터 임피던스 강하분을 보상함으로써 부하변화에 대해 빠른 제어특성을 갖게 한다. 인버터 전류 i_{inv} 는 필터콘덴서 전류 i_c 와 부하전류 i_o 의 벡터합으로 계산한다. i_c 는 출력전압으로부터 계산된다.

$$V_{ff} = K_i \times i_{inv} = \omega L_F \times i_{inv} = \omega L_F \times (i_o + i_c)$$

$$i_c = \omega \times C_{ac} \times V_{ph} \quad (9)$$

여기서 V_{ph} 는 출력 상전압, L_{ac} 는 출력 필터리액터이다.

입력전압 변화에 대해서는 변화분을 추출하여 주제어부에 궤환하며, 변화분은 대역필터를 사용하여 구한다. 이 제어로써 입력전압 변화시의 출력전압을 일정히 제어할 수 있다. 이러한 과도상태 제어의 보상으로 우수한 출력제어 특성을 확보할 수 있다.

주제어부는 출력전압을 일정전압으로 제어하기 위한 것으로 PI제어기로 구성한다. 이때 궤환신호에 대해 대역저지필터를 이용하여 공진성분을 제거한다. 이것은 전원장치는 제어 및 시스템 지연을 가지기 때문에 수십[Hz]정도의 공진성분에 대해 시스템의 동작을 둔감하게 함으로써 시스템의 안정성을 확보하기 위한

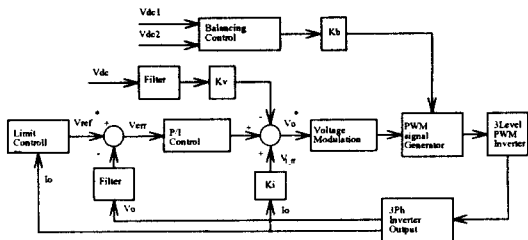


그림 12. 제어 알고리즘 블록도
Fig. 12. Block diagram of control algorithm

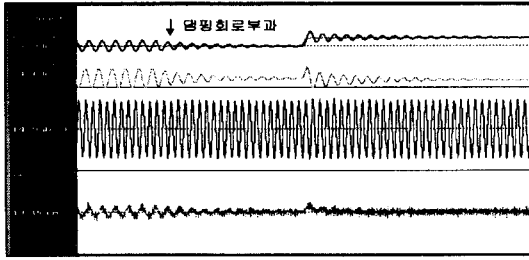
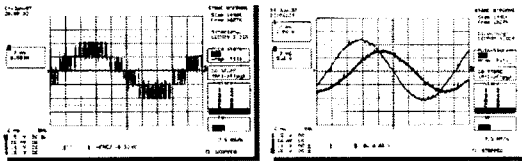


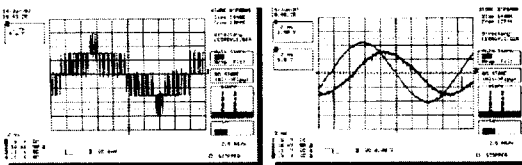
그림 13. 제시한 방법에 의한 출력제어특성
Fig. 13. Output performance with proposed method

이다. 입력전압이 급변한 순간, 설계된 정착시간까지는 공진이 존재하기 때문이다.

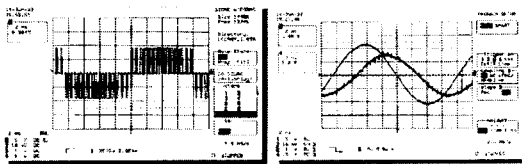
그림 13은 제시한 댐핑회로와 제어방법의 출력제어 특성을 확인하기 위한 것으로, 입력전압 급변에 대한 시뮬레이션 결과를 보인 것이다. 시뮬레이션은 초기에 댐핑회로없이 임의로 공진을 발생시킨 상태에서 시작하였다. 공진이 발생하는 중에 제안한 댐핑회로를 부



(a) DC1000V인 경우



(b) DC1500V인 경우



(c) DC1900V인 경우

그림 14. 입력전압 가변에 대한 출력특성
(인버터전압, 출력전압/전류)

Fig. 14. Waveform at DC1000, 1500, 1900V
(Inverter voltage, output Voltage/current)

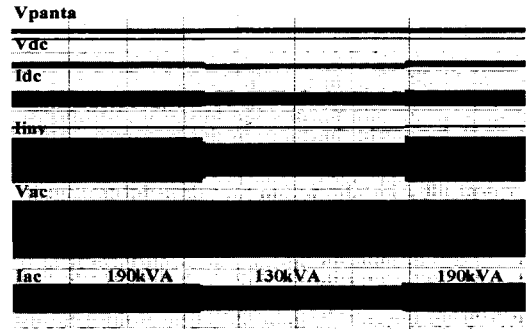


그림 15. 부하변동에 대한 출력제어특성
Fig. 15. Control performance for load sudden change

과하였다. 이때 공진은 순간적으로 억제되며, 전압이 급변한 경우에도 입력측에 공진이 발생하지 않고 출력 전압도 우수하며 안정되게 제어됨을 확인 할 수 있다.

5. 실험 결과

앞에서 제시한 방법의 성능과 효율성은 전동차용 IGBT형 전원장치를 이용한 시험을 통해 보인다. 먼저 정상상태 특성으로써, 3레벨 PWM방법을 적용함으로써 광범위한 입력전압 조건에 대해서도 균일한 고품질의 출력전압을 얻을 수 있었다. 과도상태에 대해서 제안된 댐핑회로와 제어방법으로 우수하고 안정적인 출력 제어특성을 확보할 수 있었다. 실험에 사용한 댐핑회로의 용량은 L_d 는 10[A], 16[mH]이며, R_d 는 5[Ω], 300[W]급이다.

그림 14는 정상상태시의 인버터의 출력전류, 출력전압과 부하전류를 보인 것이다. 입력전압이 1000[V]~1900[V]의 넓은 범위에 대해서도 출력전압의 왜형율은 3[%]이하로써 매우 우수하였다. 이때 설계된 출력측 필터상수는 L_{ac} 는 130[μH], C_{ac} 는 450[μF]으로 기존의 270[μH]과 600[μF]에 비해 작은 값으로 설계하였다.

그림 15와 16은 제안한 댐핑회로와 제어방법의 성능을 확인할 수 있는 과도상태시의 출력제어 특성을 보인 것이다. 그림에서 가선전압 V_{panta} 과 입력필터 전압 V_{dc} , 입력전류 I_{dc} , 인버터 출력전류 I_{inv} , 교류 출력전압 V_{ac} 과 전류 I_{ac} 에 대한 파형을 보인다. 횡축은 시간으로 1[sec/div]이다.

그림 15는 부하전류를 190[kVA]↔130[kVA]로 급변

참고 문헌

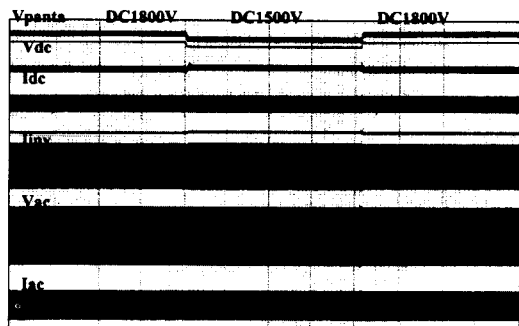


그림 16. 입력전압 변동에 대한 출력제어 시험
 Fig. 16. Control performance for input voltage sudden change

한 경우에 출력제어 특성을 보인 것이다. 30[kVA] 정도의 부하급변에 대해서도 출력전압에는 변화는 거의 없다. 이것은 식(9)에 의해 계산된 부하전류 보상제어의 적용과 출력필터 임피던스가 낮아서 필터의 전압강하 자체가 적기 때문이다.

그림 16은 입력전압을 1800[V]↔1500[V]로 급변한 경우의 출력제어 특성을 보인 것이다. 입력전압을 300[V] 급변한 경우에도 출력전압은 작은 전압변동으로 수십[ms] 이내로 빠르게 회복제어 되면서도 입력측은 전혀 공진이 발생하지 않는 안정된 동작을 보인다.

시험결과로부터 본 논문에서 제시한 댐핑회로와 제어방법은 과도상태에 대한 출력의 제어성과 안정성을 한층 향상시킴을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 입력전원의 임피던스가 높은 철도차량용 전원장치에서 출력제어의 안정성을 향상 시키기 위한 방법으로 간단한 소용량의 댐핑회로와 제어방법을 제시하였다. 성능은 실험을 통해 입증하였다. 입·출력 측의 안정된 제어성 확보로 인해 타 시스템과의 연계 동작특성을 향상시킬 수 있다. 본 방법은 구현이 간단하며, 우수한 전원 안정화 효과를 가짐으로써 신규 차량의 전원장치는 물론 기존의 전원장치에도 쉽게 적용하여 전원 품질을 향상시킬 수 있을 것이다.

(1) N. H. Kim, H. W. Lee, D. S. Kim, "Development and Recent Trends of Auxiliary Power Equipment for Rolling Stock", Proceedings of ISPE'92, pp432 ~ 437, 1992.4.
 (2) 정기찬, 이현원, 김두식, 김남해, "차량용 보조전원장치의 최신 기술 동향", 기술현대지, vol 14, No 3, pp57~62, 1994.
 (3) Hyo L. Liu, Nam S. Choi, Gyu H. Cho, "DSP Based Space Vector PWM for Three-Level Inverter with DC-Link Voltage Balancing.", Proceedings of IECON '91, vol1, pp.197~203. 1991.
 (4) B. Velaert's, P.Marthy's, E.Tatakis, "A Novel Approach to The Generation and Optimization of Three-Level PWM Wave Forms.", FESC'88, RECORD. vol.2, pp1255~1262, 1988.

◇ 저자 소개 ◇

서 광 덕 (徐光德)
 1964년 2월 22일생. 1986년 부산대학교 전기과 졸업, 1989년 서울대학원 전기공학과 졸업(석사), 1995년 서울대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년~현재, 현대중공업(주) 기전연구소 책임연구원.