

PWM 인버터 시스템에서의 전도노이즈 저감을 위한 출력필터 설계에 관한 연구

金利勳*, 朴奎炫, 元忠淵, 金榮石, 崔世琿

Output Filter Design for Conducted EMI Reduction of PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System

Lee-Hun Kim, Kyu-Hyun Park, Chung-Yuen Won, Young-Seok Kim, and Se-Wan Choi

요 약

본 논문에서는 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템의 전도노이즈 저감을 위한 출력필터 설계에 관한 연구를 수행하였다. 전도노이즈는 고전압 입력, 고용량 구동시스템, 그리고 긴 전동기 터미널 등의 경우에서 크게 문제가 된다. 고입력을 갖는 시스템에서는 높은 입력에 비례한 직류 링크 전압을 갖고 이에 따라 스위칭 시 dv/dt 가 순간 최대 CM 접지전류를 발생시킨다. 그러므로 이에 대한 대책이 필요하다. 따라서 최근 산업 현장에서 많이 사용되고 있는 PWM 인버터를 설계 제작하여 유도전동기를 구동하고 이에 따라 발생하는 전도노이즈 성분을 감쇠 시킬 수 있는 출력필터를 설계하였고 제작 및 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, filtering techniques to reduce the adverse effects of motor leads on high-frequency PWM inverter fed AC motor drives are presented. The filter was designed to keep the motor terminal from the cable surge impedance to reduce overvoltage reflections, ringing, and the dv/dt , di/dt , at the motor terminals. Specially, the output filter is used to limit the rate of the inverter output voltage and reduce common mode noise to the motor. The performance of the output filter is evaluated through simulations and experiment on PWM inverter-fed AC motor drive. An experimental PWM drive system reduction of conducted EMI was implemented on an available TMS320C31 microprocessor control board. Finally, experimental result shows inverter output filter reduces more common mode voltage than low pass filter also reduce overvoltage and ringing at the motor terminal.

Key Words : Induction Motor, PWM, EMI, CM

1. 서 론

최근 반도체 스위칭 소자의 기술 발달과 더불어 인

버터 설계 기술에 많은 발전이 이루어지고 있다.

이에 따라 현재 산업 설비에서 많이 쓰이는 전동기 구동용 인버터에서의 고속 스위칭 소자에 의한 많은 문제점이 크게 부각되고 있다.

이러한 고속 스위칭 시에 발생하는 급속한 dv/dt 에 기인하여 발생하는 전도노이즈 성분은 전동기 권선과 외함 사이에 존재하는 기생 커패시터를 통하여 누설전류를 발생시키며 이 전도노이즈 성분은 EMI(Electro magnetic Interference) 문제 및 전동기 베어링에 손상

*성균관대 대학원 메카트로닉스 공학과 박사과정

E-mail : k1307@hanmail.net

접수일자 : 2001. 8.24

1차심사요청일 : 2001. 8.27 2차심사요청일 : 2001. 9.21

심사완료일 : 2001.11. 2

을 주고 또한 심한 경우 전동기가 전연파괴 된다¹¹⁾. 특히 CM노이즈 문제는 고전압 입력, 고용량 구동시스템, 그리고 긴 전동기 터미널 등의 경우에서 크게 나타나고 있다.

고 입력을 갖는 시스템에서는 높은 입력에 비례한 직류 링크 전압을 갖고 이에 따라 높은 스위칭 dv/dt가 순간적으로 최대 전도노이즈 전류(ICM)를 발생시킨다¹²⁾.

긴 케이블에서는 순차 반사 전압파의 고주파 진동이 전동기 터미널에 나타난다. 6.5m이하의 짧은 케이블에서는 집지용량이 작으며 용량성 dv/dt 집지전류의 CM(Common Mode) 노이즈에 대한 위험도 작다¹¹⁾.

그러나 케이블 길이가 길어지면 케이블의 커패시턴스와 전도노이즈 전류도 커진다¹²⁾. 이 경우 긴 케이블에서의 순간 반사파 전압의 고주파진동이 전동기터미널에 나타나며 고정자 권선과 케이블 커패시턴스를 통해 CM노이즈 성분을 발생시킨다¹³⁾ 그러므로 이에 대한 대책이 요구되고 있다^{11,7)}

따라서 본 논문에서는 최근 산업 현장에서 많이 사용되고 있는 유도전동기를 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터로 구동할 때(모터 터미널 길이 10m) 발생하는 전도노이즈 성분을 감쇠시킬 수 있는, 노이즈 필터 설계방법을 제시한다.

그리고 그 설계 값에 따른 출력필터를 제작하고 실험을 통하여 타당성을 검증하였다.

그림 1은 PWM 인버터의 전체적인 구동시스템 구성도이다.

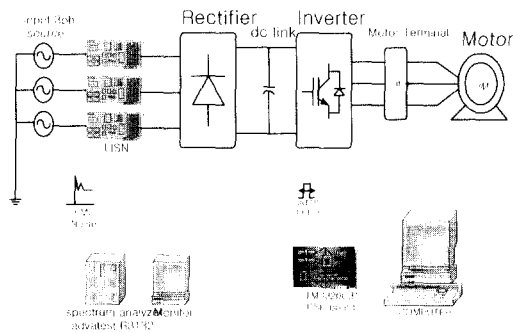


그림 1 PWM 인버터 구동 시스템 구성도
Fig. 1 PWM inverter system configuration

그림 2는 전도노이즈 전달경로를 나타내며 전도노이즈 성분이 접지를 통해 전달됨을 볼 수 있다.

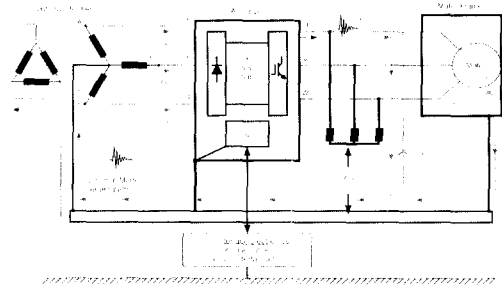


그림 2 인버터 시스템에서의 전도 노이즈의 전달 경로
Fig. 2 Parasitic line-to-ground noise paths in PWM inverter system

그림 3은 국제 EMI 제한규정인 CISPR(International Special Committee on Radio Interference : 국제 전파장해 특별위원회)의 규제치를 나타내고 있으며 CISPR 규제는 전자파로부터 통신과 기기 상호간의 장해현상을 막기 위하여 대상 기기별 전자파 발생 허용기준치와 측정방법을 규정하고 있다.

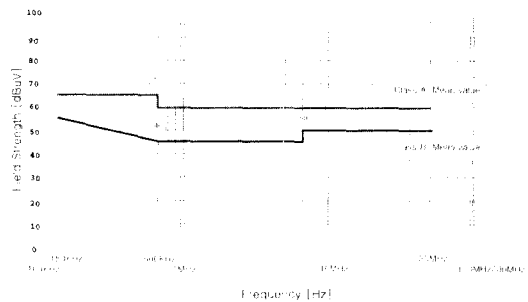


그림 3 CISPR Pub.22/EN55022 제한치 규정
Fig. 3 Limits of CISPR Pub.22/ EN55081-1

본 논문에서는 CISPR Pub.22 Class B 규제의 제한치를 대상으로 하였으며 주 규제 대상인 CM 성분 제한치에 기준을 두어 연구하였다.

2. 인버터 시스템 분석

2.1 긴 전동기 터미널을 갖는 인버터 시스템의 경우

그림 4는 긴 전동기 터미널을 갖는 PWM 인버터 시스템의 구성도이다¹²⁾.

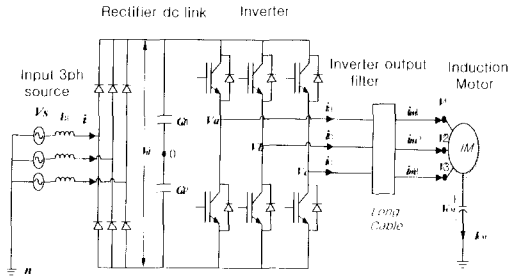


그림 4 인버터 시스템 구성도
Fig. 4 Inverter system configuration

전동기 터미널에서의 V_{CM} 은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$V_1 - V_{CM} = R_i i_{m1} + L_i \frac{di_{m1}}{dt} \quad (1)$$

$$V_2 - V_{CM} = R_i i_{m2} + L_i \frac{di_{m2}}{dt} \quad (2)$$

$$V_3 - V_{CM} = R_i i_{m3} + L_i \frac{di_{m3}}{dt} \quad (3)$$

이를 다시 각각의 V_{CM} 성분으로 정리하면 다음과 같다.

$$V_{CM} = V_1 - (R_i i_{m1} + L_i \frac{di_{m1}}{dt}) \quad (4)$$

$$V_{CM} = V_2 - (R_i i_{m2} + L_i \frac{di_{m2}}{dt}) \quad (5)$$

$$V_{CM} = V_3 - (R_i i_{m3} + L_i \frac{di_{m3}}{dt}) \quad (6)$$

여기서 V_1, V_2, V_3 는 전동기 터미널의 전압, R_m, L_i 는 유도 전동기의 등가저항과 인덕턴스이다. 위의 식 (4), (5), (6)를 더하여 V_{CM} 에 관하여 정리하면 다음과 같다.

$$3V_{CM} = (V_1 + V_2 + V_3) - (R_i + L_i \frac{d}{dt})(i_{m1} + i_{m2} + i_{m3}) \quad (7)$$

키에르 호프 전류 법칙(KCL : Kirchhoff's Current Law)에서 $i_{m1} + i_{m2} + i_{m3} \approx 0$ 이므로 $i_{CM} = 0$ 이 되며,

$$V_{CM} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \quad (8)$$

로 된다. 전동기 터미널 전압은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$V_1 = V_{1,0} + V_{ON} \quad (9)$$

$$V_2 = V_{2,0} + V_{ON} \quad (10)$$

$$V_3 = V_{3,0} + V_{ON} \quad (11)$$

여기서 $V_{1,0}, V_{2,0}, V_{3,0}$ 는 전동기 터미널과 직류 링크 단 중성점 "0"의 전압이며, V_{ON} 은 직류 링크 단 중성점 "0"과 대지접지 중성점 "n" 사이의 전압이다. 여기서 식 (9), (10), (11)을 식 (8)에 대입하면,

$$V_{CM} = \frac{(V_{1,0} + V_{ON}) + (V_{2,0} + V_{ON}) + (V_{3,0} + V_{ON})}{3} = \frac{(V_{1,0} + V_{2,0} + V_{3,0})}{3} + V_{ON} \quad (12)$$

로 나타낼 수 있으며 이러한 과도 상태에서의 $V_{1,0} + V_{2,0} + V_{3,0}$ 는 무효 전압 벡터인가 시 $(+\frac{3}{2} V_{dc}) \times 2$, 유도 전압 벡터 시 $(+\frac{1}{2} V_{dc}) \times 2$ 가 걸리게 되며 이를 식 (12)에 대입하면

$$V_{CM,inst} = +V_{dc} + V_{ON,inst} \quad (\text{무효전압벡터 인가 시}) \quad (13)$$

$$+\frac{1}{3} V_{dc} + V_{ON,inst} \quad (\text{유도전압벡터 인가 시}) \quad (14)$$

로 표현할 수 있으며, 이때 $V_{CM,inst}$ 은 각 스위칭 시 높은 dv/dt 를 갖는다¹²⁾.

2.2 출력필터를 갖는 긴 전동기 터미널의 인버터 시스템의 경우

출력필터는 인버터 출력 선간 전압의 dv/dt 를 줄이는데 목적이 있다. 그림 5는 출력필터를 갖는 인버터 시스템의 경우로 L_f 와 C_f 로 구성되며 PWM 변조에서의 스위칭 노이즈를 충분히 감소 할 수 있도록 L_f, C_f 를 설계한다¹¹⁾. 그러므로 출력필터의 파라미터의 적절한 설계가 이루어지면 필터 입력전압 V_1', V_2' 와 V_3' 는 출력전압 V_1, V_2, V_3 와 거의 같게 된다. 출력필터의 적절한 설계로서 PWM 출력전압(선간전압)의 dv/dt 를 저감함으로써 제시한 10m 케이블의 전동기 반사현상을 무효화 할 수 있다.

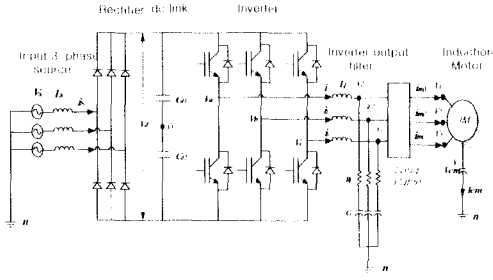


그림 5 출력필터를 갖는 인버터 시스템
Fig. 5 The Inverter system with output filter

이 때의 전도 노이즈 전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{CM} = \frac{(V_1 + V_2 + V_3)}{3} \approx \frac{(V_1' + V_2' + V_3')}{3} \quad (15)$$

또한

$$V_a - V_1' = L_f \frac{di_a}{dt} \quad (16)$$

$$V_b - V_2' = L_f \frac{di_b}{dt} \quad (17)$$

$$V_c - V_3' = L_f \frac{di_c}{dt} \quad (18)$$

$$(V_a + V_b + V_c) = L_f \frac{d}{dt} (i_a + i_b + i_c) + (V_1' + V_2' + V_3') \quad (19)$$

$i_{CM} = 0$ 일 때, $i_a + i_b + i_c \approx 0$ 으로 가정하면 식 (15)는 다음과 같다.

$$(V_1' + V_2' + V_3') = V_a + V_b + V_c \quad (20)$$

여기서 식 (20)을 식 (15)에 대입하여 정리하면,

$$V_{CM} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (21)$$

식 (9), (10), (11)에 의하여 V_a, V_b, V_c 를 나타내면 다음과 같다.

$$V_a = V_{a,0} + V_{ON} \quad (22)$$

$$V_b = V_{b,0} + V_{ON} \quad (23)$$

$$V_c = V_{c,0} + V_{ON} \quad (24)$$

여기서 식 (22), (23), (24)을 식 (21)에 대입하여

$$V_{CM} = \frac{(V_{a,0} + V_{b,0} + V_{c,0})}{3} + V_{ON} \quad (25)$$

으로 나타낼 수 있으며,

$$V_{CM,inst} = \frac{1}{2} V_d + V_{ON,inst} \text{ (무효전압배터 인가시)} \quad (26)$$

$$+ \frac{1}{6} V_d + V_{ON,inst} \text{ (유효전압배터 인가시)} \quad (27)$$

V_{CM} 성분은 식 (26), (27)로 나타낼 수 있다. 즉, 짧은 모터 터미널인 경우의 $V_{CM,inst}$ 과 같다^[2].

3. 출력필터 파라미터 설계

본 논문에서 출력필터 설계 방법은 다음과 같다. 전 동기 케이블 길이가 10m이고 전력용 케이블(14AWG: American Wire Gauge #14)으로 과전압 20%이하가 되는 조건에서 스위칭 상승시간 t_r 을 구하고 여기서 차단주파수 f_c 를 계산한다^[5].

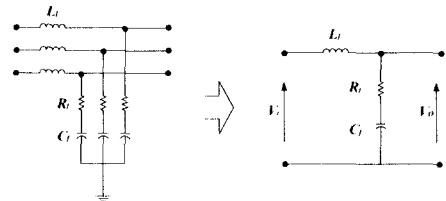


그림 6 출력필터 회로 구성도
Fig. 6 output filter circuit configuration

그림 6은 출력필터의 회로 구성도를 나타낸다. 우선 여기서 3dB 감쇠비를 갖는 차단주파수 f_c 는 과전압 20%이하가 되는 조건에서 다음과 같다^[11].

$$f_c = \frac{1}{2t_{cr}} \quad (28)$$

여기서, $\frac{3 \cdot I_C \cdot T_L}{V \cdot t_r} \leq 0.2$ (과전압 20%이하)의 조건

에 만족하도록 상승 시간 t_r 를 구하고 이때 T_L 는 부하 반송비로 20Hp이하의 전동기에서는 보통 0.9로 놓는다. l_c 는 터미널 케이블의 길이, t_r 펄스 상승시간을 나타낸다. 또한 V 는 펄스 속도(10m 케이블에서 160m/ μ sec)이다^[2,4]

$$t_r \approx \frac{3 \times 10(m) \times 0.9}{V \cdot 0.2} \approx \frac{3 \times 10(m) \times 0.9}{160 \times 0.2} = 0.844 \mu s$$

이러한 펄스 상승 제한 속도 t_r 에 의한 필터의 차단 주파수를 구하면

$$\therefore f_c = 592.6 \text{ kHz}, (\because T_c = \frac{1}{2t_r})$$

위와 같으며 R_f 는 케이블의 라인 임피던스이므로 $R_f = 190[\Omega]$ (motor cable 14AWG인 경우)으로 취할 수 있다^[2]. 여기서, 필터의 전달함수는 식 (29)와 같다.

$$H = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 - \omega^2 L_f C_f + j\omega R_f C_f} \quad (29)$$

여기서, 위의 전달함수에서의 감쇠비(attenuation) A 는 다음과 같으며

$$A = 20 \log \left| \frac{1}{H} \right| = 20 \log \left| \frac{1 - \omega^2 L_f C_f + j\omega R_f C_f}{1 + j\omega R_f C_f} \right| \quad (30)$$

필터의 저항 성분은 과제동 회로에서 식 (31)로 표현될 수 있다^[4,8]

$$R_f \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \quad \left(R_f \approx 2\sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \approx \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \right) \quad (31)$$

곧, 위의 식 (29), (30), (31)에서 필터 파라미터를 구할 수 있다. 식 (30)에서 3dB 감쇠비를 갖는 차단주파수 f_c 를 구하고 이를 조건식 (29), (30), (31)에 대입하여 필터 파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$\left| \frac{1 + j\omega RC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\cong 0.707) \text{ 과}$$

$$R_f \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \cong 190 \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \text{ 에서}$$

필터 설계 값 $C_f = 6600[\text{pF}]$, $R_f = 190[\Omega]$ 이고 이 값에 따라 L_f 를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{\sqrt{1^2 + (\omega R_f C_f)^2}}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_f C_f)^2 + (\omega R_f C_f)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\therefore L_f = 51.03[\mu H]$$

결국, 최종 출력필터 파라미터 값은

$C_f = 6600[\text{pF}]$, $R_f = 190[\Omega]$, $L_f = 51.03[\mu H]$ 이다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

4.1 시뮬레이션

그림 7, 8은 전력전자 시뮬레이션 툴인 PSIM을 사용하여 출력필터를 포함한 인버터 유도 전동기 시뮬레이션 회로도와 결과 파형이다. IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 모듈을 사용한 PWM 인버터 구동 시스템의 회로도는 3상 입력단과 LISN(Impedance Stabilization Network), 컨버터와 인버터 단, 그리고 전동기 부분으로 구분된다. 그림 7은 인버터 시뮬레이션 회로도이다.

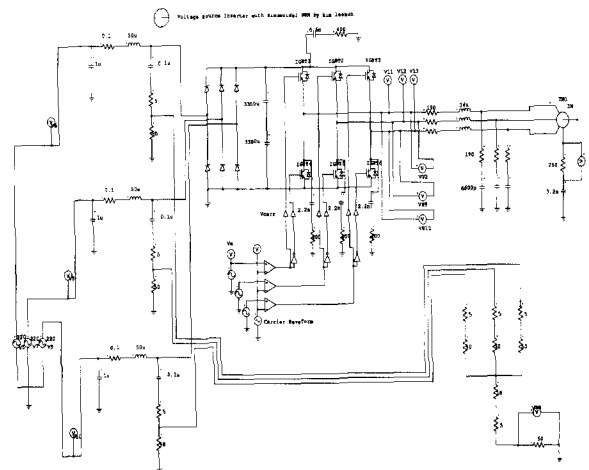


그림 7 인버터 시뮬레이션 회로도

Fig. 7 The simulation schematic of the PWM inverter system

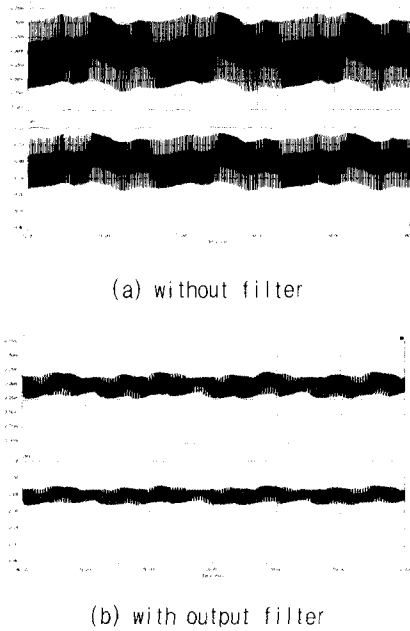


그림 8 필터 시뮬레이션 결과 파형
 (a) 누설전류 (0.25mA/10ms)
 (b) 전동기 유도전압 (0.1V/10ms)
 Fig. 8 filter simulation results
 (a) leakage current (0.25mA/10ms)
 (b) neutral-to-ground voltage (0.1V/10ms)

게이트 신호는 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) 모듈로 구성하고 시뮬레이션 시간을 0.3msec로 하여 전체적인 출력 파형에 대한 시뮬레이션을 하였다. 그림 8은 전동기의 누설전류 출력 파형(A)과 접지 유도전압(VP1)에 대한 결과 파형이다.

전동기의 누설전류 출력 파형을 분석하여 보면 필터를 갖지 않은 경우의 누설전류의 크기가 0.7mA ~ -0.65mA에 이르는 반면, 필터를 가진 경우 누설전류의 크기는 0.25mA ~ -0.23mA로 약 1/3로 감소됨을 볼 수 있다. 또한 접지 유도전압 출력 파형을 분석하여 보면 필터를 갖지 않은 경우의 접지 유도전압의 크기는 0.15V ~ -0.17V 정도이고, 필터를 가진 경우의 접지 유도전압의 크기는 0.05V ~ 0.06V로 누설전류 감소 경우와 비슷한 크기의 감소량을 나타내었다.

4.2 실험 결과

실험을 위한 시스템 구성은 외부로부터 유입되는 다른 전도노이즈 성분을 차단하기 위해 10[KVA], 3상, Δ-Y 결선 절연변압기를 입력 측에 연결하고, 2차측의

중성점에서 시스템 접지를 구성하였다. 입력전원은 3상, 220V, 전동기 정격은 2.2kW, 정현파 PWM 방식에 의한 인버터를 사용하였다. 측정 장비로는 스펙트럼 분석기(Advantest, R3132, 주파수범위:9kHz~3GHz)와 디지털 오실로스코프(Lecroy TL344L 500MHz), 전압 측정을 위하여 Differential Probe (Lecroy, AP031, 15MHz) (200:1)/div를 사용하였다.

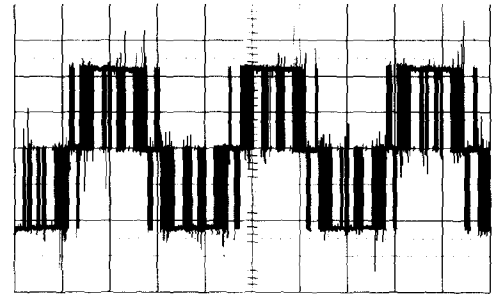


그림 9 필터가 없는 경우의 선간 전압 파형
 (Voltage: 150V/div, Time: 5ms/div)
 Fig. 9 The experimental results line-to-line voltage at the motor terminal(scale: 150V/div, 5ms/div)

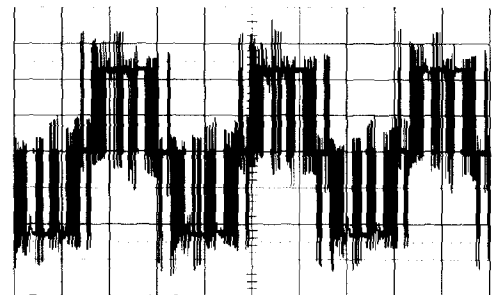


그림 10 LPF의 경우의 선간 전압 파형
 (Voltage: 150V/div, Time: 5ms/div)
 Fig. 10 The experimental results line-to-line voltage at the motor terminal
 (scale: 150V/div, 5ms/div)

그림 9는 인버터 출력 단에 필터가 없는 경우의 선간 전압 파형이다. 선간 전압 파형에서 5kHz로 IGBT 소자가 스위칭 할 때 따른 과 전압이 약 +521V ~ -512V까지 이르는 것을 볼 수 있다. 이는 출력단에 필터가 없는 경우 과 전압이 크게 발생되고 있음을 알 수 있다. 그림 10은 일반적인 LPF(Low Pass Filter) 갖는 경우의 선간 전압 파형이다. 이 경우 스위칭에 따른 과 전압이 약 +520V ~ -524V까지 이르고 있다.

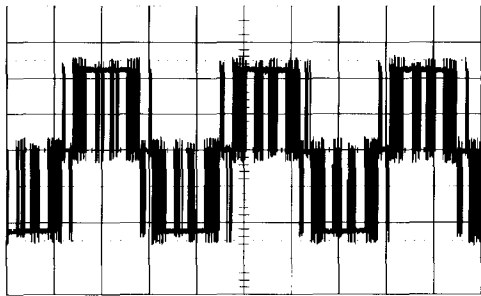


그림 11 Output filter의 경우의 선간 전압 파형
(Voltage: 150V/div, Time: 5ms/div)

Fig. 11 The experimental results line-to-line voltage at the motor terminal (scale: 150V/div, 5ms/div)

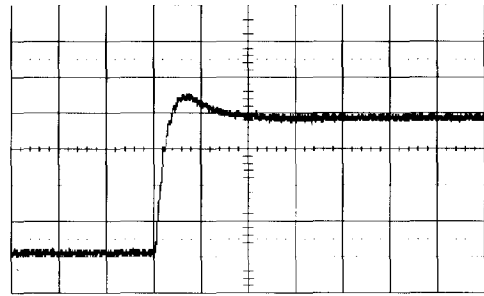


그림 14 Output filter의 경우의 선간 전압 출력 파형(링잉)
(Voltage:80V/div, time:5μ s/div)

Fig. 14 The experimental results motor terminal voltage (ringing) (Voltage:80V/div, time:5μ s/div)

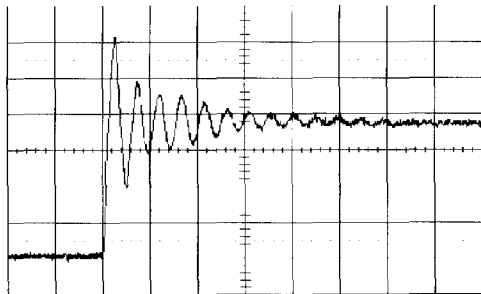


그림 12 필터가 없는 경우의 선간 전압 출력 파형(링잉)
(Voltage:80V/div, time:5μ s/div)

Fig. 12 The experimental results motor terminal voltage (ringing)(Voltage:80V/div, time:5μ s/div)

그림 11은 출력 단에 출력필터를 갖는 경우의 선간 전압 파형이다. 출력 필터를 갖는 경우 스위칭에 따른 과 전압이 그림 9와 그림 10의 경우보다 현저히 과 전압이 감소되었다.

그림 12, 13, 14는 선간 전압 파형에서의 링잉현상에 대한 출력 파형이고 그림 11에서 출력필터에 의해 거의 제거되었음을 볼 수 있으며 그림 12, 13의 경우보다 크게 감소되었음을 알 수 있다.

그림 15, 16, 17은 전도노이즈 전류 I_{CM} 에 대한 실험 결과 파형이다. 그림 15는 필터를 갖지 않는 경우의 출력파형이며 높은 피크치의 I_{CM} 이 발생되고 있음을 알 수 있다. 그림 16은 L_{PF} 의 경우 인버터 시스템에서의 I_{CM} 에 대한 실험 결과 파형이다. I_{CM} 의 크기가 L_{PF} 에 의해 상당히 감소되었음을 알 수 있다.

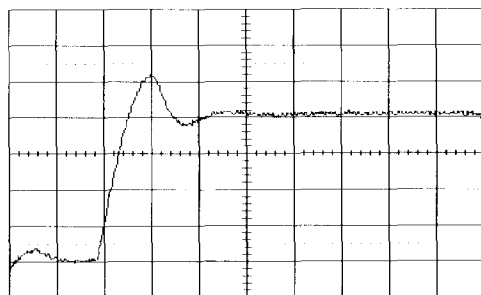


그림 13 LPF의 경우의 선간 전압 출력 파형(링잉)
(Voltage:80V/div, time:5μ s/div)

Fig. 13 The experimental results motor terminal voltage (ringing) (Voltage:80V/div, time:5μ s/div)

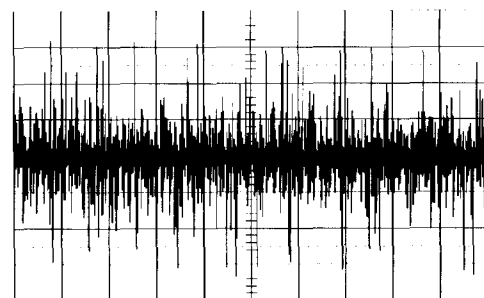


그림 15 필터가 없는 경우의 I_{CM} 출력파형
(Ampere : 100mA/div, time : 10ms/div)

Fig. 15 The experimental results the leakage current to ground(scale: 100mA/div, 10ms/div)

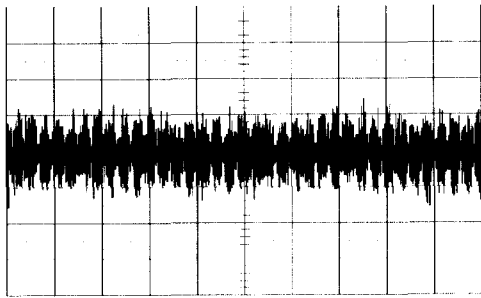


그림 16 LPF의 경우의 I_{CM} 출력파형
(Ampere : 100mA/div, time : 10ms/div)
Fig. 16 The experimental results the leakage current to ground (scale: 100mA/div, 10ms/div)

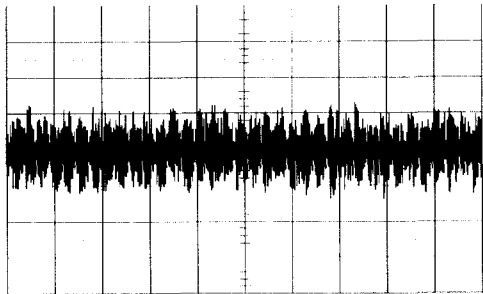


그림 17 Output 필터의 경우의 I_{CM} 출력파형
(Ampere : 100mA/div, time : 10ms/div)
Fig. 17 The experimental results the leakage current to ground (scale: 100mA/div, 10ms/div)

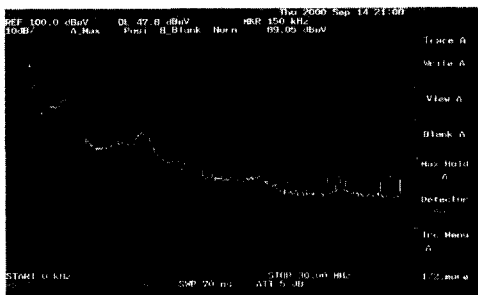


그림 18 필터가 없는 경우의 스펙트럼 파형
(Frequency range: 2Hz~30MHz, 10dB/div)
Fig. 18 Spectrum results of conducted EMI
(Frequency range: 2Hz~30MHz, 10dB/div)

그림 17은 출력필터의 경우 인버터 시스템에서의 I_{CM} 에 대한 실험 결과 파형이다. I_{CM} 의 피크치가 크게 감소하였으며, 이는 필터가 없는 시스템에서의 I_{CM} 경우보다 그 크기가 약 64.7% 감소하였으며 LPF의 경우 보다는 약 9.06%가 감소한 비율이다. 즉 출력필터가

LPF보다 더 나은 노이즈 감쇠율을 얻었다.

그림 18은 필터를 갖지 않은 경우의 스펙트럼 파형이며 150kHz대에서는 약 86.06[dB μ V], 3MHz대에서는 약 75[dB μ V]의 크기를 가지며 5MHz대에서는 53[dB μ V]의 노이즈 크기를 가짐을 볼 수 있다.

그림 19는 LPF를 갖은 경우의 스펙트럼 파형이며, 이 경우 CISPR(Special Committee on Radio Interference) pub'#22 class A(산업용) 규제 제한치인 150kHz~5MHz대까지의 전도노이즈 크기를 60 [dB μ V] 이하로 억제한 경우를 보여주고 있으며 LPF에 의해 노이즈가 감쇠되었음을 볼 수 있다. 그림 19는 LPF를 갖은 경우의 스펙트럼 파형이며, 이 경우 CISPR (Special Committee on Radio Interference) pub'#22 class A(산업용) 규제 제한치인 150kHz~5MHz대까지의 전도노이즈 크기를 60 [dB μ V] 이하로 억제한 경우를 보여주고 있으며 LPF에 의해 노이즈가 감쇠되었음을 볼 수 있다.



그림 19 LPF의 경우의 스펙트럼 파형
(Frequency range: 2Hz~30MHz, 10dB/div)
Fig. 19 Spectrum results of conducted EMI
(Frequency range: 2Hz~30MHz, 10dB/div)



그림 20 Output filter 스펙트럼 파형
(Frequency range: 2Hz~30MHz, 10dB/div)
Fig. 20 Spectrum results of conducted EMI
(Frequency range: 2Hz~30MHz, 10dB/div)

그림 20은 출력필터를 갖는 경우의 스펙트럼 파형이며 CISPR pub'#22 class A(산업용) 규제 제한치인 150kHz ~ 5MHz대까지의 전도노이즈 크기를 출력필터에 의해 60[dB μ V]이하로 억제함을 보여주고 있으며 또한 CISPR pub'#22 class B(가정용) 규제 제한치인 46[dB μ V]이하로 감쇠되었음을 볼 수 있다.

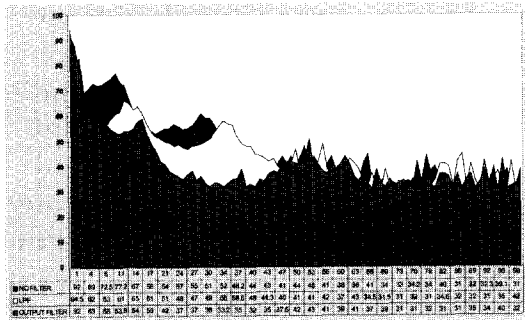


그림 21 전체적인 스펙트럼 파형분석
Fig. 21 Spectrum results of conducted EMI
(scale: frequency range:2Hz~30MHz)

그림 21은 인버터 시스템 구동 시 발생하는 전도노이즈의 전체적인 스펙트럼 파형을 각각의 경우를 종합 분석한 도표이다. 인버터 시스템 구동시 인버터 출력단 필터를 장착하지 않았을 경우/ 일반적인 LPF 갖는 경우/ 출력필터를 갖는 경우의 각각의 스펙트럼 분석 결과를 종합 분석하여보면 인버터 시스템 구동 시 출력필터를 장착한 경우가 전도노이즈 크기가 가장 낮은 것을 알 수 있다. 이는 출력필터의 경우가 인버터 시스템의 구동 시에 발생하는 전도노이즈를 가장 효율적으로 감소시키고 있음을 알 수 있었다.

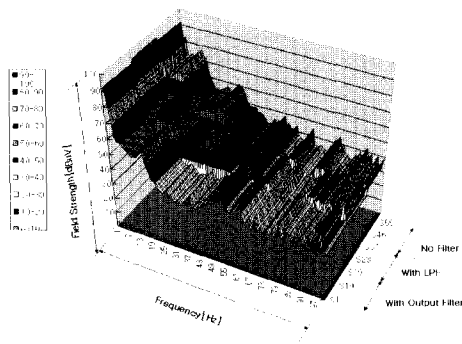


그림 22 스펙트럼 결과파형 3차원 분석
Fig. 22 Spectrum results of conducted EMI
(scale: frequency range:2Hz~30MHz)

그림 22는 스펙트럼 결과 파형에 대한 3차원 분석이다.

X축은 주파수(2-30MHz)/ Y축은 전도노이즈의 크기 (dB)/ Z축은 인버터 출력 단 필터를 장착하지 않았을 경우/ 일반적인 LPF 갖는 경우/ 출력필터를 갖는 경우의 각각의 스펙트럼 결과를 영역별로 구분하여 종합하였다.

스펙트럼 결과 파형에 대한 3차원 분석결과 출력필터의 경우가 인버터 시스템에서 전도노이즈를 가장 효과적으로 감소시키고 있음 확연히 알 수 있다. 이상의 실험으로, LPF에 의한 전도노이즈 감쇠보다 출력필터에 의한 전도노이즈 감쇠 정도가 큰 것을 확인 할 수 있었다.

5. 결 론

최근 산업 현장에서 많이 사용되고 있는 PWM 인버터에 의한 유도전동기 구동 시 발생하는 전도노이즈 감쇠용 출력필터를 설계하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- 1) 5kHz로 인버터를 스위칭 할 때, 필터가 없는 경우에는 선간전압 파형에서의 과전압이 상당히 높게 나타나며 전도노이즈 크기가 150kHz대에서는 86.06[dB μ V], 3MHz대에서는 약 75[dB μ V]의 크기를 가지며 5MHz대에서는 53[dB μ V]으로 전도 노이즈 크게 발생한다.
- 2) 일반적인 LPF 갖는 경우 스위칭에 따른 선간전압 파형에서의 1)의 경우보다 과전압이 크게 감소되지 않았으나 150kHz~5MHz에서의 전도노이즈 성분을 60 [dB μ V] 이하로 억제하였다. 이는 LPF에 의해 노이즈가 감쇠되었다.
- 3) 출력단 출력필터를 갖는 경우 스위칭에 따른 선간전압 파형에서의 과전압이 1), 2)의 경우 보다 현저히 과전압 및 링잉이 크게 감쇠 되었고 또한 인버터 스위칭에 의해 발생하는 전도노이즈 성분을 150kHz~5MHz대에서 60[dB μ V]이하로 억제함을 보여주고 있으며 또한 5MHz~30MHz대에서는 CISPR pub'#22 class B(가정용) 규제 제한치인 46[dB μ V]이하로 전도노이즈 성분을 크게 감쇠시켰다.

그러므로 EMI 필터 설계시 본 논문에서 제시한 방법이 가장 우수함을 확인하였다.

본 논문은 기초 전력 공학공동연구소의 중기과제 (98-중기-03)로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] Gary L. Skibinski, Russel J. Kerkman, and Dave Schlegel, "EMI Emissions of Modern PWM AC Drives", IEEE Industry Applications Magazine, Nov./Dec., 1999.
- [2] Dudi A. Rendusara, "An Improved Inverter Output Filter Configuration Deduces common and differential modes dv/dt at the terminals in PWM drive systems", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, Nov., 1998.
- [3] A. von Jouanne, D. Rendusara, P. Enjeti, W. Gray, "Filtering Techniques to minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter fed AC Motor Drive Systems", IEEE Trans. on Ind. Appl., pp. 919~926, 1996.
- [4] Annette von Jouanne, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, No. 5, September/October, 1997.
- [5] Richard Lee Ozenbaugh, EMI Filter Design, 1996.
- [6] Tamu, Filter to Reduce Differential Mode and Common dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems, U.S patent disclosure, 1996.
- [7] 민경찬, 노이즈 綜合對策, 성안당, 1991.
- [8] ION Boldea and S. A. Nasar, Electric Drives, pp. 353~374, 1998.

저 자 소 개



김이훈(金利勳)

1970년 7월 7일생. 2001년 성균관대학교 대학원 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 메카트로닉스공학 박사과정.



박규현(朴奎炫)

1975년 2월10일 2001년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2001년 성균관대학교 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문교수. 1988년 3월~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부 교수. 당 학회 편집이사.



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대학교 전기공학과 교수. 당 학회 재무이사.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대학교 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원.