

H-Bridge 7레벨 인버터를 이용한 유도전동기 구동시스템의 노이즈 저감을 위한 출력 필터설계

(Output Filter Design for Noise Reduction of Induction Motor Drive System using
H-Bridge 7-Level Inverters)

김수홍* · 안영오 · 김윤호 · 방상석 · 김광섭

(Soo-Hong Kim · Young-Oh Ahn · Yoon-Ho Kim · Sang-Seok Bang · Kwang-Seob Kim)

요 약

일반적으로 PWM인버터에 발생된 고조파와 노이즈는 스위칭 주파수, dv/dt와 di/dt, PWM 스위칭 방법에 의해 영향을 받는다. 멀티레벨 인버터가 고전력 시스템에 적용되어 낮은 주파수에서 동작할 때 이것은 큰 고조파 성분과 노이즈를 발생하게 된다. 따라서 멀티레벨 인버터에 출력 필터가 요구된다. 본 논문에서는 H-bridge 7레벨 인버터 시스템을 사용한 3상 유도 전동기 구동 시스템의 고조파와 노이즈 감소를 위해 출력 필터를 설계하였다. 가격이 저렴하고 간단한 구조를 가지며, 고조파와 노이즈를 효과적으로 감소시킬 수 있는 수동필터는 멀티레벨 인버터 시스템을 사용한 3상 유도전동기 구동시스템에 적용되었다. 설계된 시스템은 항상되었고, 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 증명하였다.

Abstract

In general, the generated harmonics and noise of the PWM inverter are affected by PWM switching method, switching frequency, dv/dt and di/dt. Since multilevel inverters are often applied to the high power system, and operates with low switching frequency, they produce large size of harmonic contents and noise. Thus it is necessary to install output filters in the multilevel inverter. In this paper a filter design approach for the harmonic and noise reduction the three phase induction motor driving system using H-bridge 7-level inverter system is presented. The passive filter that has low cost and simple structure and can effectively reduce harmonics and noise, is designed and applied to the three phase induction motor drive having multilevel inverter system. The designed system is implemented and verified by simulation and experiments.

Key Words : H-Bridge Multilevel Inverter, Output Filter, Noise Filter

* 주저자 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
Tel : 02-820-5290, Fax : 02-812-8417
E-mail : powerlab76@wm.cau.ac.kr
접수일자 : 2005년 12월 23일
1차심사 : 2005년 12월 27일, 2차심사 : 2006년 2월 3일
심사완료 : 2006년 2월 20일

1. 서 론

최근에는 전력전자 스위칭 소자의 발달로 인해 고 주파수 스위칭 동작이 가능하게 되었고, 유도 전동

기 구동을 위한 PWM인버터의 성능을 향상시켰다 [1]. 또한 고전력 시스템에 적용이 가능한 다양한 종류의 멀티레벨 인버터가 사용되고 있다[2]. 스위칭 주파수에 비해 멀티레벨 인버터는 매우 낮은 고조파 왜곡을 가지며, 레벨 수 증가에 따라 커먼모드 전압을 감소시킨다. 그러나 이들 전력변환 시스템은 스위치의 스위칭 동작으로 인해 발생하는 높은 dv/dt 나 di/dt 로 인해 EMI문제를 야기시킨다. 전력변환 장치의 고속 스위칭에 의해 발생한 노이즈 성분은 모터 내부의 부유 커패시터를 통하여 대지로 흐르는 고주파 누설전류의 발생과 베어링 전류, 축 전류 등을 발생시키고 그 결과 전동기의 수명 저하 및 EMI 문제를 발생시킨다[3]. 그리고 노이즈 문제는 고전압, 고용량 구동시스템과 긴 전동기 터미널의 경우에서 주로 나타나고 있다.

고 전력 응용에서 큰 입력을 가지고 있는 전력변환 시스템은 이에 비례하여 큰 직류단 전압을 발생시키고 이에 따라 높은 스위칭 dv/dt 로 인해 순간적인 큰 노이즈를 발생시킨다. 6[m]이하의 짧은 케이블은 접지 용량이 작고 노이즈에 대한 위험도 작다. 그러나 긴 케이블이 인버터와 모터사이에서 사용된다면 고주파수 진동이 전동기 터미널에 나타나고, 노이즈 성분도 커진다. 따라서 이들에 대한 대책이 요구된다. 이러한 고조파를 발생하는 부하에 대해 고조파 발생을 억제하는 대안으로 가장 일반적인 방법은 수동필터를 설치하는 방법이 있다. 멀티레벨 인버터를 이용하여 감소된 고조파는 가격이 저렴하고 구조가 단순한 수동필터를 사용하여 좀 더 효과적으로 고조파를 감소시킬 수 있다.

고전력 시스템에서는 스위칭 스트레스를 감소시키기 위해서 멀티레벨 컨버터를 적용하는 경우가 많다. 일반적으로 인버터의 출력에 발생하는 고조파와 노이즈의 크기는 PWM스위칭 방식과 스위칭 주파수, 그리고 dv/dt , di/dt 에 의하여 영향을 받는다. 멀티레벨 컨버터의 특성상 동일 스위칭 주파수라면 멀티레벨 인버터의 출력이 일반적인 2레벨 인버터의 출력보다 고조파 성분이 낮으나 멀티레벨 인버터를 고전력 시스템에 적용하는 경우는 스위칭 주파수가 2레벨 인버터의 경우보다 훨씬 낮은 주파수로 운전된다. 따라서 멀티레벨 인버터는 높은 저주파수의

고조파 성분과 노이즈를 갖는 특성을 나타내므로 출력 필터를 설치할 필요성이 2레벨 인버터에 비해 높아진다.

본 논문에서는 H-bridge 7레벨 인버터를 사용한 3상 유도 전동기 구동 시스템에서의 고조파 성분과 노이즈 저감을 위한 출력필터를 설계하였다. 효과적으로 고조파를 감소시킬 수 있는 가격이 저렴하고 구조가 간단한 수동필터를 설계하고 이를 멀티레벨 인버터에 적용하여 스위칭 주파수 가변에 따른 출력 전류의 FFT분석을 수행하였다.

2. 인버터 시스템과 커먼모드 전압

2.1 일반적인 유도전동기 구동용 전압형 인버터

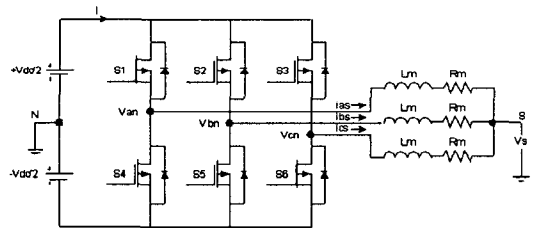


그림 1. 유도 전동기 구동용 전압형 인버터 시스템의 등가회로

Fig. 1. Voltage source inverter fed induction motor system

그림 1은 3개의 인덕터(L_m)와 저항(R_m)으로 모델링된 3상유도전동기와 전압형 인버터의 등가회로를 보여주고 있다. 그림 1에 나타난 시스템에서 전압과 전류의 방정식은 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 V_{an} - V_{sn} &= R_m \cdot i_{as} + L_m (d i_{as} / dt) \\
 V_{bn} - V_{sn} &= R_m \cdot i_{bs} + L_m (d i_{bs} / dt) \\
 V_{cn} - V_{sn} &= R_m \cdot i_{cs} + L_m (d i_{cs} / dt)
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 은 각각 각상의 인버터 출력 전압, i_{as}, i_{bs}, i_{cs} 는 각상의 전동기 상전류, V_{sn} 은 커먼모드 전압을 의미한다. 각각의 상전압과 유도전동기의 커먼모드 전압을 정리하면 식 (2)와 같이 유도된다.

H-Bridge 7레벨 인버터를 이용한 유도전동기 구동시스템의 노이즈 저감을 위한 출력 필터설계

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} - 3V_{sn} = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} \right) \cdot (i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) \quad (2)$$

그리고 전동기 부하가 평형일 때, 3상전류는 $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$ 이므로 커먼모드 전압은 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{sn} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} \quad (3)$$

식 (3)은 다만 PWM 인버터의 스위칭 상태가 부하임피던스에 상관없이 커먼모드 전압 V_{sn} 을 결정하는 것을 보여주고 있다. 이와 같이 PWM 인버터에 의해 생성된 커먼 모드 전압 V_{sn} 은 유도전동기 내의 고정자 권선과 고정자 외함 사이에 존재하는 부유 커패시터를 통해 접지단자로 흐르는 고주파 누설전류 i_{cm} 의 원인이 된다.

2.2 출력 필터를 가진 시스템의 커먼모드 전압

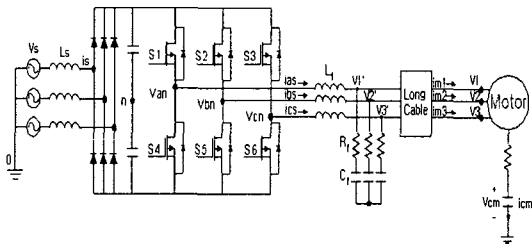


그림 2. 출력필터를 가진 시스템 회로도
Fig. 2. System circuit with output filter

그림 2는 출력 필터를 가진 인버터 시스템의 회로 구조를 보여주고 있다. 시스템에 삽입된 필터의 기능은 인버터의 출력 선간 전압 dv/dt 를 감소시키기 위함이다. 차동모드 dv/dt 의 감소는 전압 반사/굴절 효과와 모터 스트레스를 감소시키는데 도움을 준다. 이러한 필터는 현재 작은 변화를 가진 시스템에서 사용되고 있다. 출력필터 커패시터의 중성점은 DC 링크단 중성점과 구분된다. 또한 출력필터의 적절한 설계에 의해 필터 출력 전압 $V1', V2', V3'$ 는 모터 터미널에서의 전압 $V1, V2, V3$ 와 거의 같다. 그러므로

모터 터미널에서 커먼모드 전압은 대략적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{cm} = \frac{V1 + V2 + V3}{3} \approx \frac{V1' + V2' + V3'}{3} \quad (4)$$

그러므로

$$\begin{aligned} V_{an} - V1' &= L_f \frac{di_{as}}{dt} \\ V_{bn} - V2' &= L_f \frac{di_{bs}}{dt} \\ V_{cn} - V3' &= L_f \frac{di_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) - (V1' + V2' + V3') \\ = L_f \frac{d}{dt} (i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) \end{aligned} \quad (6)$$

키르히호프 법칙에 의해 $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} \approx 0$ 이고 $i_{cm} \approx 0$ 이다. 따라서 우리는 식 (5)를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(V1' + V2' + V3') = (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (7)$$

식 (7)을 식 (4)에 대입하면

$$V_{cm} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} \quad (8)$$

그래서 일반적인 출력필터를 가진 시스템에서 커먼모드 전압 V_{cm} 은 식 (8)과 같다. 출력 필터 L_f 와 C_f 값은 모터 터미널에서 거의 정현파에 가까운 선간 전압을 나타낼 때 매우 큰 값을 갖게 되며, 커먼모드 dv/dt 또한 여전히 큰 값을 갖게 된다. 이를 위해 우리는 최적의 출력 필터 설계방법을 제시하여 커먼모드 전압을 최소화 시키고 필터의 크기도 감소시켜야 한다[4].

3. 제안된 출력필터를 가진 시스템

3.1 H-Bridge 7-level 인버터 시스템

H-Bridge Cascaded 7-레벨 인버터는 다이오드

정류기와 2레벨 H-Bridge 인버터로 구성된 파워셀이 각 상마다 3개씩 직렬로 연결되어 있는 형태이다. 각각의 파워셀에는 접지가 분리된 전원이 필요하므로 입력전원을 변압기를 사용하여 9개의 출력을 만들어 주어야 한다. 그림 3은 멀티레벨 시스템과 필터 시스템 회로도도를 보여주고 있다.

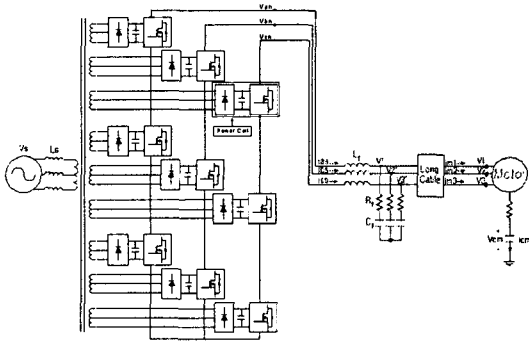


그림 3. 멀티레벨 시스템과 필터시스템 회로도
Fig. 3 Multilevel and filter system circuit

그림 4는 각 상의 회로를 보여준다. 그림 5는 7-레벨 인버터에서의 멀티캐리어 스위칭 방법을 보여주고 있다. 스위칭 입력 신호는 하나의 기준신호(reference signal)와 6개의 캐리신호(carrier 1, 2, 3, 4, 5, 6)와 비교되어 발생되었다. 본 논문에서는 스위칭 소자를 위한 PWM 게이트 신호를 발생하기 위해 기준 신호는 1.2[kHz]의 캐리신호와 비교되었다.

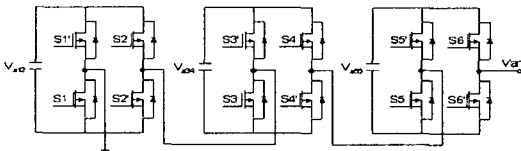


그림 4. 7-레벨 인버터의 한 상
Fig. 4. One Phase of 7-level inverter

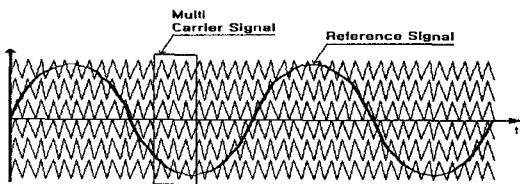


그림 5. 7-레벨 인버터의 멀티캐리어 스위칭 방법
Fig. 5. Multi carrier switching of 7-level inverter

3.2 필터 설계 파라미터

그림 6 (a)는 한상을 기준으로 제동저항이 필터커패시터와 직렬 연결된 구조를 보여주고, (b)는 필터 시스템의 블록도를 보여준다.

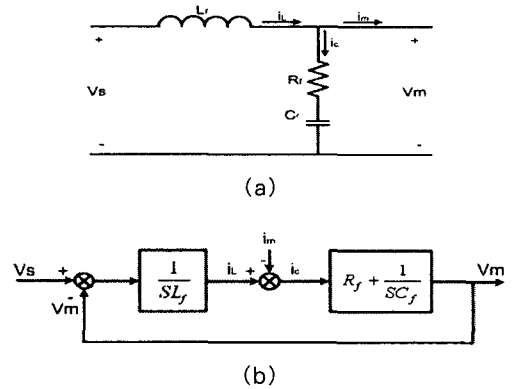


그림 6. LC필터 시스템
(a) 필터 회로 (b) LC필터 블록도
Fig. 6. LC filter system
(a) Filter circuit (b) LC filter block diagram

필터의 전달함수 $G(s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{sR_f C_f + 1}{s^2 L_f C_f + sR_f C_f + 1} \quad (9)$$

그리고 효과적인 감쇠비를 고려하면 다음과 같이 표현된다.

$$A = 20 \log \left| \frac{1}{G(s)} \right| = 20 \log \left| \frac{s^2 L_f C_f + sR_f C_f + 1}{sR_f C_f + 1} \right| \quad (10)$$

필터 저항은 과제동 회로에서의 결과값을 선택하면 다음과 같다.

$$R_f \geq 2\sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \quad (11)$$

특정한 차단 주파수 ω_c 에서 3[dB]의 감쇠비를 갖기 위해, 식 (17)~(19)를 통해 필터 저항 R_f 와 필터

커패시터 C_f , 필터 인덕터 L_f 의 적절한 값을 선택할 수 있다. 차단 주파수 f_c 는 과전압 20[%]이하가 되는 조건에서 구해 질 수 있다[1].

$$f_c = 1/(2t_{cr}) \quad (12)$$

여기서 $\frac{3 \times l_c \times \Gamma_L}{V \times t_r} \leq 0.2$ (과전압 20[%]이하)의 조건에 만족하는 상승시간 t_r 을 구하고 Γ_L 은 부하 반송비로 20[Hp]이하의 전동기에서는 일반적으로 0.9로 선정한다. l_c 는 터미널 케이블의 길이, t_r 은 펄스 상승시간, V 는 펄스속도(10[m]의 케이블에서 160[m/ μ sec])를 의미한다. 따라서 상승시간 t_r 은 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$t_r \approx \frac{3 \times 10 \times 0.9}{160 \times 0.2} \approx 0.844[\mu s] \quad (13)$$

식 (20)을 사용하여 차단주파수를 구하면

$$f_c = 1/2 t_r = 592.6[kHz] \quad (14)$$

그리고 모터 케이블 14[AWG]의 경우 케이블의 라인 임피던스 $R_f = 190[\Omega]$ 으로 선택된다[1]. 제시된 식 (9)~(14)를 종합하여 보면 3[dB]의 감쇠비를 갖는 차단주파수를 구하고 출력 필터 파라미터를 구할 수 있다. 필터 설계값 $R_f = 190[\Omega]$, $C_f = 20[nF]$ 이면 L_f 의 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\sqrt{1^2 + (\omega R_f C_f)^2}}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_f C_f)^2 + (\omega R_f C_f)^2}} \approx 0.707 \quad (15)$$

따라서 설계된 출력필터의 최적값은 다음과 같다.

$$\therefore R_f = 190[\Omega], C_f = 20[nF], L_f = 390.93[\mu H] \quad (16)$$

그림 7은 식 (16)에서 얻어진 필터값을 기반으로 MATLAB을 사용하여 얻어진 보드선도를 보여주고 있다. 3[dB]에서 약 600[kHz]의 차단주파수를 갖고 위상이득은 대략 86[°] 정도인 것을 확인할 수 있었다.

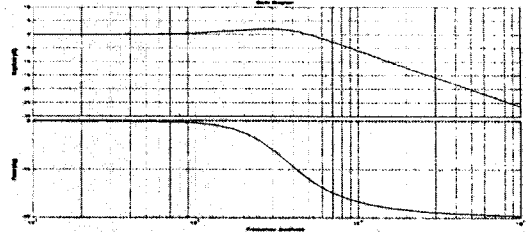


그림 7. 전달함수(G(s))의 보드선도
Fig. 7. Bode plot of transfer function(G(s))

논문에서 사용된 유도전동기의 회전속도는 일반적으로 전원주파수와 극수에서 결정되기 때문에 전원 주파수를 변화시키면 전동기의 가변속 운전이 가능해진다. 그러나 유도전동기는 주파수의 변화에 따라 전동기 내부 임피던스도 변화하므로 토크부족이나 과여자로 인한 자기포화 현상이 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 주파수를 변화시킬 때, 인버터 출력전압을 동시에 제어함으로써 전동기 자속을 일정하게 유지하고 효율을 저하시키지 않기 위해 출력전압을 주파수에 비례하여 제어하였다. 시뮬레이션 또한 이와 동일한 가정 하에서 수행되었다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 앞 절에 예시된 H-bridge멀티레벨 인버터 시스템과 필터설계의 타당성을 입증하기 위해 TMS320C31 DSP와 3상 4극 1670[r/min] 유도 전동기를 사용하여 V/F제어 운전 실험을 수행하였다. 실험과 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 1에서 보여준다.

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameter

입력 전압	3[Φ]/110[V]
스위칭 주파수	1.2[kHz]
출력 주파수	20~60[Hz]
출력 전력	2[kW]
출력 전류	1.2[A]
필터 커패시터	20[nF]
필터 인덕터	390[μ H]
댐핑 저항	190[Ω]

4.1 시뮬레이션 결과

그림 7은 LC필터를 갖는 시뮬레이션 회로도를 보여주고 있다. 출력단에 식 (15)에서 설계된 필터 파라미터를 적용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

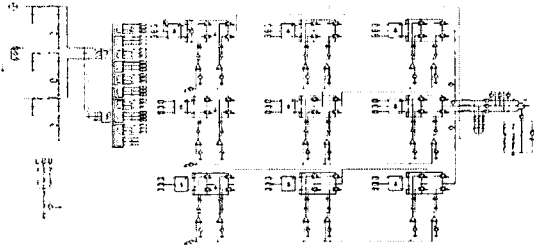


그림 7. LC필터를 갖는 시뮬레이션 회로도
Fig. 7. Simulation circuit with LC filter

그림 8과 9는 7레벨과 2레벨에서 LC필터가 없고 출력주파수가 60[Hz]인 경우 출력파형을 각각 보여준다. 그림 10과 11은 7레벨과 2레벨에서 LC필터가 없고 출력주파수가 60[Hz]인 경우 FFT분석 파형을 보여주고 있다. 그림 9~11의 파형에서 보듯이 멀티레벨을 사용한 경우 출력전압과 전류는 일반적인 2레벨 인버터에 비해 스위칭 주파수가 동일한 경우 고조파가 감소되었음을 알 수 있다.

그림 12는 LC필터가 없고 출력주파수가 60[Hz]인 경우 커먼모드 전압과 FFT출력 파형을 보여주고 있다. 그림 13은 필터가 있는 경우 출력주파수가 60[Hz]에서 출력전류, 선간전압 파형을 보여주고 있다. 필터를 사용한 경우가 사용하지 않은 경우에 비해 약 0.03[ms]정도 더 빨리 과도상태에서 벗어나 안정 상태로 접어든다는 것을 확인하였다. 그림 14는 그림 13에서 측정된 출력파형의 FFT분석 파형을 보

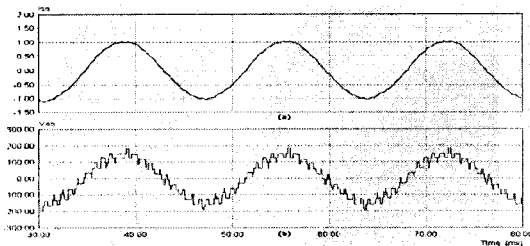


그림 8. LC필터가 없는 경우 7레벨 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 8. 7level output waveforms without LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

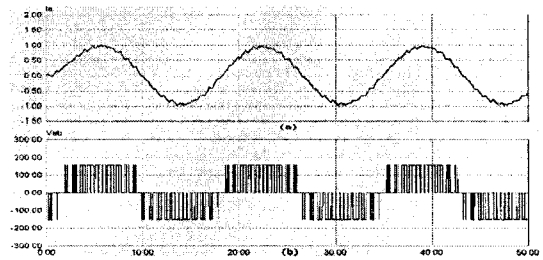


그림 9. LC필터가 없는 경우 2레벨 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 9. 2level output waveforms without LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

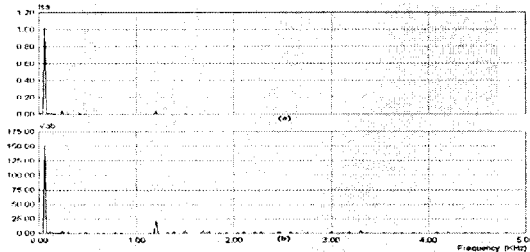


그림 10. LC필터가 없는 경우 7레벨 FFT 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 10. 7level FFT output waveforms without LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

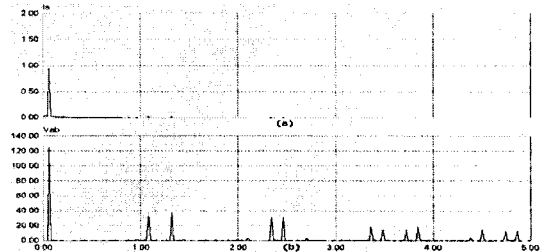


그림 11. LC필터가 없는 경우 2레벨 FFT 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 11. 2level FFT output waveforms without LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

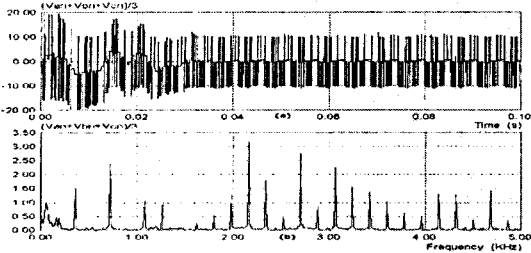


그림 12. LC필터가 없는 경우 커먼모드 전압과 FFT 출력 파형 (a) 커먼모드 전압 (b) FFT출력 파형
Fig. 12. Output waveforms of common mode voltage and FFT without filter (a) Common mode voltage (b) FFT waveform

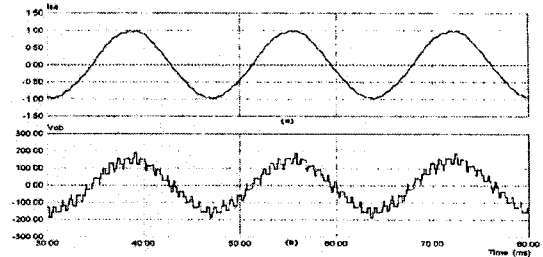


그림 13. LC필터가 있는 경우 출력파형 (a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 13. Output waveforms with LC filter (a) Output current (b) Line to line voltage

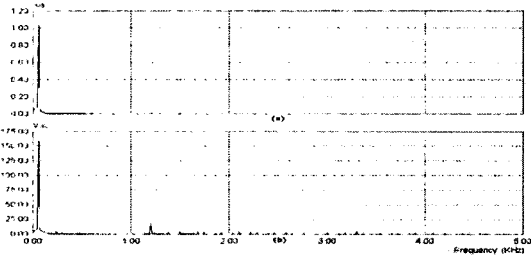


그림 14. LC필터가 있는 경우 FFT 출력파형 (a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 14. FFT output waveforms with LC filter (a) Output current (b) Line to line voltage

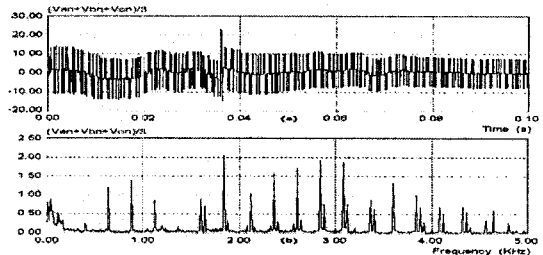


그림 15. LC필터가 있는 경우 커먼모드 전압과 FFT 출력 파형 (a) 커먼모드 전압 (b) FFT출력 파형
Fig. 15. Output waveforms of common mode voltage and FFT with filter (a) Common mode voltage (b) FFT waveform

여준다. 필터를 설치하지 않은 경우에 비해 고조파는 감소되었음을 확인할 수 있다. 그림 15는 LC필터가 있는 경우 커먼모드 전압과 FFT분석 파형을 보여주고 있다. 필터가 없는 경우에 비해 필터가 있는 경우 FFT분석 파형을 비교하였을 때 노이즈 성분은 감소하였다.

4.2 실험 결과

그림 16은 LC필터가 없는 경우 (a) 출력전류, (b) 선간전압 출력파형을 보여주고, 필터가 없는 경우 출력 전류파형은 7레벨 멀티레벨 인버터를 사용함에 따라 고조파가 감소된 것을 알 수 있으며, 출력 선간전압은 멀티레벨의 형태로 출력됨을 확인할 수 있다. 그림 17은 LC필터가 없는 경우 출력전류, 선간전압

의 FFT분석 파형을 보여주고 있다.

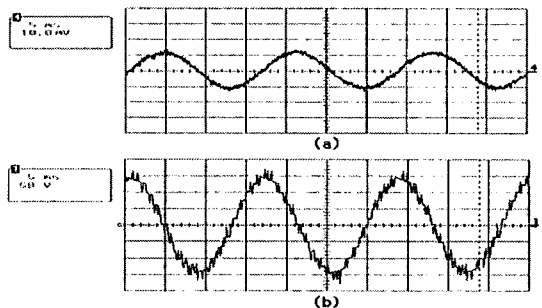


그림 16. LC필터가 없는 경우 출력파형 (a) 출력전류(1V/div) (b) 선간전압
Fig. 16. Output waveforms without LC filter (a) Output current (b) Line to line voltage

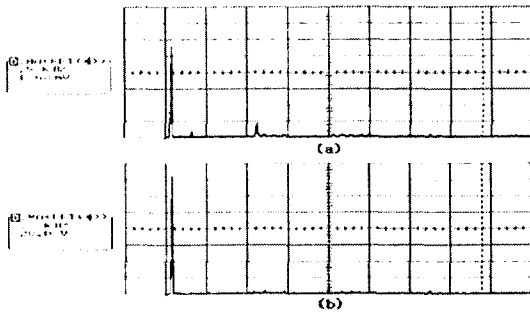


그림 17. LC필터가 없는 경우 FFT 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 17. FFT output waveforms without LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

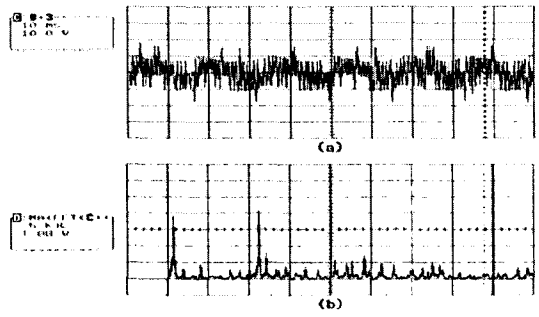


그림 18. LC필터가 없는 경우 커먼모드 전압과 FFT 출력 파형
(a) 커먼모드 전압 (b) FFT출력 파형
Fig. 18. Output waveforms of common mode voltage and FFT without filter
(a) Common mode voltage
(b) FFT waveform

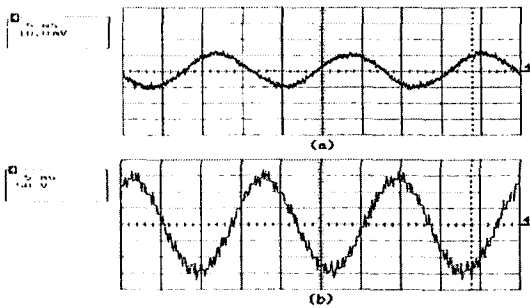


그림 19. LC필터가 있는 경우 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 19. Output waveforms with LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

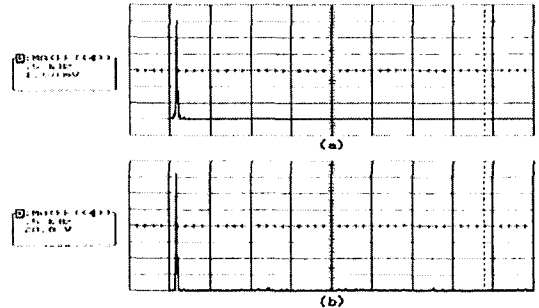


그림 20. LC필터가 있는 경우 FFT 출력파형
(a) 출력전류 (b) 선간전압
Fig. 20. FFT output waveforms with LC filter
(a) Output current (b) Line to line voltage

그림 18은 이 경우의 커먼모드 전압과 FFT분석 파형을 보여준다. 커먼모드 전압은 필터가 없는 경우 피크값은 18[V]정도이고 FFT분석결과 기본파 성분의 피크값은 약 4.1[V]임을 확인할 수 있다.

그림 19는 LC출력 필터가 있는 경우 (a) 출력 전류, (b) 선간전압 출력파형을 보여주고 있다. 그림 20은 LC출력 필터가 있는 경우 출력전류, 선간전압의 FFT분석 파형을 보여준다. 필터가 없는 경우와 비교하여 노이즈가 감소되었음을 알 수 있다. 그림 21은 이 경우의 커먼모드 전압 파형을 보여준다. 커먼모드 전압의 출력 피크값은 14[V]이고 FFT분석 결과 기본파 성분의 피크값은 3.6[V]이다. 본 실험결과에서 보듯이 필터를 설치하지 않은 경우 출력 전류

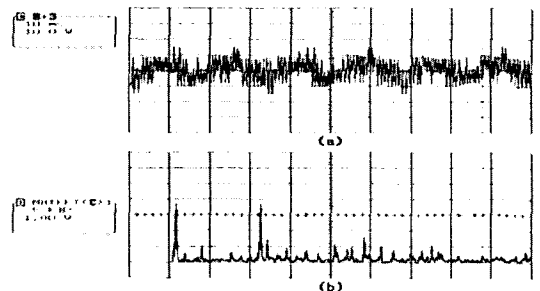


그림 21. LC필터가 있는 경우 커먼모드 전압과 FFT 출력 파형
(a) 커먼모드 전압 (b) FFT출력 파형
Fig. 21. Output waveforms of common mode voltage and FFT with filter
(a) Common mode voltage
(b) FFT waveform

의 주된 고조파 성분인 3고조파(0.083[A]), 21고조파(스위칭 노이즈, 0.166[A])가 필터를 설치한 경우 거의 0[A]로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 또한 커먼 모드 전압은 필터를 설치하지 않은 경우 10[V]이었으나 필터를 설치한 경우 8.8[V]로 약 12[%]정도 감소하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 H-bridge 7레벨 인버터를 이용한 3상 유도전동기 구동시스템의 노이즈 저감을 위한 출력필터를 설계하고 이를 제작하여 실험하였다. 설계된 출력필터를 설치한 경우와 설치하지 않은 경우의 커먼모드 전압, 출력전류 및 선간전압 출력 파형과 FFT 파형을 측정하여 비교 및 분석하였다. 멀티레벨 인버터의 특성상 동일 스위칭 주파수라면 멀티레벨 인버터의 출력이 일반적인 2레벨 인버터의 출력보다 고조파 성분이 낮으나, 고전력 시스템에 적용하는 경우는 스위칭 주파수가 2레벨 인버터의 경우보다 훨씬 낮은 주파수로 되므로 멀티레벨 인버터는 높은 저주파수의 고조파 성분과 노이즈를 갖는 특성을 나타낸다. 따라서 출력 필터를 설치할 필요성이 2레벨 인버터에 비해 높아진다. 제시된 LC출력 필터를 설치한 경우 출력 전류의 노이즈와 커먼모드 전압 노이즈가 감소함을 시뮬레이션과 실험 결과를 통해 보여 주었다.

References

- [1] von Jouanne, A.; Enjeti, P.N.; "Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications", Industry Applications, IEEE Transactions on Vol. 33, Issue 5, Sept.-Oct. 1997 pp:1138-1145.
- [2] Dae-Wook Kang; Byoung-Kuk Lee; Jae-Hyun Jeon;

Tae-jin Kim; Dong-Seok Hyun., "A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on Vol. 52, Issue 3, June 2005 pp:879-888.

- [3] Xudong Huang, Pepa. E., Jih-Sheng Lai, Shaotang Chen, Nehl. T.W., "Three-phase inverter differential mode EMI modeling and prediction in frequency domain", Industry Applications Conference, 2003. Vol.3 pp.2048-2055.
- [4] Hirofumi Akagi, Hiroshi Hasegawa, Takafumi Doumoto, "Design and Performance of a Passive EMI Filter for Use With a Voltage-Source PWM Inverter Having Sinusoidal Output Voltage and Zero Common Mode Voltage", IEEE Transaction on power electronics, Vol.19, No.4, July 2004, pp:1069-1076.

◇ 저자소개 ◇

김수홍 (金洙弘)

1976년 8월 11일생. 2002년 삼척대학교 제어계측공학과 졸업(학사). 2004년 중앙대학교 일반대학원 전자전기공학부 졸업(석사). 2006년 중앙대학교 일반대학원 전자전기공학부 수료(박사).

안영오 (安永五)

1978년 2월 18일생. 2004년 전주대학교 정보통신공학과 졸업(학사). 2006년 중앙대학교 일반대학원 전자전기공학부 졸업(석사).

김윤호 (金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1987년 미국 Texas A&M 졸업(박사). 2003년 사단법인 전력전자학회 회장역임. 2006년 한국철도학회 부회장. 현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수.

방상석 (方相石)

1963년 11월 13일생. 1989년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 2003년 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년~현재 (주)포스콘 기술연구소 수석연구원.

김광섭 (金光燮)

1970년 10월 3일생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년~현재 (주)포스콘 기술연구소 선임연구원.