論文 5-5-4

PWM 인버터로 구동된 유도전동기의 누설전류 억제에 관한 연구(II)

-능동형 커먼 모드 전압 감쇄기를 이용한 고주파 누설전류 억제-

成 炳 模, 柳 道 亨, 朴 晟 濬, 金 喆 禹

A Study on the Reduction of high frequency leakage current in PWM inverter fed Induction Motor

Byoung-Mo Sung, Do-Hyung Lyu, Sung-Jun Park, Cheul-U Kim

요 약

PWM 인버터에 의하여 구동되는 유도전동기는 뛰어난 동작특성을 가지고 있지만, 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류를 야기한다. 이 고주파 누설 전류는 여러가지 문제점을 일으킨다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 일으키는 고주파 누설 전류와 커먼 모드 전압을 감쇄하기 위하여 커먼 모드 전압과 크기가 같고 반대극성을 가진 전압을 4 level half bridge 인버터를 이용하여 생성하고, 이것을 커먼 모드 transformer에 인가하여 고주파 누설 전류 역시 감쇄시킬 수 있는 새로운 형태의 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기를 제안한다. 그리고 제안한 감쇄기의 동작 성능을 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

A PWM inverter for an induction motor often has a problem with a high frequency leakage current that flows through stray capacitors between stator windings and a motor frame to ground. This paper proposes a new type of Active Common Mode Voltage Canceler circuit for the reduction of common mode voltage and high frequency leakage current generated by the PWM VSI-fed induction motor drives. The compensating voltage applied by the common mode voltage canceler has the same amplitude as, but the opposite polarity to, the common mode voltage by PWM inverter. Therefore, common mode voltage and high frequency leakage current can be canceled. The proposed circuit consists of four-level half-bridge inverter and common-mode transformer .Simulated and experimental results show that common mode voltage canceler makes significant contributions to reducing a high frequency leakage current.

Key Words : Common-mode voltage canceler, High frequency leakage current, PWM inverter, Multi level half bridge inverter, Conducted and Radiated EMI

1. 서 론

PWM 인버터에 의하여 구동되는 유도전동기는 인버터의 높은 스위칭 주파수와 제어기술의 발달로 매우 우수한 동작 특성을 가지고 있다. 하지만, 이런 높은 스위칭 주파수로 인하여 여러 가지 문제점들이 제시되었다. 그 예로 전동기와 변압기의 절연 수명 단축[1], 유도전동기의 축전압과 베어링 전류[2], 전도 및 방사 EMI[3]등이 있다.

그러므로 고주파 누설 전류를 저감하기 위하여 많은 연구가 수행되었으며 기존에 수행되었던 연구들을 살펴보면 다음과 같은 것들이 있다.

유도전동기와 인버터 출력단 사이에 외부에서 부가적인 커먼 모드 쵸크(common-mode choke) 혹은 이와 유사한 형태의 수동소자만을 삽입하는 방법으로 트랜지스터로 구성된 Push-pull 회로를 통해 커먼 모드 전

압과 동일한 형태의 전압을 생성하여 같은 권수비를 가진 커먼 모드 트랜스포머에 인가하여 커먼 모드 전압과 고주파 누설 전류를 저감시키는 연구[4]가 있었지만, 실제 고전압 응용에 있어서는 구현이 어려운 단점이 있었다. 이에 고전압에 적용하기 위해 수동소자로만 구성하여 3상 철심 코어로 커먼 모드 전압을 검출하고 이를 커먼 모드 트랜스포머를 통해 고주파 누설 전류를 저감하는 연구를 하였다[5]. 또한, 유도전동기와 인버터 출력단 사이에 능동형 소자와 감쇄기(damper)로 구성된 회로를 삽입하는 방법으로 SPMHI (single phase mult level half bridge inverter)를 이용한 ACCom (active common mode voltage compensator) 방법을 통한 연구도 발표되었다[6]. 그러나 ACCom을 이용하여 고주파 누설전류를 저감하기 위한 커먼 모드 전압검출회로는 매우 복잡하고 multi-level half-bridge 회로의 전압 평형을 유지하기가 힘들다.

또 다른 방법으로는 인버터에서 스위칭 상태에 따라 생성된 커먼 모드 전압 레벨을 감소하기 위해 부가적인 leg를 하나 더 추가하여, SVPWM에서 커먼 모드 전압의 크기가 가장 크게 나타나는 영 전압 벡터 인가 구간을 없애는 연구가 있었으며[7], PWM 인버터의 스위칭 패턴의 변형에 의하여 영 전압 구간을 제거하는 방법으로 NSVM (new space vector modulation)을 제안하여, 영 전압 벡터구간을 제거하는 방법으로 누설 전류를 저감하는 연구도 수행되었다[8]. 그러나 이 방식은 인버터에서 변조지수 (modulation index)를 저하시켜 DC-Link 전압 이용율이 낮아지고, 인버터 출력 전류의 리플이 증가하는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 커먼 모드 전압을 감쇄하기 위한 방법으로 커먼 모드 전압과 같은 크기를 가진 전압을 만들기 위한 single phase multi level half bridge와 생성된 전압을 반대 극성으로 인가하는 커먼 모드 트랜스포머로 구성된 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기(active common mode voltage damper)를 제안하였다. 본 연구의 저자들은 회로 시뮬레이션 프로그램인 P-Spice를 토대로 PWM 인버터로 구동되는 유도 전동기에서 나타나는 커먼 모드 전압의 발생 과정과 고주파 누설 전류의 도통 경로 등을 규명하기 위한 시뮬레이션을 수행 한 바 있으며 그에 대한 등가 모델링 기법과 해석 방법 등을 제시하였다[9]. 본 연구에서는 이를 토대로 하여 제안한 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기의 동작 성능을 검증하였고, 실제 실험을 통하여서도 만족할 만한 성능을 가지고 있음이 확인되었다.

2. 커먼 모드 전압의 발생과 고주파 누설 전류의 경로

커먼 모드 전압과 고주파 누설 전류의 생성 원리와 누설 경로 등을 해석하기 위한 연구가 이미 수행되었으며, 그 결과 커먼 모드 전압은 DC-link단 전원의 중성점과 부하인 3상 유도전동기의 교류전압 중성점 사이의 전위차 V_{np} 로 정의되었다. 그리고 DC-link단 전압 E_{dc} 의 1/3의 크기를 가지고 스탭 형태로 변화하며 그 크기는 PWM 인버터의 스위칭 상태에 따라 정해지며 부하조건이나 시스템에는 상관없이 일정한 4개의 전압 레벨($\pm 1/2\,E_{dc}$, $\pm 1/6\,E_{dc}$)을 가지고 나타나게 되므로 커먼 모드 전압의 크기는 인버터 스위칭 상태만을 관찰하면 알 수 있다.

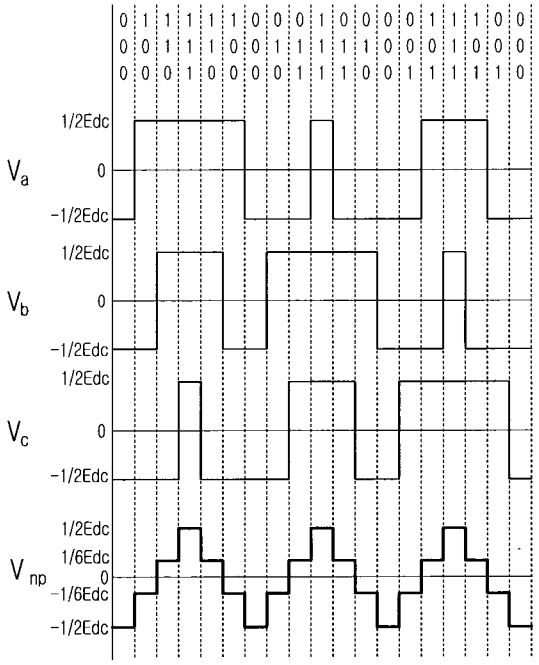


그림 1 PWM 인버터의 스위칭 상태에 따른 생성 커먼 모드 전압 및 3상 전압(Va,Vb,Vc)파형

Fig. 1 Common-mode voltage and three phase voltge due to switching state of PWM inverter

이와 같이 PWM 인버터에 의해 생성된 커먼 모드 전압 V_{np} 는 유도전동기 내의 고정자 권선과 고정자 외함 사이에 존재하는 부유용량을 통해 접지단자로 흐르는 고주파 누설전류의 원인이 되고, 고주파 누설전류에 대한 경로는 그림 2와 같다.

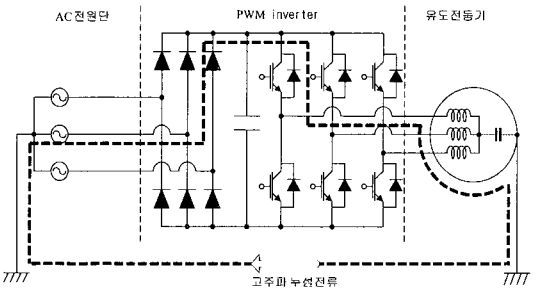


그림 2 PWM 인버터로 구동되는 유도전동기 시스템과 고주파 누설전류

Fig. 2 PWM inverter-fed induction motor system and the high frequency leakage current

3. 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기

3.1 능동형 커먼모드 전압 감쇄기의 원리

능동형 커먼 모드 전압 감쇄기의 목적은 고주파 누설전류의 근원이 되는 커먼 모드 전압을 완전히 상쇄함으로서, 고주파 누설전류를 흐르지 않도록 하는 것이다. 그림 3은 커먼 모드 전압 감쇄 원리에 대한 등가회로를 나타내는 것으로, 여기서 C_s, R_e, L_e는 각각 유도 전동기의 고정자 권선과 프레임 사이에 존재하는 부유 용량(stray capacitor)과 등가 직렬저항, 케이블의 인덕턴스를 나타내며 이것은 커먼 모드 전압과 고주파 누설 전류에 대한 LCR 직렬 감쇄 공진회로의 등가 부분이다.

능동형 커먼 모드 전압 감쇄기는 인버터의 스위칭 신호와 동기되어 커먼 모드 전압과 크기($\pm 1/2E_{dc}$, $\pm 1/6E_{dc}$)는 동일하지만 반대의 극성을 가지는 보상전압 V_c 를 생성하여 권수비가 동일한 커먼 모드 트랜스포머의 1차측에 인가함으로서 고주파 누설전류

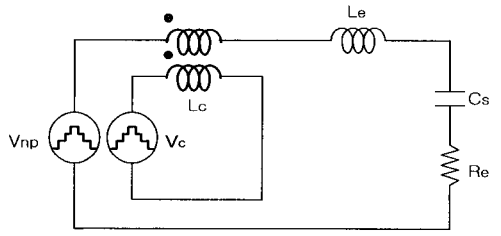


그림 3 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기의 등가회로

Fig. 3 Equivalent circuit of Active common mode voltage damper

의 근원이 되는 커먼 모드 전압을 상쇄하여 고주파 누설전류의 발생을 억제하는 것이다.

그림 4 는 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기를 포함하는 실제 실험 시스템의 회로도이다. 3상 대칭 SVPWM (Space Vector Pulse-Width Modulation) 방식의 IGBT를 이용하는 전압형 PWM 인버터가 세 개의 케이블을 통하여 2.2 [kW]의 유도전동기를 구동하고, 전동기의 외함은 접지 단자에 접속되어 있다.

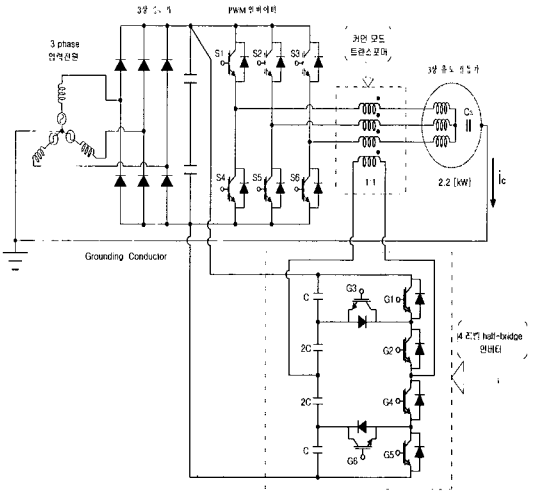


그림 4 제안한 능동형 전압 감쇄기가 부착된 시스템

Fig. 4 Overall system with proposed "Active common mode voltage damper"

제안한 능동형 커먼 모드 전압감쇄기의 구성 요소인 4레벨 half-bridge 인버터와 커먼모드 트랜스포머가 PWM 인버터와 유도전동기 사이에 연결되어 있다. 이 방식은 별도의 전동기 구동 소프트웨어 수정 없이 능동형 커먼 모드 전압감쇄기만의 부착으로 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류를 저감시킬 수 있다.

3.2 단상 4 레벨 half-bridge 인버터

능동형 커먼모드 전압감쇄기의 첫 번째 구성요소는 4 레벨 half-bridge 인버터이며 이것은 PWM 인버터의 전동기 구동 스위칭 신호를 조합하여 커먼모드 전압과 같은 크기의 전압레벨을 똑같은 시점에서 생성하게 된다. 그림 5은 제안한 4 레벨 half-bridge 인버터의 회로도를 나타내고 있다. 그림 5에서 커먼 모드 전압 레벨($\pm 1/2E_{dc}$, $\pm 1/6E_{dc}$)을 만들기 위한 C에 병렬로 연결된 저항 R는 전압레벨의 확보와 C에 충전 전류를 제공하는 역할을 한다.

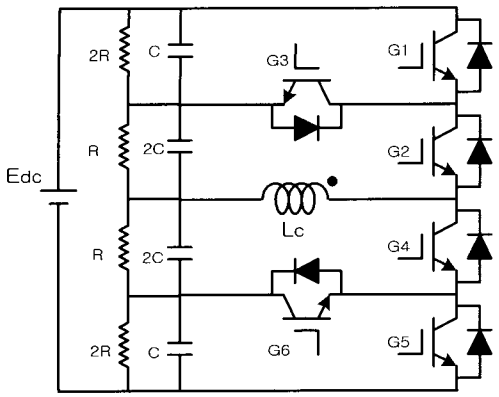


그림 5 제안한 4 레벨 half-bridge 인버터회로
Fig. 5 Proposed circuit of a four level half bridge inverter

여기에 인가되는 스위칭 신호는 3상 인버터를 구동하기 위해 인가되는 PWM 스위칭 상태에 따라 생기는 4 레벨의 커먼 모드 전압에 대해 레벨이 동기화되도록 신호를 생성한다.

동작 원리를 보면 G2만 ON이 될 경우에는 2C에 걸리는 커먼 모드 전압 레벨인 $E_{dc}/6$가 L_c양단에 나타난다. G1과 G2가 ON 될 경우에는 $E_{dc}/2$의 커먼 모드 전압 레벨이 L_c양단에 나타난다. 부(-)의 구간의 커먼 모드 전압 레벨도 위와 동일하다. 이를 표 1에 생성된 커먼 모드 전압 레벨에 대해 4 레벨 half-bridge 인버터의 인가 스위칭을 나타내었다.

표 1 PWM 인버터 스위칭 상태에 따른 4레벨 half bridge 인버터의 인가 스위칭 신호
Table 1 Input switching signals of the four level half-bridge inverter according to common mode voltage levels

VSI의 스위칭 패턴			커먼 모드	인가 스위칭 신호					
S1	S2	S3	전압	G1	G2	G3	G4	G5	G6
0	0	0	$-\frac{E_{dc}}{2}$	0	0	0	1	1	0
0	0	1	$-\frac{E_{dc}}{6}$	0	0	0	1	0	1
0	1	1	$\frac{E_{dc}}{6}$	0	1	1	0	0	0
0	1	0	$-\frac{E_{dc}}{6}$	0	0	0	1	0	1
1	1	0	$\frac{E_{dc}}{6}$	0	1	1	0	0	0
1	0	0	$-\frac{E_{dc}}{6}$	0	0	0	1	0	1
1	0	1	$\frac{E_{dc}}{6}$	0	1	1	0	0	0
1	1	1	$\frac{E_{dc}}{2}$	1	1	0	0	0	0

여기서 G3, G6 스위칭 신호는 L_c에 축적된 에너지의 환류 경로를 만들어 주기 위한 것으로 3상 인버터에서 암 단락(arm-short) 방지를 위한 데드 타임 T_{dead} 만큼 각각 G2, G4보다 앞서서 ON된다. 이는 3상 인버터를 구동하기 위한 6개의 신호 중 윗단 세 신호와 아랫단 세 신호를 각각 입력으로 선택해서 조합하여 생성한다. 따라서 4레벨 half-bridge 인버터의 윗단과 아랫단의 dead-time도 부가적인 소프트웨어나 하드웨어 없이 생성된다.

실험에서 4레벨 half-bridge 인버터의 스위칭 신호는 ALTERA사의 EPM7064LC84-7을 이용하여 EPLD (erasable programmable logic device)로 구현하였다.

그림 6에 데드타임을 표시한 4 레벨 half-bridge 인버터에 인가되는 스위칭 신호를 표현했다.

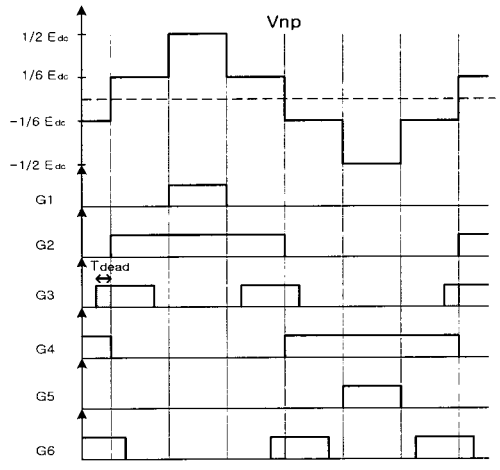


그림 6 4 레벨 half-bridge 인버터의 스위칭 신호
Fig. 6 Input switching signals of the four level half-bridge inverter

그림 7은 실험 시스템의 게이트 엠프(gate-amp)에서 4 레벨 half-bridge 인버터로 인가된 스위칭 신호의 실측 파형이다.

4 레벨 half-bridge 인버터에 사용된 IGBT는 전동기 구동 3상 인버터에 사용된 것과 동일한 IGBT (Fuji, 2MBI50L60)를 사용하였으며, EPLD는 3상 인버터 구동신호와 시간지연이 수[ns]이하가 되도록 제작하였다. MAX PLUS+Ⅱ의 타이밍 어널라이저로 시뮬레이션 결과 입력에 대한 출력지연이 7.5[ns]이었다.

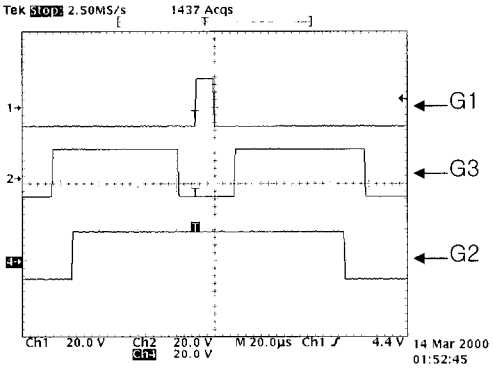


그림 7 실측한 4 레벨 half-bridge 인가 스위칭 신호 (G1, G2, G3)

Fig.7 Measured switching signals of the four level half-bridge inverter

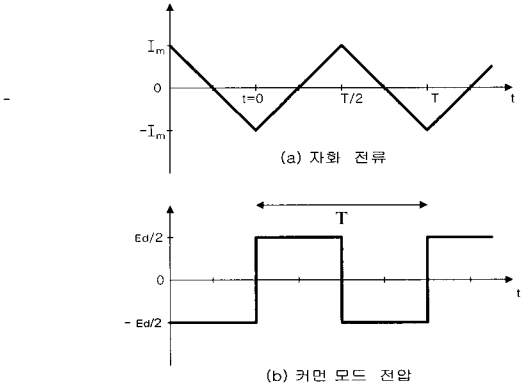


그림 8 능동형 커먼모드 전압감쇄기의 변압기에서 자화 전류(a)와 커먼모드 전압(b)의 변화

Fig. 8 Magnetizing current(a) and common mode voltage(b) in Active common mode voltage damper's transformer

3.3 커먼 모드 트랜스 포머

1차측과 2차측의 권수비가 동일한 커먼 모드 트랜스포머는 2차측에 3개의 권선이 있으며 이 권선들은 인버터의 출력단와 유도 전동기 사이에 부착된다. 그리고 1차측은 앞절에서 제안한 4 level half bridge에 연결되어 커먼모드 전압과 같은 크기와 형태의 전압이 인가된다.

표 2 커먼모드트랜스포머 제작에 사용된 코어사양

Table 2 Specification of toroidal ferrite core

모델명	ZW-47313 TC MAGNETICS	
Ae	212	mm^2
le	165	mm
AL	16.28±20%	$\mu H/N^2$
Wt	177	g
Bs	430(25℃에서)	mT
	250(100℃에서)	mT

커먼 모드 트랜스포머를 제작하기 위해 MAGNETICS 사의 페라이트(ferrite) 트로이덜(toroidal) 코어를 사용하였으며, 그 사양은 표 2와 같다.

트로이덜 코어는 누설 인덕턴스가 적으므로 손실이 거의 없고, 주파수 특성이 우수하여 EMI 필터로 널리 사용된다.

코어가 자기적으로 포화되지 않을 최대 자속 밀도 ($B_{\max}$)조건은 그림 8과 같이 인버터의 스위칭 상태 중 3상의 스위치가 동시에 ON 또는 OFF 되는 구간만 존재한다고 가정하여 구하였다. 이는 SVPWM (space vector pulse width modulation)에서 영 벡터 구간에 해당되며 최대 자속 밀도는 식 (1)과 같다.

$$B_{\max} = \frac{(E_{dc}/2)(T/4)}{k \cdot A_e \cdot N} \tag{1}$$

여기서 A_e는 코어의 유효 단면적, E_{dc}는 DC-link 전압의 크기, T는 스위칭 주기, k는 적층한 코어의 개수이다. 그 정수는 k=5 , T=200[μs] , E_{dc}= 300[V] 이다.

식 (1)로부터 코어의 자기적 포화를 방지하기 위한 권수를 계산하면 식 (2)와 같다.

$$N > \frac{(E_{dc}/2)(T/4)}{k \cdot A_e \cdot B_{\max}} \cong 29[\text{turns}] \tag{2}$$

실험에서는 마진을 고려하여 N=33[turns]로 하였다. 위의 설계 정수를 식 (1)에 대입하면 $B_{\max}$= 214[mT] 이므로 설계된 코어는 표 2의 코어 사양에서 보듯이 포화 자속 밀도 430[mT] 보다 작으므로 트랜스포머가 포화되지 않는다. 설정된 권수를 이용하여 커먼 모드 트랜스포머의 인덕턴스 값을 계산하면 식 (3)과 같다.

$$L_c = k \times (AL\ value) \times 10^{-6} \times N^2 = 88.6[\mathrm{mH}] \quad (3)$$

LCR 메타(HP 4284A)를 통해 실제 측정한 값은 80[mH]였다.

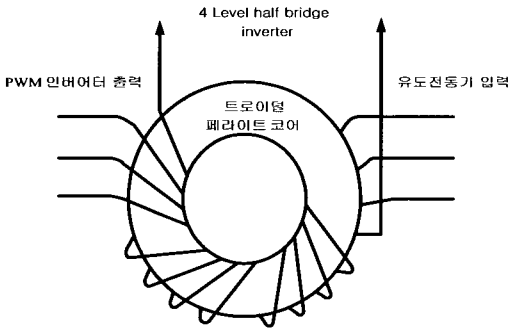


그림 9 커먼 모드 트랜스포머
Fig. 9 Common mode transformer

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제시한 능동형 전압감쇄기를 다시 한 번 정리하면 다음과 같이 구성되어 있다.

(1) 3상 인버터의 스위칭 신호에 동기된 구동을 가지고 동작되는 IGBT를 이용한 4 레벨 half-bridge 인버터 회로

2) 권수비 1:1의 커먼 모드 트랜스포머

3) 3상 인버터의 신호를 조합해서 4 레벨 half bridge의 스위칭 신호를 생성하는 EPLD (erasable programmable logic device)

능동형 커먼 모드 전압감쇄기의 동작을 검증하기 위해 이전 연구에서 제시된 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류에 대한 시뮬레이션 회로를 사용하였다.

그림 10의 시뮬레이션 회로도에 4레벨 half-bridge 인버터와 권수비가 동일한 커먼 모드 트랜스포머가 부가되었다. 4 레벨 half-bridge의 인버터의 스위칭 신호는 EPLD대신에 3×8 디코더로 구성된 회로로 시뮬레이션 하였으며, 그 회로도는 그림 11이다.

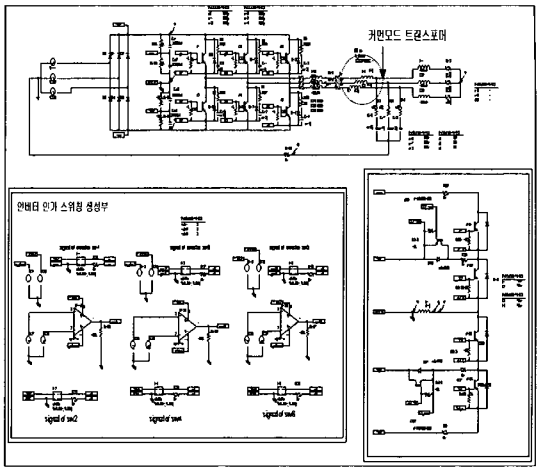


그림 10 커먼 모드 전압감쇄기를 고려한 시뮬레이션 회로도
Fig. 10 Simulation circuit for the "Active common mode damper"

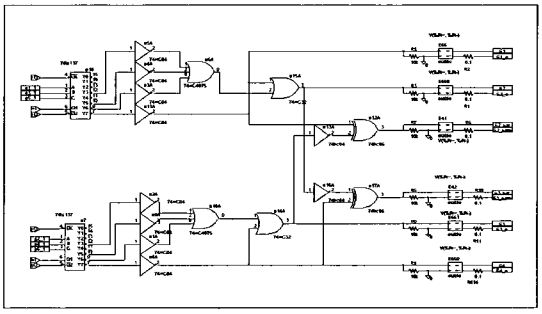
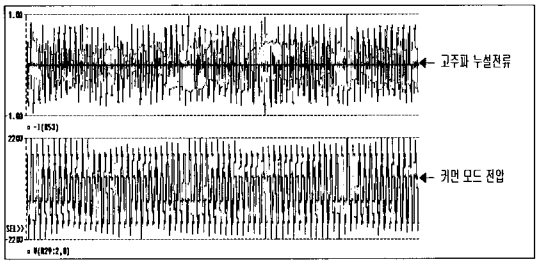


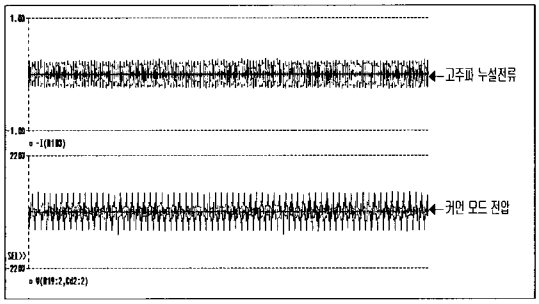
그림 11 시뮬레이션에 사용된 4레벨 half-bridge 인버터의 인가신호생성 회로
Fig. 11 Circuit for input switching signals of the four level half-bridge inverter using 3×8 decoder

시뮬레이션 결과는 그림 12에 나타난 것처럼 커먼 모드 전압의 최대치는 1/3이하로 낮아졌으며, 고주파 누설 전류의 실효치 역시 70[%]이상 줄었음을 알 수 있다.

실제 실험에 사용된 시스템의 파라메터는 표 3과 같다. 그림 13은 능동형 커먼 모드 전압감쇄기의 효과를 알아보기 위해 능동형 커먼모드 전압 감쇄기가 부착 된 경우와 부착되지 않은 경우를 비교한 측정 파형이다. 그림 13(a)는 2.2[kW]급 유도 전동기에 능동형 전압감쇄기를 부착하지 않고, 직류 링크 전압의 크기를 300[V]로 해서 구동했을 경우이다.



(a) Simulated waveform without active common mode voltage damper



(b) Simulated waveform with active common mode voltage damper

그림 12 시뮬레이션 결과
Fig. 12 Simulation results

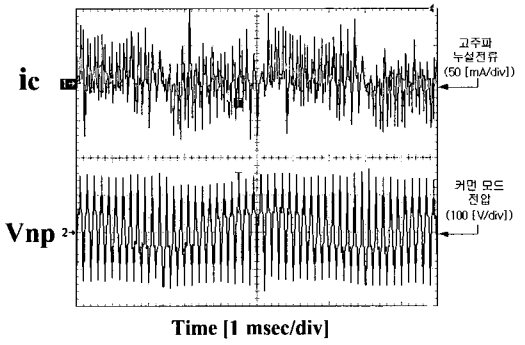
커먼 모드 전압은 4개의 전압 레벨을 가지고 스텝적으로 변화하며, 매 번의 스텝 변화 마다 고주파 누설전류가 발생함을 알 수 있다. 그림 13(b)는 능동형 전압감쇄기를 부착했을 때의 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류를 측정한 결과이다. 커먼 모드 전압은 보상전압과의 상쇄에 의해서 최대치는 약 30[%]이하로 감쇄되었고, 그 결과 고주파 누설전류의 실효치도 약 70[%]이하로 저감되었음을 나타내고 있다

5. 결 론

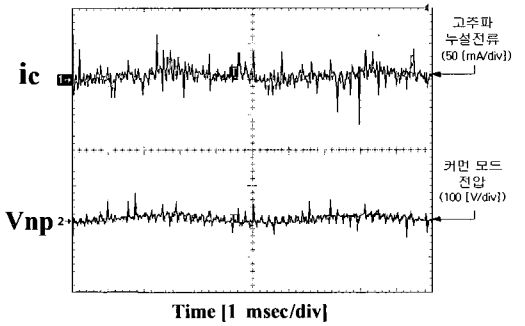
본 논문에서는 4 레벨 half-bridge 인버터와 권수비가 동일한 커먼 모드 트랜스포머로 구성된 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기로 인버터의 스위칭 상태에 따라서 생성되는 커먼 모드 전압과 크기가 같고 극성이 반대인 보상전압을 생성하여 고주파 누설전류의 근원이 되는 커먼 모드 전압을 전체 레벨에 대해 상쇄함으로써 고주파 누설전류의 발생을 억제하였다. 이에 대한 설계 절차 및 능동형 커먼 모드 전압 감쇄기를

표 3 실험에 사용된 PWM 인버터 및 유도 전동기의 파라메터
Table 3 Parameters of tested PWM inverter and induction motor

PWM Inverter	PWM 방식	Space Vector PWM	
	IGBT(Fuji)	600 50	[V] [A]
	DC-link 전압	300	[V]
	스위칭 주파수	5	[kHz]
유도 전동기	정격전압	220/380	[V]
	정격전류	8.8/5.1	[A]
	정격출력	2.2 (3[hp])	[kW]
	회전수	1735	[rpm]
	극수	4	



(a)



(b)

그림 13 능동형 커먼모드 전압 감쇄기 부가 전(a)과 부가 후(b)의 실험 파형
Fig. 13 High frequency leakage current and common mode voltage waveforms without active common mode voltage damper(a) and with it(b)

고려한 시뮬레이션 모델을 확립하여 능동형 커먼 모드 전압감쇄기를 제작하였으며, 이를 2.2[kW]급 유도전동기를 구동하는 PWM 인버터에 적용한 결과 시뮬레이션 결과에서와 같이 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류를 효과적으로 저감시킬 수 있음을 확인할 수 있었다.

그러나 제안한 방법을 대형기에 적용하는 경우 전선 굵기의 증가에 따라 커먼모드 트랜스포머의 부피 증가와 제작의 어려움은 있다. 그렇지만, 커먼 모드 트랜스포머의 인덕턴스는 트로이덜 코어 자체의 구조에 의해서 부하 상전류에 대해서는 임피던스로 작용하지 않고 커먼모드 전압에 대해서만 임피던스로 작용하게 되므로 적절한 전선과 코어의 선정으로 경제적인 시스템 설계가 가능할 것으로 생각된다.

이 논문은 에너지 관리공단의 에너지 기술 학술 진흥 사업으로 연구되었음

참 고 문 헌

[1] B.Heller and A.Veverka, Surge Phenomena in Electrical Machine, Iliffe Books Ltd., 1968.

[2] S.Chen, T.A.Lipo, D.Fitzgerald, "Modeling of Motor Bearing currents in PWM Inverter Driver." IEEE Trans. Industry Applications, vol.32, no.6,pp.1365-1370, 1996.

[3] Gary.L.Skibinsk , Russel.J.Kerkman and Dave Schlegel, "EMI Emissions of Modern PWM ac Drives", IEEE Industry Applications Magazine,pp.47-81, Nov./Dec., 1999

[4] Ogasawara S., Ayano H., Akagi H. "An acctive circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, no.5 , pp.835-841, 1998.

[5] Swamy,M.M., Kume, T. "Common-mode current attenuation techniques for use with PWM drives" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual Vol.2, pp767 -773, 1999.

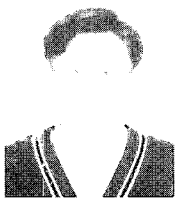
[6] Y.Q.Xiang "A Novel Active Common-mode-voltage Compensator (ACCom) For Bearing Current Reduction of PWM VSI-Fed Induction Motors" Proceedings of the Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition - Vol.2, pp.1003-1009, 1998.

[7] Oriti, G., Julian, A.L., Lipo, T.A. "A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction" Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE Vol.2, pp.1541-1546, 1997.

[8] Yen-Shin Lai "Investigations into the Effects of PWM Techniques on Common Mode Voltage for converter -Controlled Induction Motor Drives" Proceedings of the 1999 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting Vol.1, pp.35-40, 1999

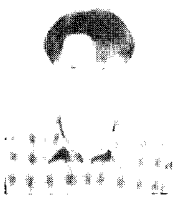
[9] Jin-Whi Jun, Jae-Ho Lee, Sang-Hun Lee, Chul-U Kim "A Study on the Simulation method for the common mode voltage and current in the voltage fed PWM inverter system" Transactions of KIPE vol.5, no.3, pp.246-253, June, 2000

저 자 소 개



성병모(成炳模)

1974년 6월 18일생. 1999년 부산대학교 공대 전기공학과 졸업(학사). 동 대학원 전기공학과 재학중(석사).



류도형(柳道亨)

1973년 9월 27일생. 1999년 동아대학교 공대 전기공학과 졸업(학사). 부산대학교 전기공학과 재학중(석사).

박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대학교 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996년-2000년 거제대학 전기과 조교수. 현재 부산대 지능기계공학과 박사과정. 동명대학 전임강사.

김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대학교 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기 통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경 공업대학 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대학교 공대 전자전기정보 컴퓨터공학부 교수.