

## PWM 인버터로 구동된 유도전동기의 누설전류 억제에 관한 연구(I)

-커먼 모드 전압과 전류의 해석을 위한 시뮬레이션을 중심으로-

全眞輝, 李載浩, 李相勳, 金喆禹

### A Study on the Simulation method for the common-mode voltage and current in the voltage fed PWM inverter system

Jin-Whi Jun, Jae-Ho Lee, Sang-Hun Lee, Chul-U Kim

#### 요 약

전동기의 제어기법과 제어기 등의 발달로 유도전동기는 산업용으로 널리 보급되고 있으며, 유도전동기를 고효율로 제어하기 위하여 PWM 인버터가 널리 사용되고 있다. 그리고 IGBT와 같은 고속 스위칭 소자의 발달로 인해 전압형 PWM 인버터의 스위칭 주파수의 증가가 가능하게 됐으며, 그로 인해 매우 우수한 동작 특성을 가지게 되었다. 그러나 고속 스위칭은 전압과 전류의 급격한 변화로 인해 매 스위칭마다 발생하는 고주파 성분의 커먼 모드 전압과 전류를 발생하게 되고 이들은 베어링 전류와 축전압, 전도 및 방사 EMI, 기기의 절연수명 단축, 등의 악영향을 유발한다. 본 연구에서는 이러한 커먼 모드 전압과 전류에 대한 시스템 레벨 해석이 가능한 시뮬레이션 기법에 대해 실제 측정과 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 이를 통해서 커먼 모드 전압과 전류가 PWM 인버터 시스템의 각 부에 미치는 영향을 쉽게 확인 할 수 있으며, 커먼 모드 전압과 전류의 저감을 위해 추가될 수 있는 부가적인 보조회로의 영향에 대해서도 제시된 시뮬레이션 기법을 통해 확인 할 수 있다.

#### ABSTRACT

A. PWM inverter with an induction motor often has a problem with a high frequency leakage current that flows through stray capacitance between stator windings and a motor frame to ground.

This paper presents a simulation model for high frequency leakage currents and common-mode voltage in PWM inverter feeding an induction motor, which uses an LCR series resonant circuit and simplified motor modeling. The analysis based on the simulation circuit leads to such a conclusion that it is useful tool to analyse the phenomenon of the common-mode voltage and high frequency leakage current and to system-level analysis of the PWM inverter system. By using this simulation model, the effect of the external active or passive compensation circuit which can be added to reduce the common mode voltage and high frequency leakage current can be considered efficiently.

**Key Words** : Common-mode voltage, Common-mode current, High frequency leakage current, PWM inverter, P-spice, Conducted and Radiated EMI

#### 1. 서 론

IGBT와 같은 고속 스위칭 소자의 발달로 인해 전압

형 PWM 인버터의 스위칭 주파수의 증가가 가능하게 됐으며, 그로 인해 매우 우수한 동작 특성을 가지게 되었다. 그러나, 고속 스위칭은 전압과 전류의 급격한

변화로 인해 초래되는 다음과 같은 문제들을 발생할 수 있다.

- 모터 내부의 부유용량(stray capacitance)를 통하여 대지로 흐르는 고주파 누설전류(high frequency leakage current, ground current) 발생<sup>[1]</sup>
- 베어링 전류와 축전압(shaft voltage)<sup>[2],[3]</sup>
- 전도 및 방사 EMI<sup>[4],[5]</sup>
- 전동기와 변압기의 절연 수명 단축<sup>[6]</sup>

기생적인 부유용량이 필연적으로 전동기의 내부에 존재하기 때문에, 매 스위칭마다 고속 스위칭에 의해서 생기는 전압과 전류의 변화는 진동하는 커먼 모드 전류(common-mode current)를 발생시킨다. 수십 kHz에서 수 MHz의 주파수 범위를 가지고 진동하는 전류는 자계를 형성할 뿐만 아니라 도처에서 EMI 노이즈를 방출할 수 있다. 그래서, AM라디오 수신기와 의학장비와 같은 전자장비에 악영향을 끼치게 된다<sup>[4],[5]</sup>.

본 연구에서는 고주파 누설전류와 이것의 근원이 되는 커먼 모드 전압을 system-level로 해석할 수 있는 시뮬레이션 기법을 제시한다.

제시된 시뮬레이션 회로는 커먼 모드 전압과 전류에 대한 유도전동기의 간단한 모델과 시뮬레이션 프로그램인 p-spice를 이용하여 수행하였다. 이 논문에서 제시된 시뮬레이션회로를 이용한 시뮬레이션 결과는 IGBT를 이용하는 2.2kW 유도전동기의 구동에서 발생하는 고주파 누설전류(즉, ground current), 커먼 모드 전압과 현상적으로 동일함을 알 수 있다.

## 2. PWM 인버터를 이용한 유도전동기 구동시스템에서의 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류

먼저 PWM 인버터로 구동되는 유도전동기에서 발생하는 고주파 누설전류가 어떤 형태와 경로에 따라 발생하는가를 우선 알아보기 위하여 고주파 누설전류의 원인이 되는 커먼 모드 전압과 PWM 인버터 출력 전압의 관계를 알아보고, 이를 토대로 하여 고주파 누설전류에 대한 등가 모델링을 행한다. 그리고 유도전동기에 대한 등가모델을 이용해서 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류의 해석을 위한 시뮬레이션 모델을 제시한다.

### 2.1 PWM 인버터와 커먼 모드 전압

그림 1은 전압형 PWM 인버터와 유도전동기의 결선을 나타낸 것이다.

그림 1에서 DC-link단 전원의 중성점 p에 대한 PWM 인버터 출력단 전압을 각각  $V_{L1}$ ,  $V_{L2}$  및  $V_{L3}$  라하고, 교류부하인 3상 유도전동기의 교류전압 중성점 n에 대한 각 상전압을  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  및  $V_{cn}$  이라 할 때, 커먼 모드 전압은 DC-link단 전원의 중성점 p와 부하인 3상 유도전동기의 교류전압 중성점 n사이의 전위차  $V_{np}$  로 정의된다.

따라서, 커먼 모드 전압  $V_{np}$  를 구하기 위해서 PWM 인버터의 6개 스위치  $S_1 \sim S_6$  중에서 그림 1과 같이  $S_1$ ,  $S_5$  및  $S_6$  가 ON된 상태라고 생각한다. 유도전동기의 각 상임피던스를  $Z$  라하고 DC-link에서 바라 본 총 부하임피던스를  $Z_t$  라고 하면 부하임피던스의 합  $Z_t$  는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_t = Z + \frac{Z}{2} = \frac{3}{2} Z \quad (1)$$

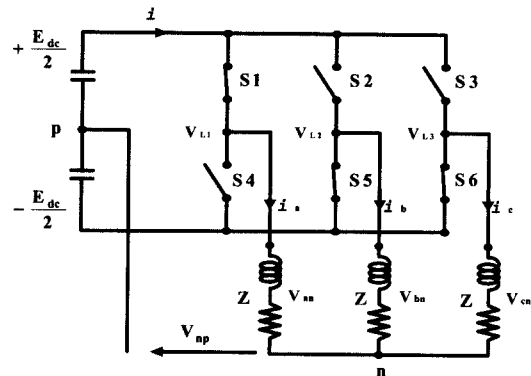


그림 1 전압형 PWM 인버터와 유도전동기  
Fig. 1 PWM voltage-source inverter and induction motor

DC-link단으로부터 부하에 흐르는 전류  $i$  와 부하 상전압  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  및  $V_{cn}$  은 각각 식 (2), 식 (3)~(5)과 같다.

$$i = \frac{E_{dc}}{Z_t} = \frac{2}{3} \frac{E_{dc}}{Z} \quad (2)$$

$$V_{an} = Zi = \frac{2}{3} E_{dc} \quad (3)$$

$$V_{bn} = -\frac{1}{2} Zi = -\frac{1}{3} E_{dc} \quad (4)$$

$$V_{cn} = -\frac{1}{2} Zi = -\frac{1}{3} E_{dc} \quad (5)$$

또한, 인버터 출력 상전압  $V_{L1}$ ,  $V_{L2}$ ,  $V_{L3}$  은 식 (6)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{L1} &= +\frac{E_{dc}}{2} \\ V_{L2} &= -\frac{E_{dc}}{2} \\ V_{L3} &= -\frac{E_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (6)$$

따라서, 부하 중성점 n을 기준으로 3상 전류의 합은 영이므로 커먼 모드 전압  $V_{np}$  는 식 (9)과 같이 구해진다.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{L1} - V_{np}}{Z} + \frac{V_{L2} - V_{np}}{Z} \\ + \frac{V_{L3} - V_{np}}{Z} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\therefore V_{np} = \frac{1}{3}(V_{L1} + V_{L2} + V_{L3}) \quad (9)$$

식 (9)는 단지 PWM 인버터의 스위칭 상태가 부하 임피던스와 상관없이 커먼 모드 전압  $V_{np}$  을 결정함을 보여준다.

그림 2는 PWM 인버터의 스위칭 상태에 따른 생성 커먼 모드 전압을 각각의 경우에 대하여 나타낸 것으로서, 매번 스위칭을 할 때마다  $\frac{E_{dc}}{3}$  의 크기를 갖고 스텝 형태로 변화함을 알 수 있다.

이와 같이 PWM 인버터에 의해 생성된 커먼 모드 전압( $V_{np}$ )은 유도전동기 내의 고정자 권선과 고정자 외함 사이에 존재하는 부유용량을 통해 접지단자로 흐르는 고주파 누설전류의 원인이 되고<sup>[4]</sup>, 고주파 누설전류에 대한 경로는 그림 3과 같다

2.2 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류의 관계

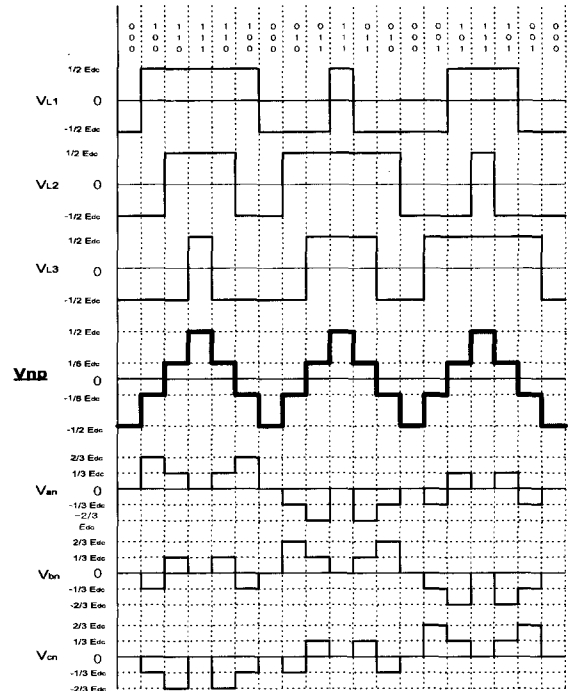


그림 2 PWM 인버터의 스위칭 상태에 따른 생성 커먼 모드 전압 및 3상 전압 파형

Fig. 2 Common-mode voltage and three-phase voltage waveforms due to switching state of PWM inverter

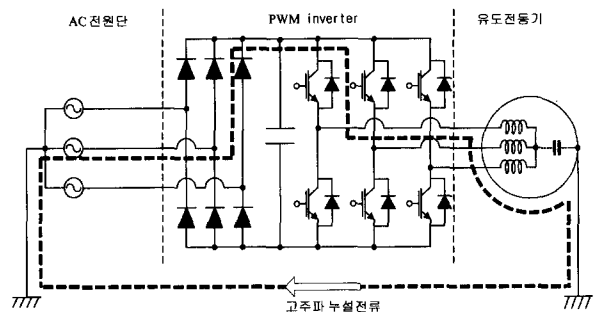


그림 3 PWM 인버터로 구동되는 유도전동기 시스템과 고주파 누설전류

Fig. 3 PWM inverter-fed induction motor system and the high frequency leakage current

PWM 인버터에서 매 스위칭 순간마다 커먼 모드 전압이  $\frac{E_{dc}}{3}$  (DC-link 전압의 1/3)의 크기로 스텝적으로 변화하기 때문에 고주파 성분의 누설전류는 유도전동기의 외함과 고정자 권선 사이에 존재하는 부유용량

과 접지를 통해 흐르게 된다. 이러한 고주파 누설전류와 커먼 모드 전압을 측정하기 위해 사용된 실험 시스템의 파라메타는 표 1과 같다.

표 1 측정에 사용된 PWM 인버터 및 유도전동기 파라메터

Table 1 Ratings of tested PWM inverter and induction motor

P W M inverter	PWM 방식	Space Vector PWM	
	IGBT	3	[ea]
	Collector-Emitter 정격 전압	600	[V]
	Collector 전류	50(연속) 100(순간 1[ms])	[A] [A]
	스위칭 주파수	2.5	[kHz]
유도 전동기	정격전압	220/380	[V]
	정격전류	8.8/5.1	[A]
	정격출력	2.2 (3[hp])	[kW]
	회전수	1735	[rpm]
	극수	4	

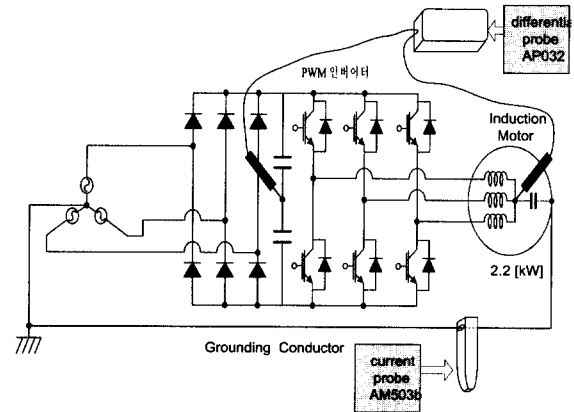
그리고 고주파 누설전류와 커먼 모드 전압을 측정하기 위한 실험 시스템은 그림 4와 같다. 고주파 누설전류를 측정하기 위해서 전류 프로브(HP AM503B)를 접지선에 부착하였으며, 커먼 모드 전압을 측정하기 위해서는 전압 프로브(LeCroy AP032)를 사용하였다.

PWM 인버터가 DC link 전압이 300[V]로 동작 할 때 실제 측정 된 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류는 그림 4(b)와 같다.

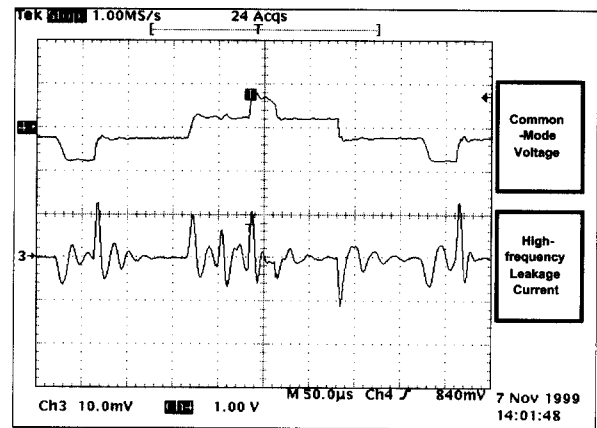
측정 된 파형에서와 같이 커먼 모드 전압은 4개의 레벨( $\pm 1/2 E_d$ ,  $\pm 1/6 E_d$ )을 가지고 변화하고, 스텝적 변화마다 고주파 성분의 누설전류가 발생한다. 그리고 이때 발생한 전류는 LCR 직렬공진 회로에 스텝 전압이 인가되었을 때 발생하는 감쇄 공진 전류와 유사한 형태임을 알 수 있다.

### 3. 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류에 대한 모델링 및 등가회로

본 연구에서는 2.2절에서 측정된 고주파 누설전류



(a) 실험 시스템



(b) 측정된 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류 파형

그림 4 고주파 누설전류를 측정하기 위한 실험 시스템 및 고주파 누설전류

Fig. 4 Experimental system and the high frequency leakage current

파형이 LCR 직렬 공진 회로에 스텝 전압이 인가되어진 뒤의 감쇄 진동하는 전류 파형과 유사하기 때문에 그림 5와 같이 고주파 누설전류에 대한 등가회로를 LCR 직렬공진회로 형태로 제안한 모델<sup>[11]</sup>을 바탕으로 해서 시뮬레이션 모델을 재구성하였다.

LCR 직렬공진회로로 간략화 된 등가회로에서 L값은 인버터 출력단과 유도전동기 입력단 간의 케이블 인덕턴스, C와 R값은 유도전동기의 고정자 권선과 외함 간의 임피던스(부유용량과 등가직렬저항)로 산정한다. 그리고 E는 커먼 모드 전압,  $E_d$ 는 DC link 전

압을 나타낸다.

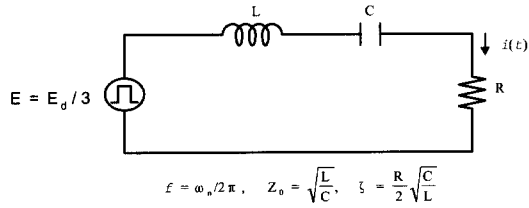


그림 5 고주파 누설전류에 대한 등가회로  
Fig. 5 Equivalent circuit for the high frequency leakage current

그림 5와 같은 LCR 직렬 공진회로에 스텝 전압이 인가되면 흐르는 전류  $i(t)$ 는 식 (10)과 같이 표현된다

$$i(t) = \frac{E}{\sqrt{1-\zeta^2} Z_0} e^{-\zeta\omega_n t} \sin\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t \quad (10)$$

여기서,  $\omega_n$ 은 공진주파수,  $\zeta$ 는 감쇄정수(damping factor),  $Z_0$ 는 특성임피던스이다.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \zeta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}},$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$1 \gg \zeta^2$ 인 경우, 공진 회로에 흐르는 전류는 식 (11)과 같이 간략화 될 수 있다.

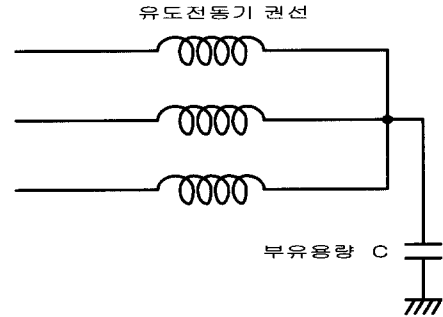
$$i(t) \approx \frac{E}{Z_0} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \omega_n t \quad (11)$$

따라서 고주파 누설전류의 최대값은 특성임피던스  $Z_0$ 와 커먼 모드 전압  $E$ 에 의해 결정된다.

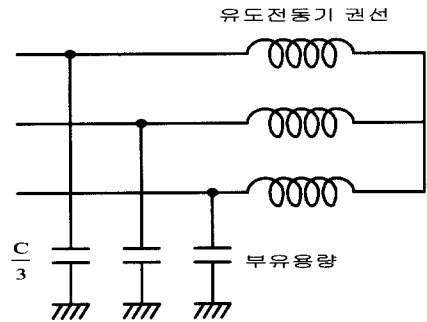
### 3.1 유도 전동기에 대한 등가 모델링

2.3절에서 제안된 고주파 누설전류 등가회로 정수에 대한 유효성과 물리적 특성에 대해 살펴보면, 유도전동기 내에 부유용량이 존재한다는 것을 고려하기 위하여 그림 6에는 고주파 누설전류의 경로에 대한 두 개의 유도전동기 모델이 비교되고 있다. 그림 6(a)의 경우 부유용량을 통해 흐르는 고주파 누설전류는 유도전동기의 누설 인덕턴스와 권선 저항에 영향을 받는 반

면, 그림 6(b)의 경우에는 고주파 누설전류가 유도전동기의 권선에 흐르지 않기 때문에 유도전동기의 누설 인덕턴스와 권선 저항은 고주파 누설전류에 영향을 주지 않는다.



(a)



(b)

그림 6 고주파 누설전류의 경로에 대한 유도전동기 모델

Fig. 6 Motor models for the high frequency leakage current path

그림 7(a)은 유도전동기와 전압형 PWM 인버터 사이의 케이블 인덕턴스를 측정하기 위한 회로이다. 3상 전원 케이블은 유도전동기 측과 인버터 양측 상에서 서로 연결되어 있고 유도전동기 측에서는 접지 케이블과 서로 연결되어 있다. LCR 메터(HP4284A)를 인버터 측에서 서로 연결된 3상 전원 케이블과 접지케이블 사이에 연결하였다.

그림 7(a)와 같이 케이블 인덕턴스를 측정 결과 4 [  $\mu H$  ]로 측정되었다. 그리고 그림 7(b)과 같이 유도전동기 프레임과 서로 연결된 고정자 권선 간의 임피던스(콘덴서와 직렬 저항)를 측정한 값은 2.62[ nF ], 150[  $\Omega$  ]이다.

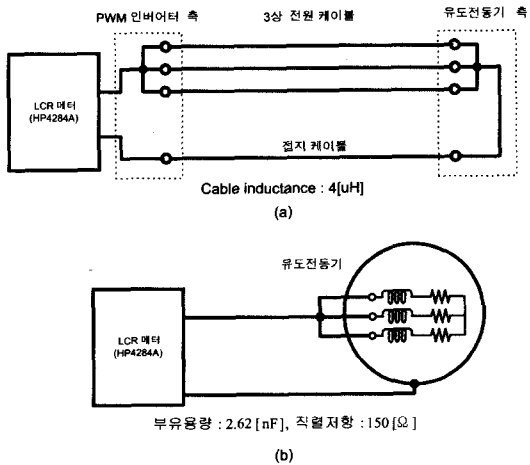


그림 7 케이블 인덕턴스 및 유도전동기 임피던스의 측정

Fig. 7 Measurement of cable inductance and motor impedance

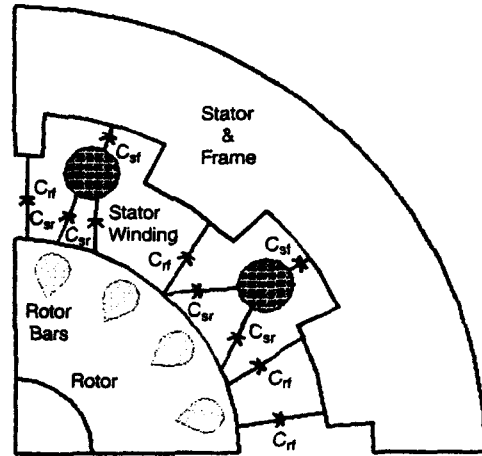


그림 8 유도전동기의 부유용량을 고려한 등가 모델  
Fig. 8 Equivalent model for an induction motor winding with stray capacitors

#### 4. 커먼 모드 전압과 전류에 대한 시뮬레이션 기법

참고문헌<sup>[11]</sup>에서 그림 5의 등가 직렬공진회로 상의 인덕턴스는 유도전동기와 PWM 인버터 사이의 케이블 인덕턴스를 의미하고, 콘덴서와 저항은 유도전동기의 프레임과 서로 연결된 고정자 권선 간의 부유용량과 직렬저항임을 제시하였다.

그러므로 유도전동기의 누설 인덕턴스와 권선 저항은 고주파 누설전류에 영향을 미치지 않는다.

이러한 이유로 그림 6(b)는 그림 6(a) 보다는 고주파 누설전류를 해석하는데 적당한 모델임을 알 수 있었다.

그래서 본 연구에서는 그림 6(b)의 유도전동기 모델을 이용해서 시뮬레이션 모델을 재구성하였으며, 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류에 대해 system level의 해석이 가능하도록 하였다.

일반적으로 부유용량을 고려한 유도전동기에 대한 등가모델은 그림 8과 같이 표현되어 진다<sup>[12]</sup>.

그림 8의 등가모델에서도 고주파 누설전류가 권선에 흐르는 도통전류(conduction current)를 의미하는 것이 아니고 부유 용량으로 인한 변위 전류(displacement current)임을 나타내고 있다.

이 모델에서는 각 변수들에 대한 정확한 측정이 어렵고, 해석상 복잡하기 때문에 LCR 직렬공진 회로 형태로 등가화 된 모델과 그림 6(b)의 모델을 사용하는 것이 적합함을 알 수 있다.

앞에서 제시된 그림 5와 같은 LCR 직렬 감쇄 공진 형태로 등가화 된 회로는 집중상수회로로 시스템을 전체적인 관점에서 분석하거나 시스템에서의 각 부분에 발생하는 현상들을 고려하기에는 적절하지 않다. 따라서 본 연구에서는 3.1절에서 제시된 유도전동기 모델과 함께 시스템의 각각의 부분에서 측정된 개별 요소들의 L, C, R 값들을 고려하여 P-spice를 이용한 전체 시스템의 모델링 회로를 구성, 시뮬레이션을 하였다.

시뮬레이션 회로도도 그림 9와 같다. 이 시뮬레이션 회로는 전체 시스템에 대한 전반적인 해석이나 각 부분에서의 현상을 이해하기 쉽게 하고, 커먼 모드 전압을 억제하기 위해 추가될 수 있는 여러 가지의 부가적인 보조회로의 영향과 동작 성능에 대한 해석도 용이하게 할 수 있다. 시뮬레이션 회로에서 공간벡터 PWM을 위한 스위칭 신호의 생성은 시뮬레이션 상에서는 구현이 어려우므로 연산 증폭기(OP-Amp)를 이용하여 유사한 형태를 가진 정현 PWM의 스위칭 신호로 대체하였다.

시뮬레이션 회로에서 케이블의 인덕턴스 값은 그림 7에서 측정된 값을 사용하였으며, 유도 전동기의 부유용량은 3.1절에서 제시된 유도전동기의 모델에서와 같이 그림 7에서 측정된 부유용량 C값의 1/3을 세 개 병렬로 사용하였다.

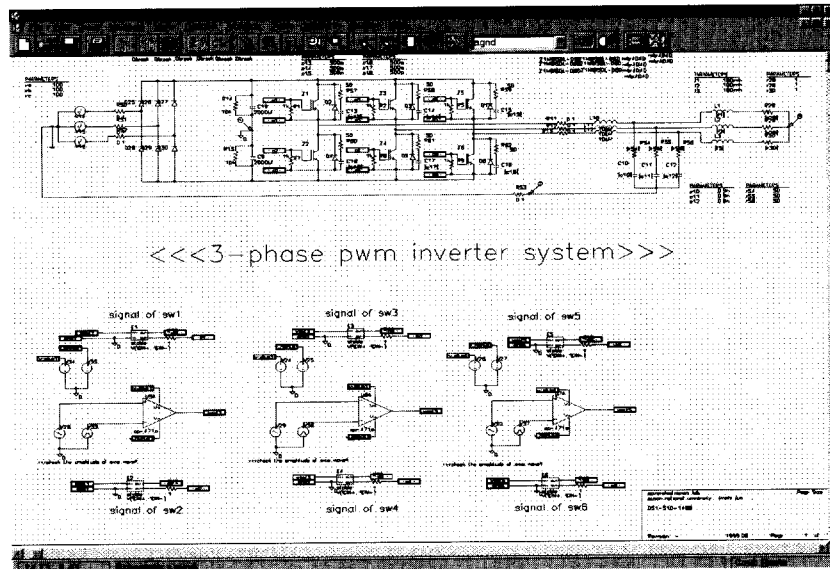


그림 9 제시된 시뮬레이션 회로도  
Fig. 9 proposed simulation circuit using P-spice(ver.7.0)

### 5. 결 론

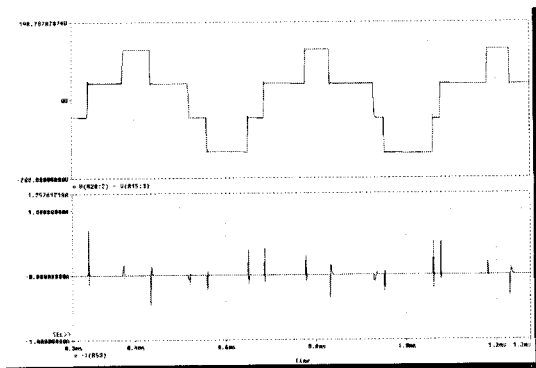
PWM 인버터의 DC link 전압을 300[V]로 설정하고 시뮬레이션 한 결과와 실측 파형은 그림 10 이다. 이상과 같은 측정 및 시뮬레이션 결과로 고주파 누설전류에 대한 모델링 결과로 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1) 커먼 모드 전압과 고주파 누설 전류에 대한 LCR 직렬 공진 형태의 등가모델<sup>[11]</sup>에서의 각 정수들

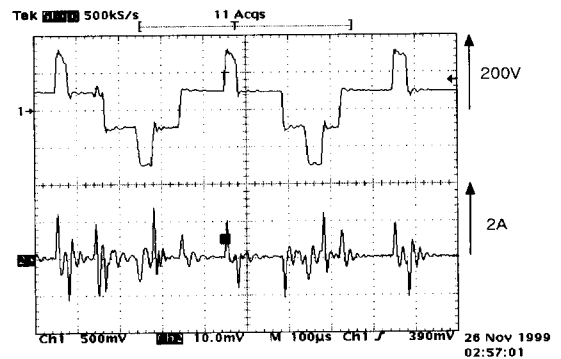
을 이용하면, 전체 회로에 대한 시뮬레이션 모델을 만들 수 있다

2) 전체 회로에 대한 시뮬레이션 회로는 커먼 모드 전압과 고주파 누설전류에 대한 현상을 system-level로 해석할 수 있으며, 이후에 외부에 부착될 수 있는 보조 회로에 대한 고려도 가능하다.

3) 시뮬레이션 결과와 실측 파형은 현상적으로 동일함을 알 수 있었다.



(a) 시뮬레이션 결과



(b) 실제 측정된 파형

그림 10 시뮬레이션 파형과 실제 측정된 파형과의 비교  
Fig. 10 Comparison of simulation waveform and measured waveform

이 논문은 에너지 관리공단의 에너지 기술 학술  
진흥사업으로 연구되었음

### 참 고 문 헌

[1] Y.Murai, T. Kubota, and Y.Kawase, "Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor", IEEE Trans. Industry Applications, vol.28, no.4, pp.858-863.

[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] Mcdonald, Gray, "PWM Drive Related Bearing Failures", IEEE Industry Applications Magazine, July/August 1999.

[4] M . A .Jabbar and M . A. Rahman, "Radio Frequency interference of Electric Motor and Associated Cont." , IEEE Trans. Industry Applications, vol. 27 , no.1 , pp.27-31, Jan/Feb.,1991.

[5] 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.

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

[7] B.K. Bose, "power electronics and motion control technology status and recent trends", IEEE Trans. Ind. Application, vol. 29, pp.902-909. Sep./Oct. 1993.

[8] R. E. Pretorius and A. J. Eriksson, "A basic guide to rc surge suppression on motors and transformers", Trans. SA Inst. Elec.Eng., pp. 201 - 209, Aug. 1980.

[9] E. Zhong, S. Chen, and T. A. Lipo, "Improvement in EMI performance of inverter-fed motor drives", in APEC 94 Conf. Rec., vol. 2, pp. 608-614, 1994.

[10] G. Venkataramanan and D. M. Divan, "Pulse width modulation with resonant dc link converters", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.29, PP.113-120, Jan./Feb. 1993.

[11] 이재호, "PWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 고주파 누설전류, 모델링 및 억제에 관한 연구", 부산대학교 전기공학과 공학석사 학위논문, 1999년 02월.

[12] Mc donald, Gray, "PWM Drive Related Beagring Failures", IEEE Industry Applications Magazine, July/August 1999.

### 저 자 소 개



#### 전진휘(全眞輝)

1973년 2월 10일생. 1998년 부산대 공대 전기공학과 졸업(학사). 2000년 동대학원 전기공학과 졸업(석사).



#### 이재호(李載浩)

1961년 4월 10일생. 1999년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 현재 POSCO 광양제철소 전기제어설비부 근무.



#### 이상훈(李相勳)

1972년생. 1999년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 현재 박사과정.



#### 김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대학 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 공대 전자전기정보컴퓨터공학부 교수.