

PWM 인버터-유도전동기 구동시스템의 전도노이즈 예측에 관한 연구

이진환*, 안정준*, 원충연*, 김영석**, 최세완***

*성균관대학교, **인하대학교, ***서울산업대학교

A Study on Prediction of Conducted EMI In PWM inverter fed Induction Motor Drive System

J. H. Lee*, J. J. Ahn*, C. Y. Won*, Y. S. Kim**, S. W. Choi***

*Sung Kyun Kwan University, **Inha University, ***Seoul National University of Technology

Abstract

In this paper, an inverter fed induction motor drive system is analyzed in order to predict the conducted interference. High frequency model for inverter, motor and system parasitic components are proposed.

High frequency component allows time and frequency domain analysis to be performed with standard PSpice tool. The overall high frequency component and model are verified by comparing simulation and experimental result.

1. 서론

현재 IGBT와 같은 반도체 소자의 발달로 고속의 스위칭이 가능해지면서, 스위칭 순간 급속한 dv/dt 의 임펄스 형태의 전압이 전동기 입력 선간전압, 상전압 등에 나타나게 되었다. 이러한 스위칭을 동반한 시스템에서는 전동기 권선이 공급전압에 대해 순간적으로 대칭이 아닌 과도상태($i_a + i_b + i_c \neq 0$)가 되고, 전동기 권선, 인버터 방열판과 접지 사이에 전기적으로 연결된 기생 정전용량성분을 통해 펄스형의 누설 전류(커먼모드 전류)가 접지라인을 경유해서 동일 계통의 주변기기에 영향을 끼치고 있다.[2][3] 이에 대한 일반적인 대책으로 커먼모드 초크/변압기를 시스템에 장착하여 커먼모드로 나타나는 전도성 노이즈를 저감하는 방식을 사용하였다. 종래의 방식은 직접 하드웨어를 구성하여 측정/저감하는 방식으로 그 적용 분야(전동기의 변동, 스위칭 주파수 변화 등)에 따라 변압기나 초크의 정수값을 변경/재설계해야 하는 문제점이 있다.[1] 따라서 본 논문에서는 전도노이즈를

분석하기 위한 하드웨어적은 구성없이 PSpice와 같은 일반적인 시뮬레이션 프로그램을 이용한 전도노이즈 예측방법을 제안한다. 이 방법은 미리 예측된 결과를 통해 필터 초크의 정수값을 미리 알아낼 수 있고, 시스템 환경의 변화시에도 정수값의 변경/재설계가 시뮬레이션 차원에서 용이하게 이루어질 수 있다. 그러나 PSpice 프로그램을 이용하려면 시스템 구성 요소들에 대한 노이즈 주파수 영역에서의 적절한 모델링이 필요하다. 예측시 고려된 기생성분과 모델링은 다음과 같다.

1. 기생성분

① 인버터 방열판과 접지 사이의 기생정전용량

② 전동기 외함과 접지 사이의 기생정전용량

③ 전원선

2. 유도전동기 고주파수 모델

그림 1은 전도노이즈 분석을 위해 구성된 전체 시스템이다.

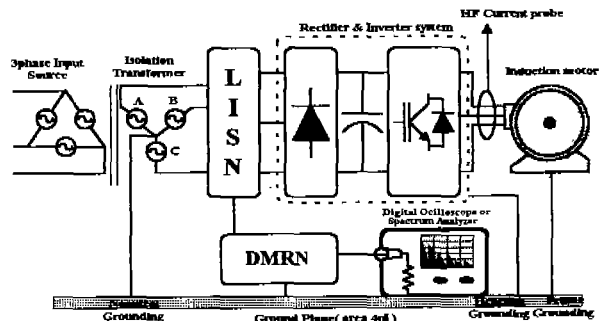


그림 1 전도노이즈 측정을 위한 PWM인버터-유도전동기 구동 시스템

2. 고주파수 모델과 기생성분

A. 인버터 모델과 전원선

인버터 구성에 있어서 주로 고려된 사항은 인버터의 leg에 연결되어 있는 스너버용 커패시터에 대한 ESR과 ESL성분, 그리고 방열판과 IGBT사이에서 존재하는 기생 정전용량 성분이다.[4]

인버터 방열판은 안전성 문제로 인해 접지하여야 하므로 커먼모드 노이즈의 경로로 작용하게 된다. 예측 시뮬레이션에서 구성될 각 성분들의 값은 RLC meter로 실측이 가능하다. 그림 2는 기생성분들이 고려된 3상 인버터의 하나의 leg를 나타내었다.

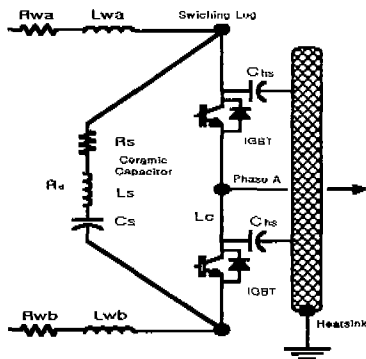


그림 2 기생성분이 고려된 인버터 모델

그림 2에서 R_{wa} , R_{wb} 와 L_{wa} , L_{wb} 는 DC 링크단과 인버터 사이의 전원선의 기생성분이다. 그리고 C_s , L_s , R_s 는 스너버용 커패시터의 기생성분을 고려한 것이다.

B. 전동기 모델

유도전동기의 고정자 권선을 모델링하는 것은 다소 복잡하다. 권선은 그림 3과 같은 단일 코일이 직렬로 연결된 그림 4와 같은 복수 코일의 형태로 표현할 수 있다. 그림 3에서 저항성분은 주파수에 종속적인 파라미터로 표피효과와 근접효과로 인한 권선의 손실성분이고, 커패시터 성분은 권선간 기생 정전용량, 인덕턴스는 실제 고주파수에서의 권선 인덕턴스를 나타낸다.[5]

본 논문에서는 RLC meter를 사용하여 권선의 인덕턴스와 정전용량성분, 손실성분, 상간 임피던스와 상과 접지 사이의 임피던스를 측정하여 모델을 완성하기 위한 PSpice 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 실험에 사용된 실제 3상 인버터와 유도전동기의 정격을 나타낸 것이다.

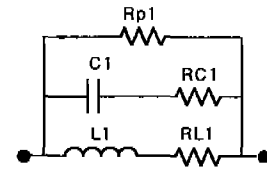


그림 3 고정자 권선의 단일 코일 모델

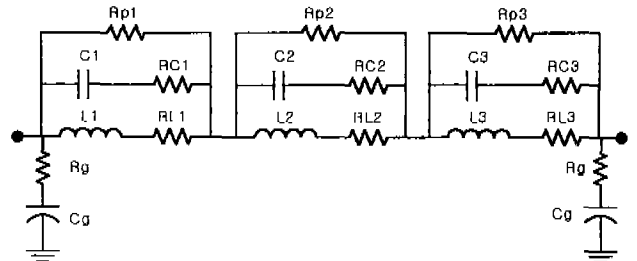


그림 4 고정자권선의 복수 코일 모델

표 1 3상 인버터와 유도전동기 정격

Inverter	TYPE	Voltage	Current
IPM	SKM40GD121D	1200[V]	150[A]
Induction	Power	Voltage	Current
Motor	3HP[2.2kW]	220/380[V]	8.8/5.1[A]

1) 권선의 인덕턴스와 기생 정전용량

권선의 인덕턴스는 RLC meter를 통해 얻을 수 있다. 하지만 어느 정도(공진점 근처) 시점에서 기생 정전용량 성분이 우세해지기 때문에 이의 영향으로 인덕턴스를 측정할 수 없게 된다. 그러므로 실제 권선의 인덕턴스값은 Extrapolation Method, 즉 미지의 사실로부터 앞으로의 과정을 유추해내는 방식을 취하게 된다.[5] 그림 5는 실제 전동기의 인덕턴스값을 측정한 그래프이다. 공진이 시작하는 지점에서 실제의 인덕턴스 값은 약 9.5[mH], 기생 정전용량성분은 180[pF]으로 측정되었다.

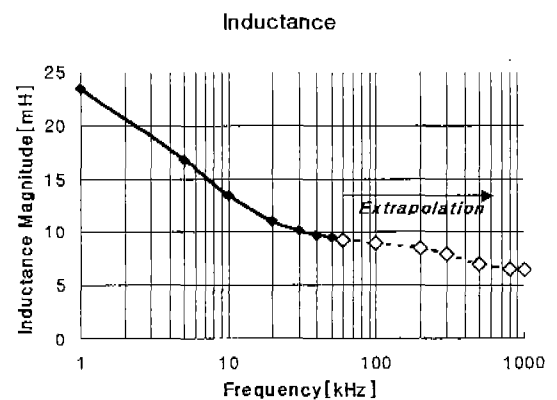


그림 5 전동기 권선의 인덕턴스 측정 그래프

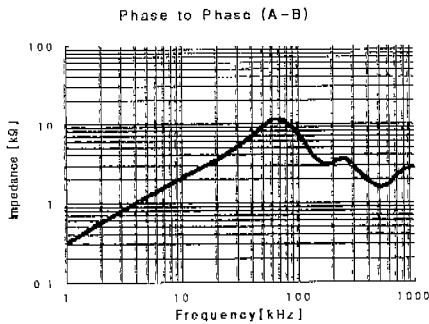
2) 모델 고정을 위한 시뮬레이션

모델링을 정확히 구현하기 위해서는 우선 상간 임피던스와 상과 접지간 임피던스를 측정하여 권선의 공진점을 찾아내는 것이 중요하다.

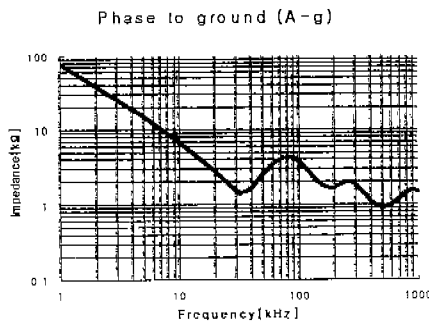
권선의 공진주파수를 찾은 후에 앞서 측정된 인덕턴스와 기생 정전용량성분을 이용하여 식 (1)과 (2)를 통해 예측 시뮬레이션에 쓰일 전동기 모델을 간단한 수치해석방법으로 얻을 수 있다. 그림 6(a)와 그림 6(b)는 실제 측정된 임피던스 곡선이며, 그림 7(a)와 그림 7(b)는 식 (1)과 (2)를 통해 얻어진 파라미터를 적용한 시뮬레이션 결과이다. 그림 6~그림 7을 통해 전동기 권선은 3개의 공진점을 가지고 있음을 알 수 있고, 그러므로 전동기 권선은 등가적으로 단일 코일 3개가 직렬연결된 그림 4와 같은 형태를 취해야 함을 알 수 있다. 측정된 공진 주파수는 $f_1=75[\text{kHz}]$, $f_2=230[\text{kHz}]$, $f_3=840[\text{kHz}]$ 로 나타났다.

$$w_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}, \quad w_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}, \quad w_3^2 = \frac{1}{L_3 C_3} \quad (1)$$

$$L = L_1 + L_2 + L_3, \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad (2)$$

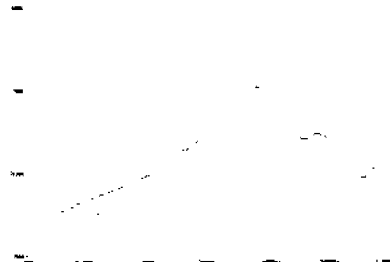


(a) 상간(A-B) 임피던스 곡선

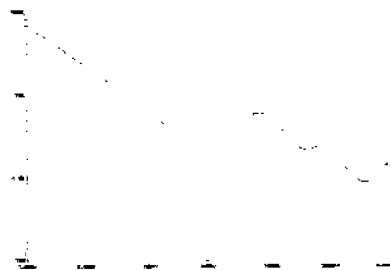


(b) 상과 접지간(A-g) 임피던스 곡선

그림 6 전동기 권선의 임피던스 곡선 (측정결과)



(a) 상간(A-B) 임피던스 곡선



(b) 상과 접지간(A-g) 임피던스 곡선

그림 7 전동기 권선의 임피던스 곡선 (시뮬레이션 결과)

시뮬레이션 결과 얻어진 파라미터는 표 2와 같고, 그림 8의 권선 모델을 얻을 수 있다.

표 2 권선 모델의 파라미터

Parameter	Value
L_1, L_2, L_3	8.9, 0.4, 0.1 [mH]
R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}	30, 10, 10 [Ω]
C_1, C_2, C_3	500, 1160, 360 [pF]
R_{C1}, R_{C2}, R_{C3}	14, 8, 8 [Ω]
R_{P1}, R_{P2}, R_{P3}	8, 1.2, 1 [k Ω]
R_g, C_g	540, 750 [Ω],[pF]

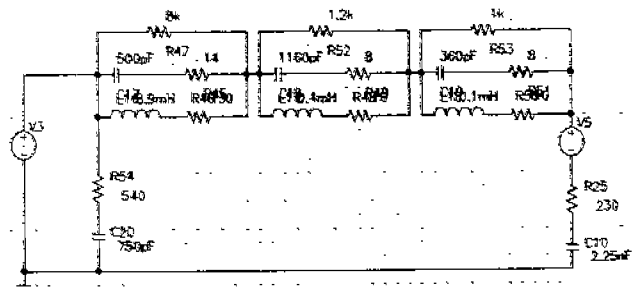


그림 8 PSpice 시뮬레이션 결과 얻어진 권선 모델

3. 커먼모드 전류와 커먼모드 노이즈 전압측정

세계 여러나라에서 채택하고 있는 CISPR 규제는 150[kHz]~30[MHz]의 주파수 범위에서 그림 9과 같은 레벨로 노이즈 량[dBμV]을 제한하고 있다. 이 범위에서는 커먼모드 노이즈가 주로 영향을 가지므로 본 논문에서는 커먼모드 노이즈를 대상으로 하였다.

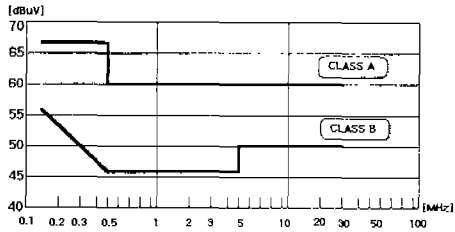


그림 9 CISPR 규제의 제한 설정값

A. 커먼모드 전류측정

커먼모드 전류는 그림 10에서 나타난 경로와 같이 라인과 접지를 통해 흐른다. 이는 전류 probe로 측정이 가능하다.[4] 그림 11에서와 같이 커먼모드 전류는 라인에서 접지로 동일 방향으로 흐르므로 식 (3), (4)와 같이 표현할 수 있다. 실제 실험에서는 Tektronix A6303 probe를 사용하였다.

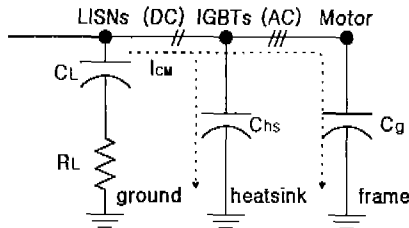


그림 10 커먼모드 전류의 전달경로

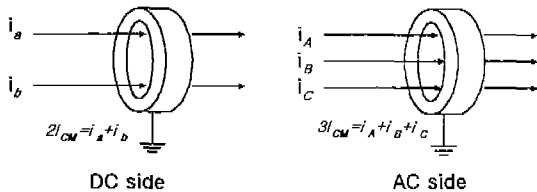


그림 11 전류 probe를 이용한 커먼모드 전류측정

$$I_{CM} = \frac{1}{2} (i_a + i_b) \quad (3)$$

$$I_{CM} = \frac{1}{3} (i_A + i_B + i_C) \quad (4)$$

식 (3)은 DC 링크 다음의 DC측, 식 (4)는 인버터를 거친후의 AC측의 표현이다. 그림 11의 측정방법을 통해 라인과 라인사이에 발생하는 DM(Differential

Mode) 성분을 제거하면서 커먼모드 전류를 측정할 수 있다.

B. 커먼모드 노이즈 전압측정

노이즈원인 커먼모드 전류를 LISN과 DMRN을 통해 스펙트럼 어널라이저나 EMI Receiver로 전압스펙트럼 단위로 측정하게 된다. DMRN에서 측정되는 커먼모드 노이즈 전압은 3상의 커먼모드 전류를 합한 량을 측정장치의 내부 저항(=50Ω)에서 전압의 형태로 측정되는 것이다. DMRN을 통해 커먼모드만을 측정할 수 있지만, 약 6dB(1/2)정도의 감쇠가 포함된다. 커먼모드 노이즈 전압 측정방법은 그림 12에 나타내었다.[9]

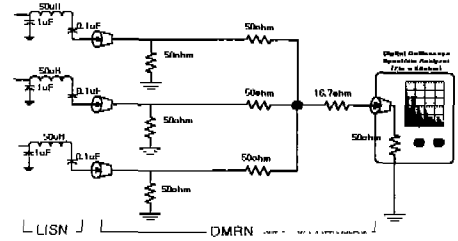


그림 12 LISN과 DMRN을 통한 커먼모드 노이즈 전압측정

그림 12의 측정을 통해 커먼모드 노이즈 전압이 측정되는 원리를 그림 13에 나타내었다.

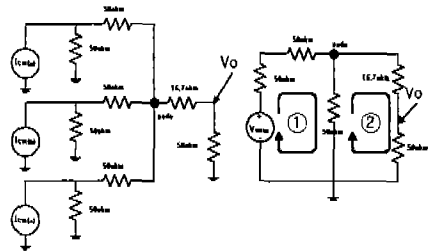


그림 13 커먼모드 측정원리

그림 13에서

$$-V_{CM(a)} + 100I_{\textcircled{1}} + 50(I_{\textcircled{1}} - I_{\textcircled{2}}) = 0 \quad (5)$$

$$50(I_{\textcircled{2}} - I_{\textcircled{1}}) + 16.7I_{\textcircled{2}} + 50I_{\textcircled{2}} = 0 \quad (6)$$

(5)+(6)를 취하게 되면 $300I_{\textcircled{2}} = V_{CM(a)}$ 그러므로

$$V_o = \frac{50}{300} V_{CM(a)} = \frac{V_{CM(a)}}{6} \quad (7)$$

$$V_{o(\text{total})} = \frac{1}{6} \cdot (V_{CM(a)} + V_{CM(b)} + V_{CM(c)}) = \frac{1}{2} V_{CM}$$

$$(\because 3V_{CM} = V_{CM(a)} + V_{CM(b)} + V_{CM(c)}) \quad (8)$$

식 (8)에서처럼 실제 커먼모드 노이즈 전압의 양보다 6dB정도의 감쇠를 가짐을 알 수 있다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

예측을 위한 시뮬레이션의 전체 회로도도 그림 14에 나타내었다. 시뮬레이션에 DC Link전압 310[V], 스위칭주파수 5[kHz]의 SPWM방식을 취하였다.

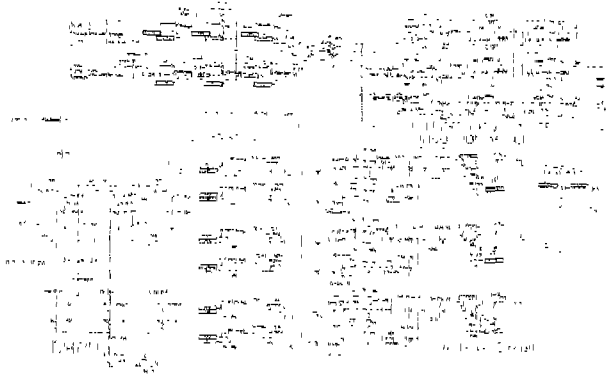


그림 14 예측 시뮬레이션을 위한 PSpice 회로도

실험에 적용된 스위칭 기법은 SPWM방식이며, 스위칭 주파수는 5[kHz]이다. 입력선간전압을 220[V]로 하여 전동기 Y결선으로 구동하였다.

본 논문에서는 앞서 구성한 PSpice 모델링과 시스템 기생성분을 적용한 예측 시뮬레이션 결과와 전류 probe를 이용하여 측정된 커먼모드 전류와 LISN과 DMRN을 통해 측정된 커먼모드 노이즈 전압이 시간/주파수 영역에서 일치함을 보임으로써 정확한 모델링을 통한 노이즈 예측방법이 타당성을 확인하였다.

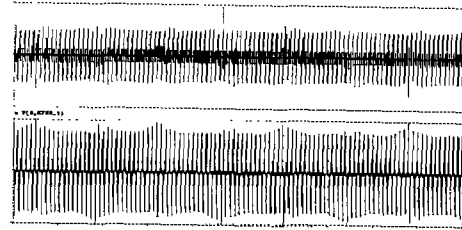
그 결과는 그림 15~그림 18에 나타내었다.

그림 15는 시뮬레이션 예측 파형과 실제 실험파형이다. 두 파형 모두 V_{CM} 의 최고치가 약 5[V], I_{CM} 의 최고치가 약 300[mA]를 보이고 있다.

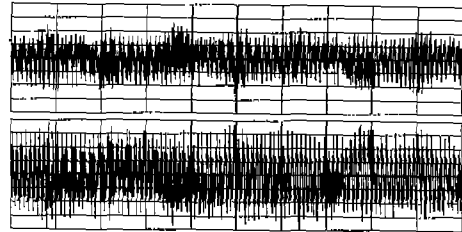
그림 16은 Time/div을 10us로 확대하였을 때 결과로 시뮬레이션과 실험치가 거의 일치함을 확인할 수 있다.

그림 17은 전동기 모델과 기생성분들이 고려되지 않은 시뮬레이션의 결과치를 보여주고 있다. 전동기 모델과 기생성분이 고려되지 않을 시에 전도노이즈의 정확한 예측이 불가능함을 알 수 있다.

그림 18은 예측 시뮬레이션과 실험을 통한 V_{CM} 의 spectrum결과이다. 주파수영역의 분석에서도 마찬가지로 예측의 결과와 실험결과가 거의 일치함을 알 수 있다.

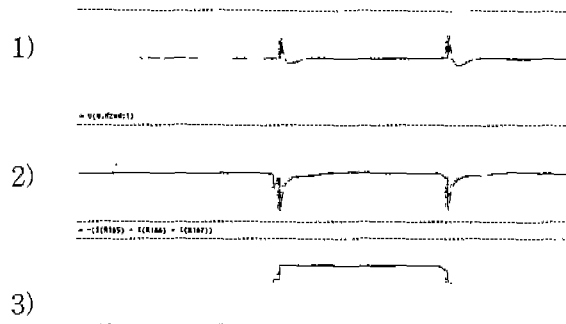


(a) Simulation waveform [2ms/div]

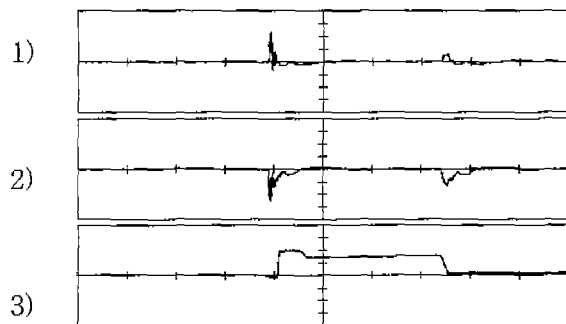


(b) Experimental waveform [2ms/div]

그림 15 커먼모드 노이즈 전압(upper V_{CM} : 2V/div)과 커먼모드 전류(lower I_{CM} : 100mA/div)



(a) Simulation waveform [10μs/div]



(b) Experimental waveform [10μs/div]

그림 16 커먼모드 노이즈 전압[2V/div](1)
커먼모드 전류[100mA/div](2)
선간전압(a-b)[200V/div](3)

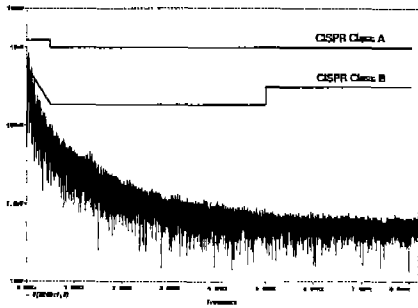
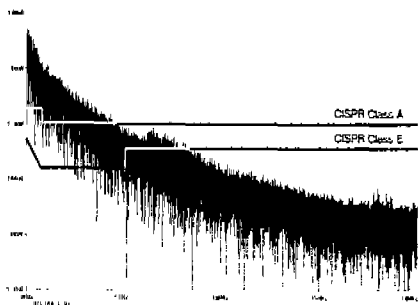
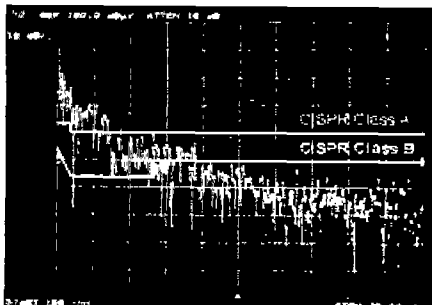


그림 17 전동기 모델과 기생성분이 고려되지 않은 시뮬레이션 결과



(a) Simulation Spectrum Result



(b) Experimental Spectrum Result

그림 18 커먼모드 노이즈 전압의 스펙트럼 분석 결과 (Frequency range ; 150[kHz]~20[MHz])

5. Conclusion

PWM 인버터-유도전동기 시스템의 노이즈 대책으로 하드웨어를 구현한 후에 직접 측정을 통한 분석으로 필터설계를 하거나 새로운 변조기법을 사용하여 전도 노이즈를 저감하는 것이 일반적이다. 하지만 이러한 방식은 계속되는 실험을 토대로 해야 하며, 시스템 환경의 변화시(인버터 혹은 전동기의 변경, 스위칭 주파수의 변화 등)에 측정/필터의 재설계 등의 과정을 반복해서 수행해야 하므로, 비용이나 시간적인 면에서 문제가 있다.

본 논문에서는 시스템 환경의 변화시에도 시뮬레이

션 상에서 용이하게 예측/재설계가 가능하도록 하는 PSpice 프로그램을 이용한 예측 방법을 제안하였다.

시뮬레이션 조건으로는 고주파수 영역에서의 적절한 시스템 모델링 방법이 필요하며, 이 모델링과 시스템에 포함되어 있는 기생성분을 적용해야만 정확히 전도노이즈를 예측할 수 있으며, 국제 규제에 적합한 전도노이즈 대책을 세울 수 있을 것이다.

본 논문은 기초공학공동연구소의 중기과제(98-중기-03)로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] Philip F. Okyere, "Computer aided analysis and reduction of conducted EMI in Switched-Mode Power Supply", IEEE PESC'98, vol.1, May 17-22, pp924-928, 1998.
- [2] Richard Redl, "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility", IEEE PESC'98, vol. 1, pp.15~21, 1998.
- [3] Thomas A. Lipo, "Improvements in EMC Performance of Inverter-fed Motor Drives", IEEE Trans. Ind. vol.31 No.6 Nov/Dec, pp 1247-1256, 1995.
- [4] Gabriele Grandi, "Analysis of Common and differential Mode HF Current Components in PWM Inverter-fed AC Motors", IEEE PESC'98. vol.2 May17-22. pp1146-1151, 1998.
- [5] Gabriele Grandi, "Equivalent Circuit of Mush wound AC windings for High Frequency Analysis", ISIE'97, pp.201~206, 1997.
- [6] Gabriele Grandi, "High Frequency Lumped Parameter Model for AC Motor windings", EPE'97 pp.2578-2583, 1997.
- [7] Henry W. Ott, Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [8] Laszlo Tihanyi, Electromagnetic Compatibility in Power Electronics, J.K. Eckert & Company, Inc, 1995.
- [9] Mark J. Navo, Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies. VAN NOSTRAND REINHOLD, 1991.