

PWM인버터-유도전동기 구동시스템의 전도노이즈 예측

李眞煥, 安最浚, 李正鎬, 元忠淵, 金榮石, 崔世琬

The Prediction of Conducted EMI In PWM Inverter Fed Induction Motor Drive System

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

요 약

이 논문은 PWM 인버터-유도전동기 구동 시스템에서 발생하는 전도노이즈를 예측하기 위한 기법을 제시하였다. 전도노이즈 예측을 위한 시뮬레이션 모델을 얻기위하여 기생성분을 갖는 인버터에 대한 고주파수 모델과 고정자 권선의 복수코일모델을 설계하였다. 마지막으로 결과는 시뮬레이션과 실험으로 확인하였다.

Abstract

This paper presents a technique for predicting the conducted EMI(Electro Magnetic Interference) produced by PWM inverter-induction motor drive system. To obtain the simulation models for prediction of conducted noise, high frequency model of an inverter leg with parasitic elements and multi-coil model of stator winding are designed. Finally, the results are confirmed from simulation and experiments.

Key Words Induction Motor, PWM, EMI, Conducted EMI

1. 서 론

PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에서 IGBT와 같은 고주파 스위칭 소자를 사용하므로 스위칭 순간에 급격한 dv/dt 의 임펄스 형태의 전압이 전동기 입력 선간전압, 상전압 등에 나타난다. 이러한 스위칭을 동반한 시스템에서는 전동기 권선이 공급전압에 대해 순간적으로 비대칭의 과도상태 ($i_a + i_b + i_c \neq 0$)가 되고, 전동기 권선, 인버터 방열판과 접지 사이에 전기적으로 연결된 기생 정전용량성분을 통해 임펄스의 누설전류(커먼모드 전류)가 접지라인을 경유하여 동일 계통의 주변기기에 영향을 주게 된다.^[2~3] 이렇게 발생한 전도노이즈의 레벨은 시스템 상의 고주파수 영역에서 무시할 수 없는 기생성분, 회로배치, 급격한 di/dt , dv/dt 변화 등에 직접적인 영향을 받는다.^[1, 3]

이에 대한 일반적인 대책으로 커먼모드 쇼크/변압기

를 시스템에 부착하여 커먼모드로 나타나는 전도성 노이즈를 저감하는 방식이 있다. 이러한 방식은 직접 하드웨어를 구성하여 측정/저감하는 방식으로 시스템 환경에 따라 필터의 정수값을 바꾸거나 재설계해야 하는 문제점이 있다.^[1]

본 논문에서는 전도노이즈를 분석하기 위해 하드웨어적인 구성없이 PSpice와 같은 일반적인 시뮬레이션 프로그램을 이용한 전도노이즈 예측방법을 제안하였다. 그러나 PSpice 프로그램을 이용하려면 시스템 구성요소들에 대한 노이즈 주파수 영역에서의 적절한 모델링이 필요하다. 시스템에 포함되어 있는 기생 정전용량성분은 IGBT와 방열판(접지)사이와 전동기 고정자권선과 외함(접지)사이를 고려한다. 그리고 유도전동기 권선과 커먼모드 필터의 고주파수 모델이 시뮬레이션 과정에서 포함되어야 정확한 예측결과를 얻을 수 있다. 이 예측방법은 미리 예측된 결과를 통해 필터

쇼크의 정수값을 미리 알아낼 수 있고, 시스템 환경의 변화시에도 정수값의 변경/제설계가 시뮬레이션 차원에서 용이하게 이루어질 수 있는 이점이 있다.

2. 전도노이즈 예측 방법

그림 1은 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에서의 전도노이즈 예측방법에 대한 순서도이다.

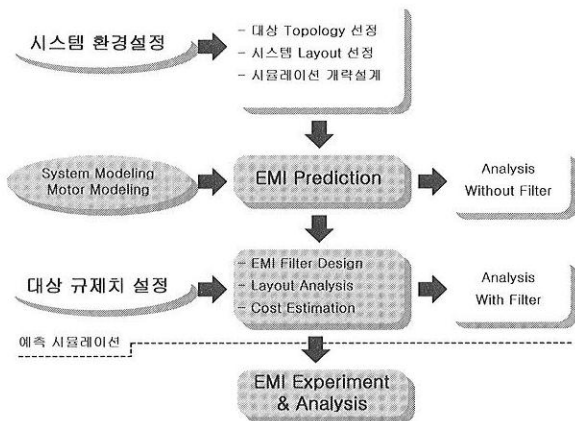


그림 1 전도노이즈 예측방법

Fig. 1 A Prediction method of conducted EMI.

먼저 유도전동기 구동시스템의 Topology, 회로배치 등을 설정한 후, 전동기와 인버터의 노이즈 주파수영역의 모델과 기생성분을 시뮬레이션에 적용하여 예측 결과를 얻어낸다. 다음으로 대상 규제치를 설정하고, 이에 알맞은 EMI 필터를 설계하여 시뮬레이션에 적용한다. 이 시스템에서 발생하는 전도노이즈 레벨을 측정하고 시뮬레이션 결과와 비교할 수 있다.

그림 2는 본 논문에서 전도노이즈 분석 및 측정을 위해 구성된 전체 시스템이다. 외부로부터 유입되는 전도노이즈 성분을 차단하고 시스템 자체의 접지를 해야 하므로 3상의 Δ -Y 절연변압기를 상용입력측에 연결하고, 2차측 중성점에서 시스템 접지를 하였다. 접지판은 국제 규정에 의거한 $2\text{m} \times 2\text{m}$ 의 동판을 사용하였다. 측정시 필요한 장비로 3상의 LISN(Line Impedance Stabilization Network)과 커먼모드 성분만을 측정하기 위한 DMRN(Differential Mode Rejection Network), Spectrum Analyzer(주파수 범위 : $10[\text{kHz}] \sim 1[\text{GHz}]$)와 오실로스코프, 커먼모드 전류측정을 위한 전류 probe를 사용하였다. 여기서 LISN은 입력전원측으로부터 침입하는 전도노이즈가 실험대상 장치와 계측기의 측정에 영향을 미치지 않도록 외부 노이즈의 경로를

차단한다. 그리고 실험대상 장치에서 본 입력 임피던스를 항상 $50[\Omega]$ 으로 일정하게 유지시켜 실험장치에서 발생하는 전도노이즈만을 측정할 수 있도록 그림 2와 같이 상용입력측에 연결하여 사용한다.^[9]

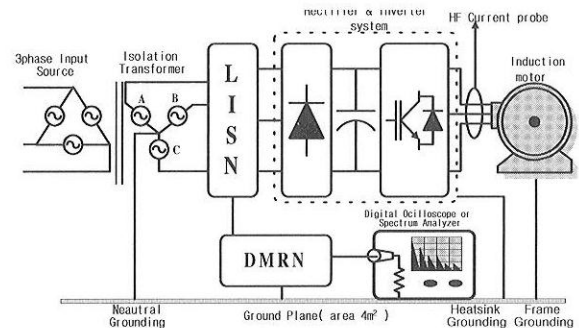


그림 2 전도노이즈 측정을 위한 PWM인버터-유도전동기 구동 시스템

Fig. 2 The system of PWM inverter fed induction motor drive system for conducted EMI measurement.

3. 고주파수 모델과 기생성분

3.1 인버터 모델과 전원선

인버터 구성에 있어서 주로 고려된 사항은 인버터부의 스니퍼 커패시터, DC Link 커패시터에 대한 ESR(Equivalent Series Resistance)과 ESL(Equivalent Series inductance)성분, 그리고 방열판과 IGBT사이에 존재하는 기생 정전용량 성분이다.^[4] 인버터 방열판은 안전성 문제로 인해 접지하여야 하므로 커먼모드

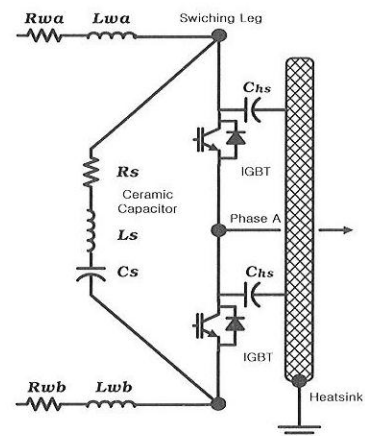


그림 3 기생성분이 고려된 인버터 고주파수 모델

Fig. 3 High frequency model for an inverter leg with parasitic elements.

노이즈의 경로로 작용하게 된다. 예측 시뮬레이션에서 구성될 각 성분들의 값은 Impedance Analyzer로 실측이 가능하다.^[7] 그림 3은 기생성분들이 고려된 3상 인버터의 하나의 leg를 나타내었다. 그림 3에서 R_{wa} , R_{wb} 와 L_{wa} , L_{wb} 는 DC 링크단과 인버터 사이의 전원라인의 모델이다. 그리고 C_s , L_s , R_s 는 스너버용 커패시터의 기생성분을 나타낸다. C_{hs} 는 IGBT 모듈과 방열판 사이의 기생정전용량성분이다.

3.2 전동기 모델

유도전동기의 고정자 권선의 모델링은 다소 복잡하다. 권선은 그림 4와 같은 단일 코일이 직렬로 연결된 그림 5와 같은 복수 코일의 형태로 표현할 수 있다.^[5~6] 고주파수 영역에서 인덕턴스는 상용 주파수 영역에서와는 판이한 특성을 가지게 된다. 이는 권선이 주파수 증가에 따른 표피효과와 근집효과로 인한 권선 저항의 증가와 인덕턴스가 감소되는 특성을 가지며, 권선의 기생 정전용량성분이 고주파수 영역에서는 무시할 수 없는 값으로 우세해지기 때문이다.^[4, 7] 그림 4와 그림 5에서 저항성분은 주파수에 종속적인 파라미터로 권선의 손실성분이며, 커패시터 성분은 권선간 기생 정전용량, 인덕턴스는 실제 고주파수에서의 권선 인덕턴스를 나타낸다.^[5] 본 논문에서는 Impedance Analyzer로 1[kHz]~1[MHz]간의 권선의 인덕턴스와 정전용량성분, 손실성분, 상간 임피던스와 상과 접지 사이의 임피던스를 측정하였다. 이 측정된 값과 PSpice를 이용해 시뮬레이션 결과값을 비교함으로써 예측에 사용될 파라미터를 얻어낼 수 있다.

표 1 3상 인버터와 유도전동기 정격

Table 1 The rating of three phase inverter and induction motor

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

표 1은 실험에 사용된 실제 3상 인버터와 유도전동기의 정격을 나타낸 것이다. 권선의 인덕턴스는 어느 정도(공진점 근처) 시점에서 기생 정전용량 성분이 우세해지기 때문에 인덕턴스를 측정할 수 없게 된다. 그러므로 실제 권선의 인덕턴스값은 Extrapolation

Method, 즉 미지의 사실로부터 앞으로의 과정을 유추해내는 방식을 취하게 된다.^[5]

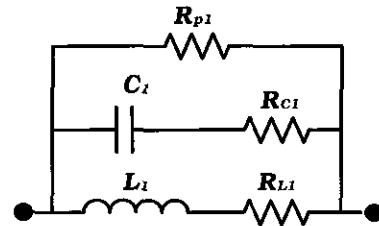


그림 4 고정자 권선의 단일 코일 모델

Fig. 4 A single coil model of stator winding

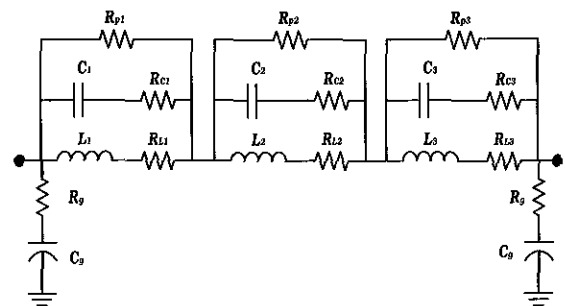


그림 5 고정자권선의 복수 코일 모델

Fig. 5 A multi-coil model of stator winding

그림 6은 실제 전동기의 인덕턴스 값을 측정한 그래프이다. 공진이 시작하는 지점에서 실제의 인덕턴스 값은 약 9.5[mH], 기생 정전용량성분은 180[pF]으로 측정되었다.

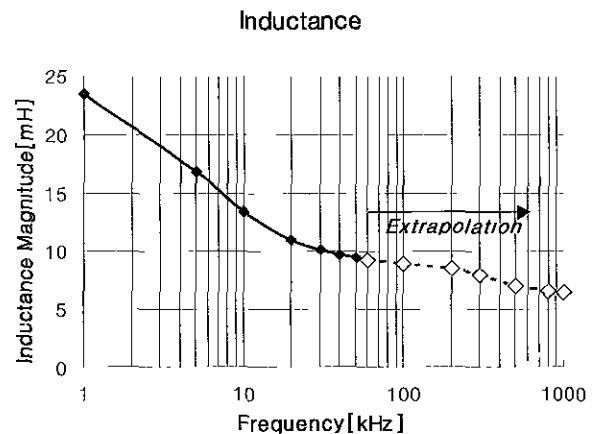
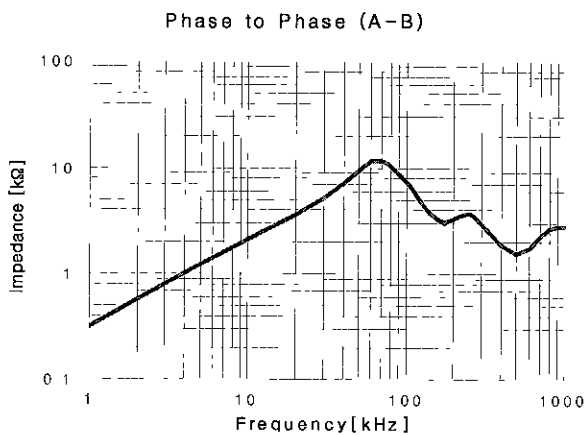
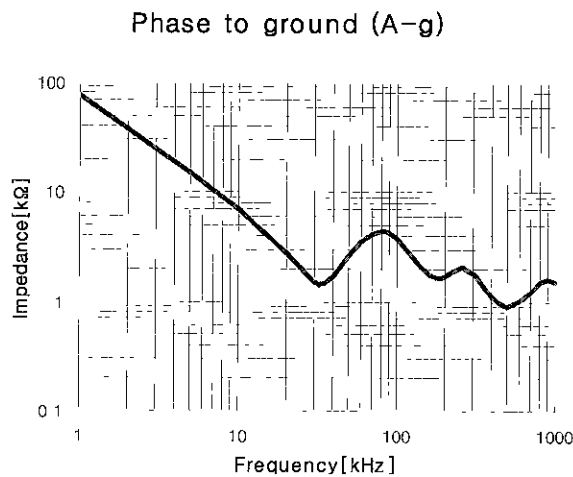


그림 6 전동기 권선 인덕턴스의 실험적인 측정그래프

Fig. 6 Experimental measurement graph of motor winding inductance



(a) 상간(A-B) 임피던스 곡선



(b) 상과 접지간(A-g) 임피던스 곡선

그림 7 전동기 권선의 임피던스 곡선(측정결과)

Fig 7 Impedance characteristic curve of motor winding (measured)

표 2 고주파수 권선모델의 파라미터

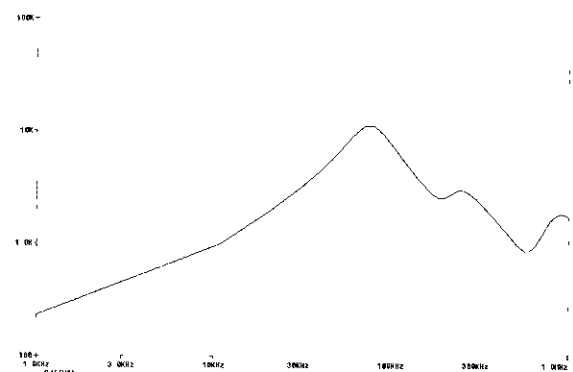
Table 2 The parameter of high frequency winding model

Parameter	Value
L_1, L_2, L_3	89, 04, 01 [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, 12, 1 [k Ω]
R_g, C_r	540, 750 [Ω], [pF]

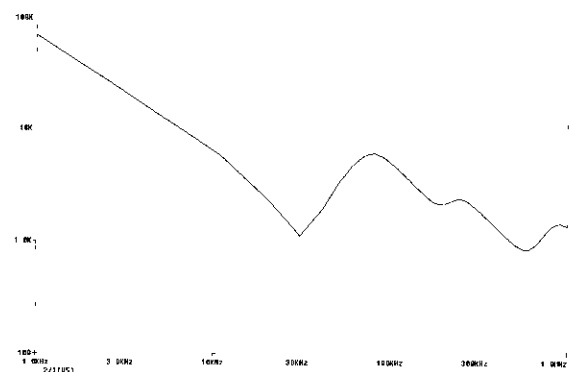
모델링을 정확히 구현하기 위해서는 우선 상간 임피

던스와 상과 접지간 임피던스를 측정하여 권선의 공진점을 찾아내는 것이 중요하다. [5~6] 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 7 (a)와 그림 7 (b)는 실제 측정된 임피던스 곡선이며, 그림 8 (a)와 그림 8 (b)는 식 (1)과 (2)를 통해 얻어진 파라미터를 적용한 시뮬레이션 결과이다



(a) 상간(A-B) 임피던스 곡선



(b) 상과 접지간(A-g) 임피던스 곡선

그림 8 전동기 권선의 임피던스 곡선(시뮬레이션 결과)

Fig 8 Impedance characteristic curve of motor winding(simulated)

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

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

그림 7과 그림 8을 통해 전동기 고정자 권선은 3개의 공진점을 가지고 있고, 그러므로 전동기 권선은 등가적으로 단일 코일 3개가 직렬연결된 그림 5와 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. 시뮬레이션 결과 얻어진 파라미터는 표 2와 같고, 그림 9의 권선 모델을 얻을 수 있다

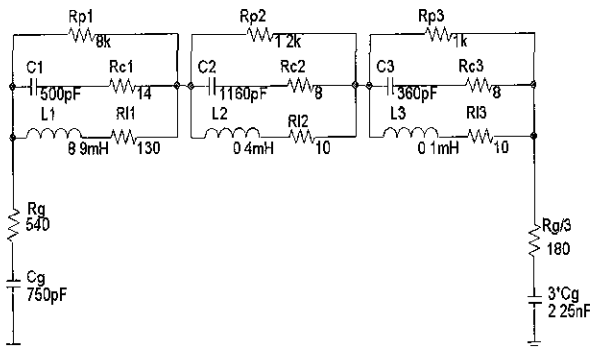


그림 9 예측 시뮬레이션을 위한 권선모델
Fig. 9 Winding model for predicting simulation

4. 커먼모드 전류와 커먼모드 노이즈 전압측정

세계 여러나라에서 채택하고 있는 CISPR (Commite International Special Des Perturbation Radioelectriques) 규제는 150[kHz]~30[MHz]의 주파수 범위에서 그림 10과 같은 레벨로 노이즈 량[dBμV]을 제한하고 있다^[8]

이 범위에서는 커먼모드 노이즈가 주로 영향을 가지므로 본 논문에서는 커먼모드 노이즈를 대상으로 하였다.

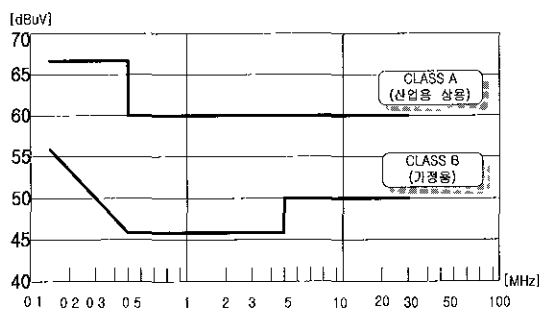


그림 10 CISPR 규제의 제한값
Fig. 10 Limit value according to CISPR

4.1 커먼모드 전류측정

커먼모드 전류는 그림 11에서 나타난 경로와 같이 라인과 접지를 통해 흐른다. 이는 전류 probe로 측정이 가능하다^[4]

그림 12에서와 같이 커먼모드 전류는 라인에서 접지로 동일 방향으로 흐르므로 식 (3), (4)와 같이 표현할 수 있다. 실제 실험에서는 Tektronix A6303 probe를 사용하였다

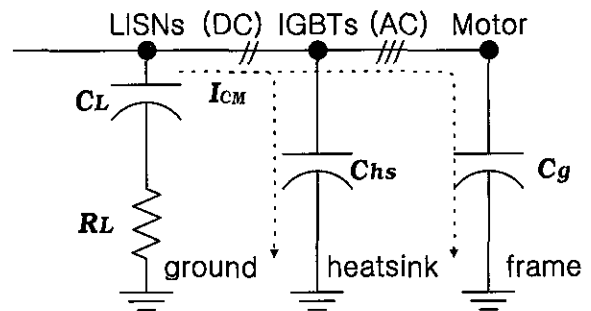


그림 11 커먼모드 전류의 전달경로
Fig. 11 The path of common mode current

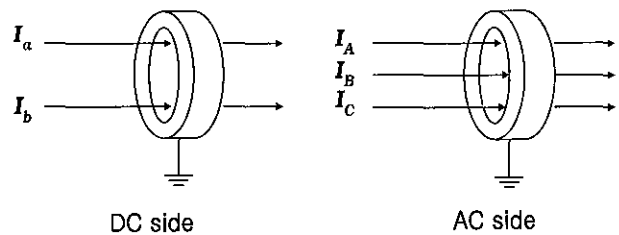


그림 12 전류 probe를 이용한 커먼모드 전류측정
Fig. 12 Measurement of common mode current using current probe

$$I_{CM} = \frac{1}{2} (I_a + I_b) \quad (3)$$

$$I_{CM} = \frac{1}{3} (I_A + I_B + I_C) \quad (4)$$

식 (3)은 DC측, 식 (4)는 인버터를 거친후의 AC측의 커먼모드 전류의 표현이다. 그림 12의 측정방법을 통해 라인과 라인사이에 발생하는 DM(Differential Mode) 성분을 제거하면서 커먼모드 전류만을 측정할 수 있다. 그림 12에서 한 라인의 방향을 반대로 하게 되면 커먼모드는 제거하면서 DM성분만을 측정할 수 있다

4.2 커먼모드 노이즈 전압측정

노이즈원인 커먼모드 전류는 LISN과 DMRN을 통해 Spectrum Analyzer나 EMI Receiver로 전압스펙트럼 단위로 측정하게 된다. DMRN에서 측정되는 커먼모드 노이즈 전압은 3상의 커먼모드 전류를 합한 값을 측정 장치의 내부 저항($=50\Omega$)에서 전압의 형태로 측정한다. DMRN을 통해 커먼모드만을 측정할 수 있지만, 약 6dB(1/2)정도의 감쇠가 포함된다. 커먼모드 노이즈 전압 측정방법은 그림 13에 나타내었다 [9]

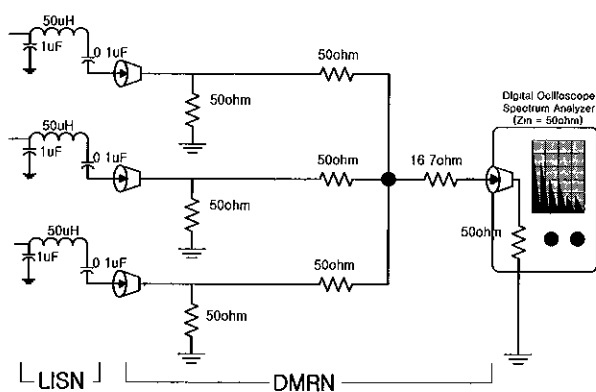


그림 13 LISN과 DMRN에 의한 커먼모드 노이즈 전압측정

Fig 13 Measurement of common mode noise voltage by LISN and DMRN

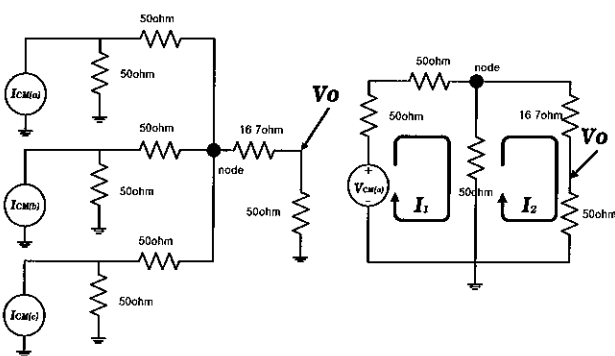


그림 14 커먼모드 측정을 위한 등가회로

Fig 14 The equivalent circuit for common mode

그림 13의 측정을 통해 커먼모드 노이즈 전압이 측정되는 원리를 그림 14에 나타내었다

그림 14에서 KVL, KCL을 적용하면 식 (5)와 식 (6)과 같이 표현할 수 있다 여기서 V_o 는 실제로 Spectrum Analyzer나 오실로스코프를 통해 측정되는 커먼모드 노

이즈 전압레벨이다

$$-V_{CM(a)} + 100I_1 + 50 \cdot (I_1 - I_2) = 0 \quad (5)$$

$$50(I_2 - I_1) + 16.7I_2 + 50I_2 = 0 \quad (6)$$

(5)+(6)를 취하게 되면 $300I_2 \approx V_{CM(a)}$ 그러므로

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

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

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

식 (8)에서처럼 실제 커먼모드 노이즈 전압의 양보다 6dB(1/2)정도의 감쇠를 가짐을 알 수 있다. 이 감쇠는 필터의 설계시 다시 보정해주어야 하는 값이다

5. 예측 시뮬레이션 및 실험결과

예측 시뮬레이션을 위해 구성된 전체 시뮬레이션 회로도에는 그림 15에 나타내었다

예측 시뮬레이션과 실제 실험시에 DC Link 전압은 310[V], 스위칭은 5[kHz]의 SPWM 방식을 취하였다.

본 논문에서는 앞서 구성된 PSpice 모델링과 시스템 기생성분을 적용한 예측 시뮬레이션 결과와 실제 실험을 통해 측정된 결과가 시간/주파수 영역에서 일치하므로 제안된 전도노이즈 예측방법의 타당성을 확인하였다. 그 결과는 그림 16~그림 19와 그림 22에 나타내었다. 그림 16 (a)는 그림 15에서 커먼모드 필터가 없는 경우의 시뮬레이션 결과이다.

그림 16 (b)는 실제 실험에서 필터를 추가하지 않고 측정한 결과이다. 두 파형 모두 V_{CM} 의 최고치가 약 5[V], I_{CM} 의 최고치가 약 300[mA]를 보이고 있다

그림 17은 그림 16의 결과파형을 10[μs/div]로 확대한 파형(1, 2)과 스위칭 순간 임펄스 형태의 전압/전류가 발생됨을 확인하기 위해 선간전압(a-b)의 파형(3)을 추가한 것이다. 그림 16과 그림 17로부터 시간영역에서 예측 시뮬레이션과 실험결과가 거의 일치함을 확인할 수 있다

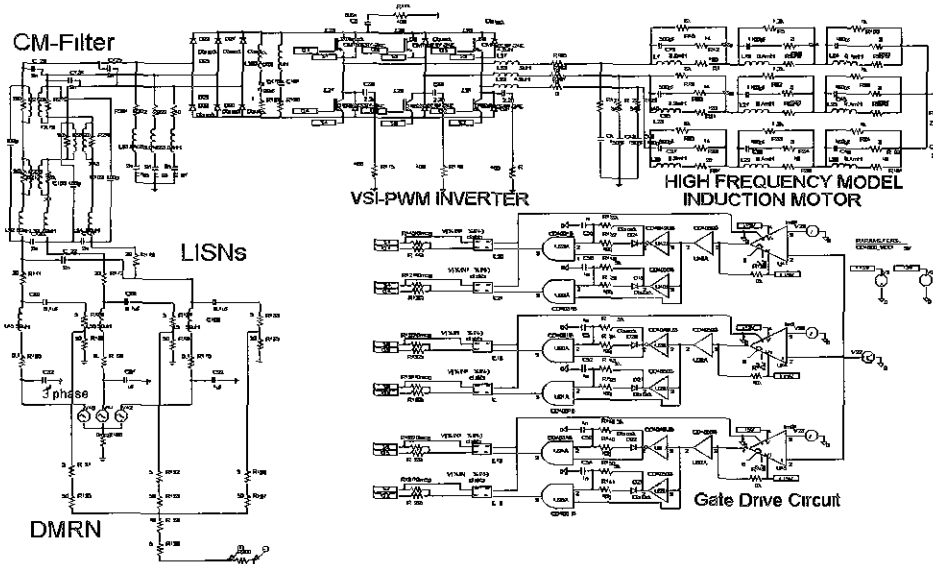
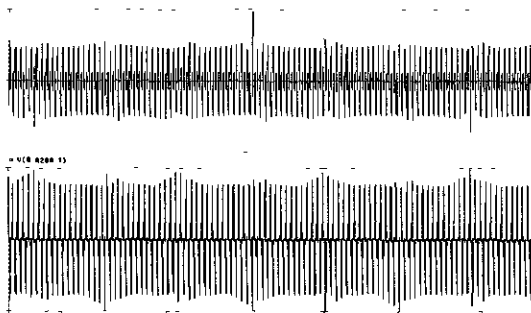
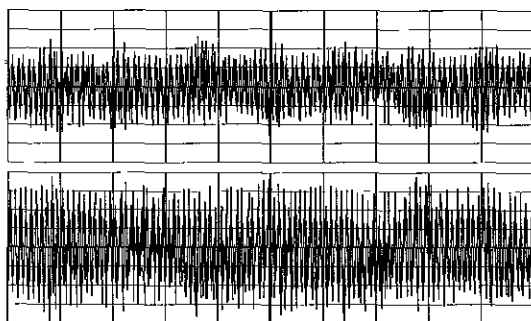


그림 15 전도노이즈의 예측 시뮬레이션을 위한 PSpice 회로

Fig 15 PSpice circuit for predicting simulation of conducted EMI



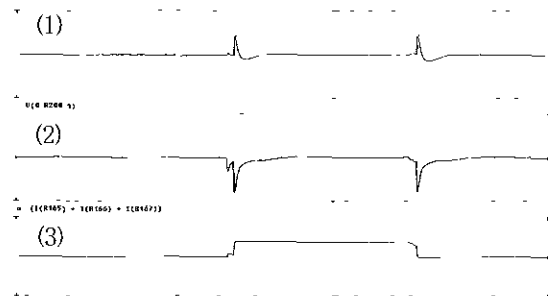
(a) 시뮬레이션결과 파형 [2ms/div]



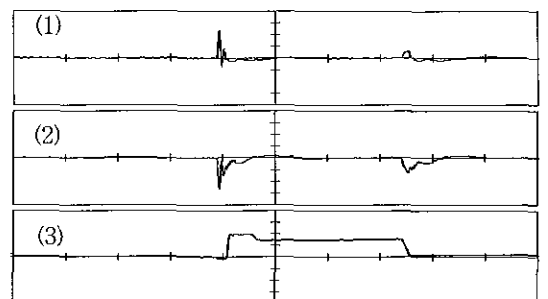
(b) 실험결과 파형 [2ms/div]

그림 16 커먼모드 노이즈 전압과 커먼모드 전류

Fig 16 Common mode noise voltage(upper V_{CM} 2V/div) and common mode current(lower I_{CM} 100mA/div)



(a) 시뮬레이션결과 파형 [10μs/div]



(b) 실험결과 파형 [10μs/div]

그림 17 커먼모드 노이즈 전압(1), 커먼모드 전류(2) 선간전압(a-b)(3)

Fig 17 Common mode noise voltage[2V/div](1), Common mode current[100mA/div](2), line-to-line voltage(a-b)[200V/div](3)

그림 18은 고주파수 전동기 등가모델과 시스템 기생성분이 고려되지 않은 예측결과를 보여주고 있다. 이 경우 전도노이즈는 정확히 예측되었다고 볼 수 없으므로 시스템 기생성분이 고려되지 않은 가운데 전동기의 상용60[Hz]에서의 파라미터를 이용한 전도노이즈 예측은 타당하지 않음을 알 수 있다.

그림 19 (a)는 V_{CM} 의 주파수영역에서의 예측 시뮬레이션 결과이다. 예측 결과 CISPR Class A(산업용, 사무용)영역에서 약 4[MHz]까지 제한치 이상의 전도노이즈 레벨을 가지고 있고, Class B(가정용)의 경우에는 약 8[MHz]까지 제한치 이상의 예측결과가 나타났다. 그림 19 (b)는 실제 실험을 통해 얻어진 스펙트럼 결과이다. 예측된 결과와 마찬가지로 제한치를 초과한 전도노이즈 레벨을 보이고 있다. 그림 20은 식 (9)를 이용하여 예측 시뮬레이션을 통해 얻어진 값을 기준으로 커먼모드 필터가 가지는 필요 감쇠량을 계산한 그래프이다.

$$(V_{req(CM)})_{dB} = (V_{CM})_{dB} - (V_{Lim})_{dB} + 6dB \quad (9)$$

식(9)에서 $V_{req(CM)}$ 은 커먼모드 필터의 필요감쇠량이며, V_{CM} 은 실제로 예측된 커먼모드 노이즈 레벨이다. 그리고 V_{Lim} 은 규제대상으로 설정한 국제 규정의 제한설정 레벨을 의미한다. '+6dB'는 DMRN을 통한 측정시 감쇠되는 양을 다시 보정해주기 위한 값을 나타낸다.

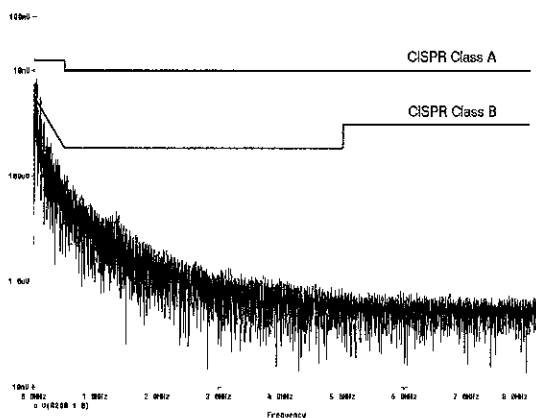
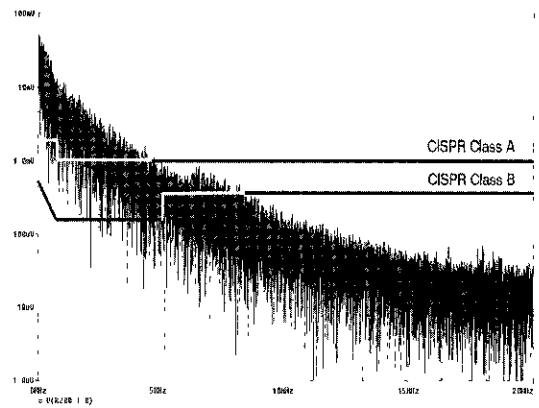
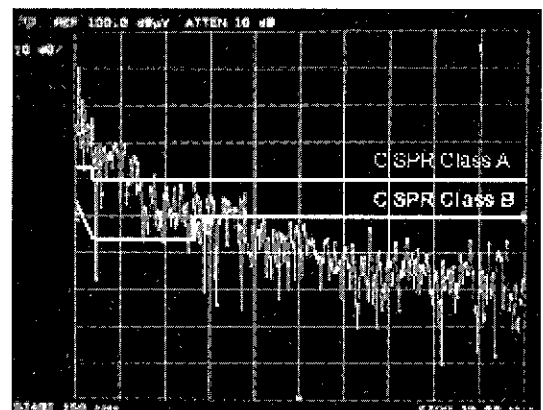


그림 18 고주파수 전동기 등가모델과 시스템 기생성분이 고려되지 않은 경우 시뮬레이션 결과
Fig 18 Result of prediction without high frequency motor equivalent model and system parasitic elements



(a) 시뮬레이션결과 스펙트럼



(b) 실험결과 스펙트럼

그림 19 커먼모드 노이즈 전압의 스펙트럼 분석 결과
Fig 19 Spectrum results of common mode noise voltage (Frequency range, 150[kHz]~20[MHz])

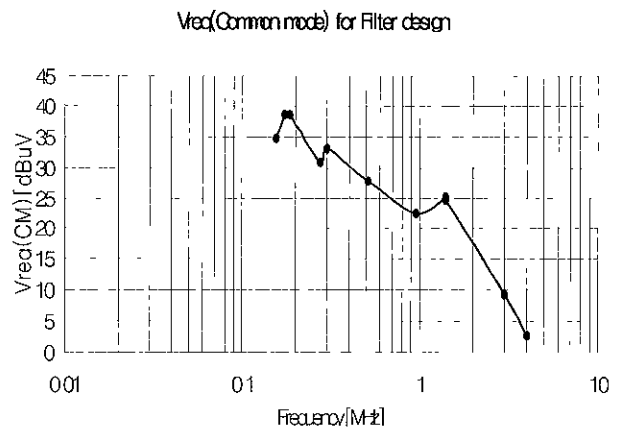


그림 20 커먼모드 노이즈 필요감쇠량(예측결과 이용)
Fig 20 CM attenuation requirement(using prediction)

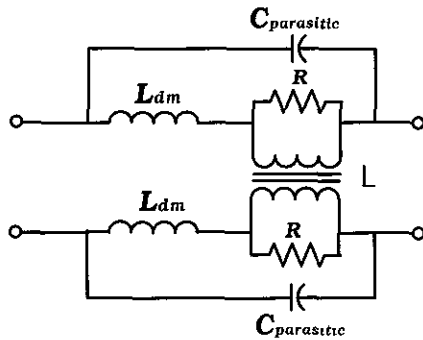
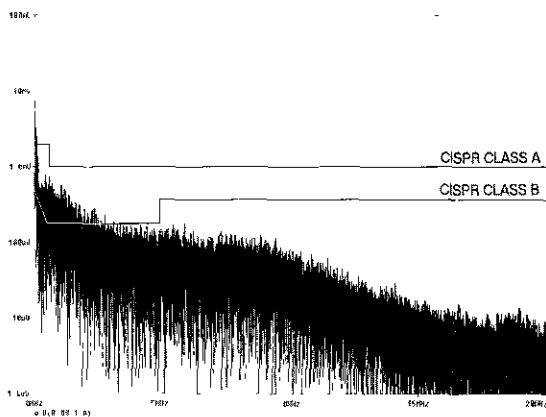
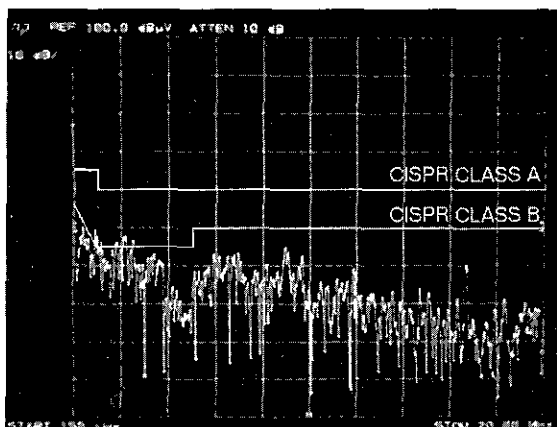


그림 21 기생성분이 고려된 커먼모드 초크모델
Fig 21 Common mode choke model with parasitics



(a) 필터삽입시 시뮬레이션결과 스펙트럼



(b) 필터삽입시 실험결과 스펙트럼

그림 22 필터삽입시 커먼모드 노이즈 전압 스펙트럼 결과
(주파수영역 150[kHz]~20[MHz])

Fig 22 Spectrum results of common mode noise voltage with filter (Frequency range 150[kHz]~20[MHz])

커먼모드 필터 또한 예측 시뮬레이션에 적용하기 위해서는 그림 21과 같이 기생성분이 고려되어야 한다.

[1] 그림 21에서 고려된 기생성분은 DM성분에 의해 발생하는 누설인덕턴스 성분 L_{dm} , 권선의 기생 정전 용량성분 $C_{parasitic}$, 기생 저항성분 R 이다 [9]

커먼모드 필터를 추가했을 때 예측결과와 실험결과를 그림 22에 나타내었다. 그림 22 (a)는 커먼모드 필터를 추가했을 경우의 예측결과로 그림 19에서의 제한치를 초과한 전도노이즈 레벨이 제한치 이하로 감소되었음을 알 수 있다. 그림 22 (b)는 예측을 기본으로하여 제작된 커먼모드 필터를 하드웨어에 추가했을 때의 실험결과를 보이고 있다. CISPR Class A를 대상으로하여 계산된 필터의 인덕턴스와 커패시턴스 값으로 시뮬레이션을 수행한 결과와 실제로 필터를 추가한 실험결과가 Class A 제한치에 적합하게 들어졌음을 볼 수 있다.

6. 결 론

PWM 인버터-유도전동기 구동시스템의 노이즈 대책은 하드웨어를 구현한 후에 직접 측정을 통한 필터 설계를 하거나 새로운 변조기법을 사용하여 전도노이즈를 저감하는 것이 일반적이다. 하지만 변조기법을 통한 저감기법은 아직까지 시스템의 운전성능을 저하시키는 문제점과 높은 주파수영역의 노이즈 저감부분에 취약점을 가지고 있어 아직까지는 상당부분 EMI 필터에 의존한다.

필터 또한 비용과 하드웨어적인 부담이 문제시되고 있는 실정으로 정확한 분석을 토대로 한 필터설계가 요구되고 있다. 기존 방식은 계속되는 실험에 의한 시행착오적인 방법을 따르게 되므로 시간이 많이 소요된다. 제안된 전도노이즈 예측방법의 특징은 다음과 같다.

- 1) 전도노이즈를 분석하기 위해 하드웨어적인 구성없이 PSpice와 같은 일반적인 시뮬레이션 프로그램을 이용한 전도노이즈 예측방법을 제안하였다.
- 2) PSpice 프로그램을 이용하기 위해서 PWM인버터-유도전동기 구동시스템 구성요소들에 대한 고주파수 영역에서의 모델을 제안하였다.
- 3) 제안된 예측방법은 미리 예측된 결과를 통해 필터의 정수값을 미리 알아낼 수 있고, 시스템 환경의 변화시에도 쉽게 필터의 정수값 설계가 가능한 이점이 있다.

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

참 고 문 헌

- [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, pp.924-928, 1998.
- [2] Richard Redl, "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility", IEEE PESC'98, vol.1, pp.15-21, 1998.
- [3] Erkuan Zhong, Thomas A. Lipo, "Improvements in EMC Performance of Inverter fed Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. vol.31 No.6 Nov./Dec., pp.1247-1256, 1995.
- [4] Gabriele Grandi, Domanico Casadei, "Analysis of Common and Differential Mode HF Current Components in PWM Inverter-fed AC Motors", IEEE PESC'98, pp.1146-1151, 1998.
- [5] Gabriele Grandi, Domenico Casadei, "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] Li Ran, Sunil Gokani, "Conducted Electromagnetic Emissions in Induction Motor Drive Systems Part I : Time Domain Analysis and Identification of Dominant Modes" IEEE Trans. on Power Electronics, vol.13, No.4, pp.757-767, 1998.
- [8] Henry W. Ott, Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [9] Laszlo Tihanyi, Electro-Magnetic Compatibility in Power Electronics, J.K. Eckert & Company, Inc, 1995.

저 자 소 개



이진환(李眞煥)

1975년 11월 5일생. 1998년 성균관대학교 공대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터공학과 석사과정.



안정준(安晙浚)

1968년 11월 4일생. 1992년 성균관대학교 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 대체에너지학과 졸업(석사). 현재 전기전자 및 컴퓨터공학과 박사과정.



이정호(李正鎬)

1971년 10월 19일생. 1996년 순천향대학교 공대 전기공학과 졸업. 1998년 성균관대학교 공대 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 박사과정.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대학교 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 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 인하대학교 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 선임연구원 실장. 현재 인하대학교 공대 전기공학과 교수. 당 학회 학술이사.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대학교 공대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원 및 Journal of Electrical Engineering and Information Science 편집위원.