

PSPICE와 MATLAB을 이용한 전력전자회로 해석의 라이브러리 개발에 관한 연구

나승권¹, 구기준^{2*}

¹한국폴리텍III대학 원주캠퍼스 의용공학과, ²한림성심대학 정보통신네트워크과

A Study on Library Development of the Power Electronics Circuits Analysis using a PSPICE and MATLAB

Seung-Kwon Na¹ and Gi-Jun Ku^{2*}

¹Dept. of Biomedical Engineering, KOREA POLYTECHNICS III College

²Dept. of Information Communication & Computer Networks, Hallym College

요약 본 논문은 전력전자회로에서 많이 사용되고 있는 가장 범용적이고 강력한 시뮬레이터인 PSPICE와 MATLAB에 적용하여 소자를 모델링하여 보다 쉽게 이해하고, 다양한 제어기술을 적용시킬 수 있도록 미시적인 IGBT, 거시적인 IGBT, PWM 발생기 그리고 유도 전동기를 라이브러리화 하여 모델링의 타당성을 해석하였다. 미시적인 IGBT 모델의 소자특성을 실험을 통해 모델링의 정확성을 입증하였으며, 거시적인 IGBT 모델은 사이클로 컨버터와 유도 전동기의 부하를 가진 전압형 PWM 인버터에 적용시켜 시뮬레이션 하였다.

Abstract In this paper, the ordinary and strongest simulator that many used to power electronics circuits and many different control technology can apply to more easily understand modeling the element, PSPICE and MATLAB are adapted a micro IGBT, a macro IGBT, PWM generator and to library modeling of validity of the Induction motor is interpreted. Micro IGBT model of demagnetization quality proved for modeling accuracy to through experiment, macromodel IGBT were simulated which the applied to voltage type PWM inverter to the cyclo-converter and induction motor of demagnetization.

Key Words : PSPICE, IGBT, PWM

1. 서론

전력전자는 전기, 전자, 반도체, 전기기계, 자동제어, 메카트로닉스 등 다양한 공학분야가 모여진 학문이다. 또한 마이크로 프로세서의 발전과 전력용 반도체 소자의 개발로 새로운 제어 이론의 급속한 발전으로 그 응용분야가 확대되고 있다. 이러한 급속한 발전과 응용 분야의 확대는 경험과 이론에 바탕을 둔 시스템 설계방식보다 개발시간의 단축과 비용의 절감을 위하여 정확한 시뮬레이션을 통한 설계방식을 요구하게 된다. 특히 이 가운데에서도 전력용 반도체 소자를 이용한 전력변환 회로설계와 전기기기의 응용분야에 대한 문제는 전력전자 분야에

서 중요한 요구사항이다.

회로 시뮬레이터인 PSPICE(Professional Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)는 회로의 소자를 회로로 그려 처리하는 GUI(Graphic User Interface) 기능이 있어 회로작성과 수행이 용이하고 라이브러리가 풍부하다는 장점 때문에 가장 범용적으로 사용되고 있으나, 제작사인 마이크로 심(MicroSim)사에서는 전자분야에 대한 풍부한 라이브러리를 제공하고 있지만, 전력전자 분야에서 필요로 하는 전력용 반도체 소자와 유도전동기와 같은 기계적인 요소들에 대한 라이브러리를 제공하려고 개발중에 있다.[1]

따라서 본 논문에서는 전력전자 시스템의 해석을 전력

*교신저자 : 구기준(gijun@hsc.ac.kr)

접수일 10년 10월 01일

수정일 10년 11월 18일

게재확정일 10년 12월 17일

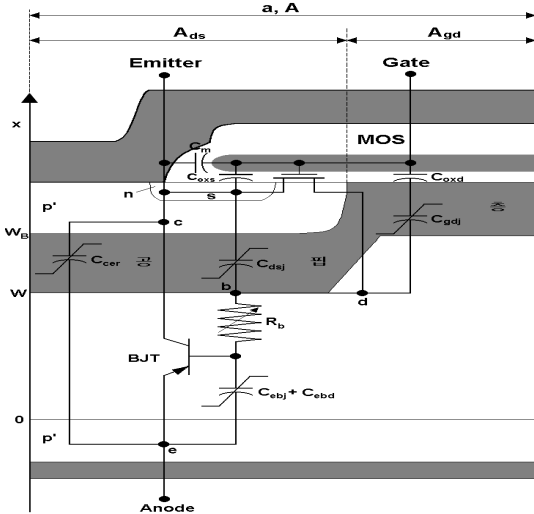
용 반도체 소자와 전동기를 PSPICE를 이용하여 라이브러리로 만들어 전력전자 회로를 시뮬레이션을 하였고, 실험 파형과 비교 측정하였다.

전력용 MOSFET는 그 특성면에 있어서 다수 캐리어 소자이므로 스위칭 속도가 빠르고 커다란 베이스 전류를 필요로 하는 바이폴라 트랜지스터와는 달리 전압을 입력으로 사용해서 구동회로가 간단하고 입력 임피던스가 크다는 장점을 가지고 있다. 그러나 현재의 설계적인 면에서는 온-저항이 크고 고내압화의 어려움이 가장 큰 문제이므로 소수 캐리어 주입으로 낮은 온 저항을 갖으며 전류용량과 고내압화에 용이한 바이폴라 접합 트랜지스터의 결합으로 구성된 IGBT의 필요성이 대두되고 있으므로[2,3], 본 논문에서는 PSPICE를 이용하여 미시적인 모델[4]과 거시적인 모델[5]로 모델링 하였으며, 미시적인 모델의 정확성을 입증하기 위하여 실험파형과 비교하였고, 거시적인 모델은 사이클로 컨버터를 통해 소자의 정확성을 증명하였다.

또한 PSPICE를 이용하여 게이트단의 펄스신호는 PWM 발생기를 라이브러리로 하였으며, 부하로써는 유도 전동기를 모델링 하였고, 이러한 모델링은 사용자가 파라미터 값을 가변할 수 있도록 하였으며, 모델에 대한 확증을 위해 각 단의 전압과 전류, 속도, 토오크를 시뮬레이션 하였다.

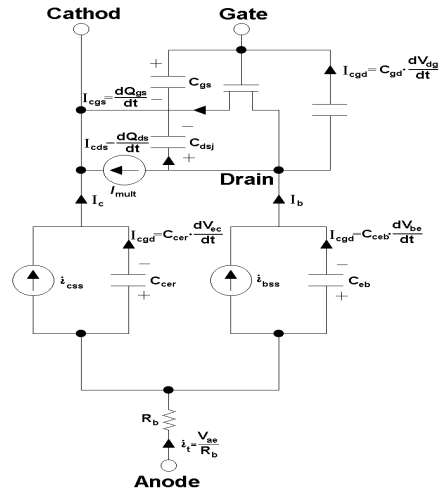
2. IGBT 모델링

2.1 IGBT의 미시적 모델링



[그림 1] 바이폴라 접합 트랜지스터와 MOSFET로 구성된 IGBT구조

그림 1은 IGBT에 대한 MOSFET와 바이폴라 접합 트랜지스터의 등가회로이며, IGBT의 MOSFET 부분은 열게 도핑된 에피택셜층의 저항이 바이폴라 접합 트랜지스터의 전도성-변조저항 R_b 로 대치되는 것을 제외하면, V_D -MOSFET와 유사하게 동작한다. 더욱이 드레인-소오스와 게이트-드레인간에 공핍 캐패시턴스는 바이폴라 트랜지스터의 베이스-컬렉터 공핍 캐패시턴스와 일치한다. 또한 에미터(e)-베이스(b), 컬렉터(c)사이에 연결된 부분은 바이폴라 접합 트랜지스터와 일치하고, 게이트(g), 소오스(s), 드레인 (d)사이에 연결된 것은 V_D -MOSFET와 관련이 있다. 그리고 V_D -MOSFET 게이트-소오스 캐패시턴스 C_{gs} 는 소오스 중복 C_{oxs} 의 게이트 산화 캐패시턴스와 소오스 금속 캐패시턴스 C_m 으로 구성되며, V_D -MOSFET 게이트-드레인, 피드백 캐패시턴스는 게이트-드레인 산화 캐패시턴스 C_{oxd} 와 게이트-드레인 중복 캐패시턴스 C_{gdj} 의 직렬결합으로 연결되고, V_D -MOSFET 드레인-소오스 캐패시턴스 C_{dsj} 는 드레인-소오스 접합의 공핍 캐패시턴스로 형성된다.



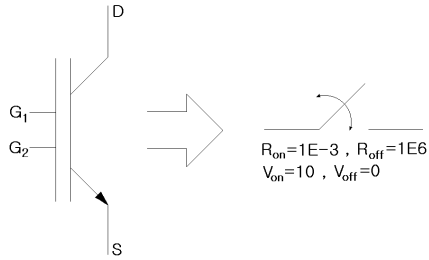
[그림 2] IGBT 등가회로

또한 그림 1에 의한 IGBT의 아날로그 등가회로를 등가화한 상태를 그림 2로 나타낼 수 있다. IGBT의 등가회로는 바이폴라 접합 트랜지스터의 베이스-컬렉터 공핍 캐패시턴스는 MOSFET의 드레인-소오스와 게이트-드레인 공핍 캐패시턴스에 의해 나타낸 것과 일치한다. 따라서 바이폴라 트랜지스터는 전도성-변조 베이스 저항 R_b , 에미터-베이스 확산 캐패시턴스 C_{ebd} , 에미터-베이스 공핍 캐패시턴스 C_{ebj} 에 의해 컬렉터 전류를 분배한다.

2.2 IGBT의 거시적 모델링

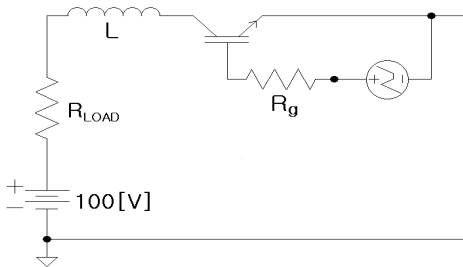
미시적인 모델은 정확한 소자의 특성을 알 수 있는 반면에 복잡한 회로에 이를 적용시키면 많은 절점 수의 연산으로 인하여 시뮬레이션 속도가 늦어지는 단점을 가지고 있다. 반면에 거시적인 모델은 매우 정확하지는 않지만 수행시간이 빨라지는 장점을 가지고 있다.

IGBT의 거시적인 모델은 턴-온 시 거의 단락된 상태로 온상태 저항을 $1E^{-3}[\Omega]$ 으로 익스퍼넨셜(exp =E.)은 소자가 턴온과 턴 오프시 무한대의 시간을 갖지 못하는 상태이므로 등가 계산을 하게 되면 이와 같은 기호기를 갖게 된다. 그러므로, 저항의 크기를 $1.0E^{-6}[\Omega]$ 으로 보았다. 또한 턴-온 시 구동전압은 10[V]의 전압을 가해주면 동작하는 이상적인 스위치로 모델링 하였으며, 이상적인 모델은 그림3에 나타냈다.



[그림 3] IGBT의 거시적 모델

그림 4는 미시적인 IGBT의 PSPICE 모델을 이용한 특성시험회로로 L 부하를 $0[\mu H]$ 와 $100[\mu H]$ 를 사용할 때 특성들을 살펴보았다. 또한 각각의 경우에 게이트 저항 R_g 를 가변하였을 때 각 단의 전압과 전류 파형을 해석하였으며, 실제 소자를 이용한 실험을 통해 시뮬레이션의 타당성을 알아 보았다. 모델링한 IGBT는 IR사의 IRGPC50U(600[V]/55[A])를 이용하였다.



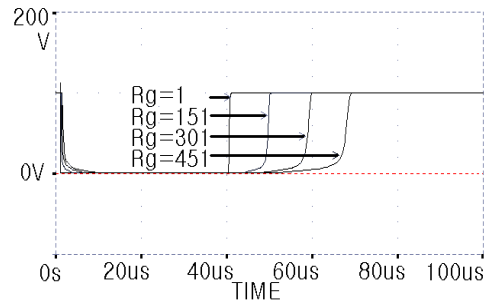
[그림 4] PSPICE를 이용한 미시적인 IGBT의 특성시험회로

이때 PSPICE를 이용한 미시적인 IGBT의 특성시험회로에 사용한 소자의 파라미터 값은 표 1과 같다.

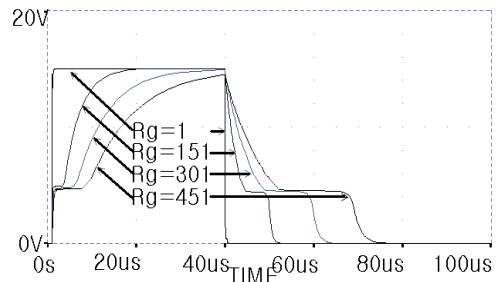
그림 5는 $L=0[\mu H]$ 즉, R 만의 부하일 때 게이트 저항 R_g 를 $1[\Omega]$, $151[\Omega]$, $301[\Omega]$, $451[\Omega]$ 로 가변할 때의 애노드 전압, 애노드 전류, 게이트 전압, 게이트 전류 파형을 나타냈다. 그 결과 부하 조건에 대해 게이트 저항 R_g 의 값을 가변할 때 게이트 저항이 클수록 온 시간이 지연됨을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과에서 보면 게이트 저항 R_g 가 $1[\Omega]$ 에서 보다 $301[\Omega]$ 에서 약 $20[\mu s]$ 의 지연되었다.

[표 1] 외부회로 파라미터

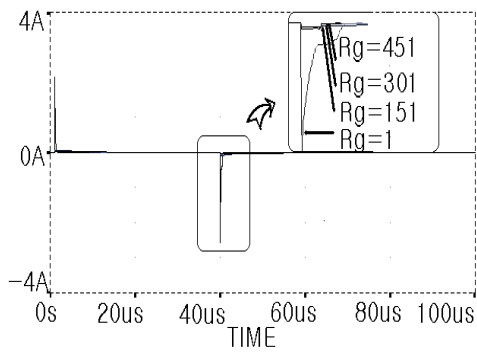
| 파라미터 | 단위 | 값 | | | |
|-------------|------------|----------|-----|-------|-----|
| R_{LOAD} | $[\Omega]$ | 30.0 | | | |
| L | $[\mu H]$ | 100.e-6 | | | |
| V_{aa} | [V] | 0 | | 100.0 | |
| R_g | $[\Omega]$ | 1 | 151 | 301 | 451 |
| V_{ggon} | [V] | 10.0 | | | |
| t_{on} | [s] | 5.0e-6 | | | |
| t_{off} | [s] | 40.0e-6 | | | |
| t_{rise} | [s] | 0.1e-6 | | | |
| t_{final} | [s] | 100.0e-6 | | | |



(a) 애노드 전압파형



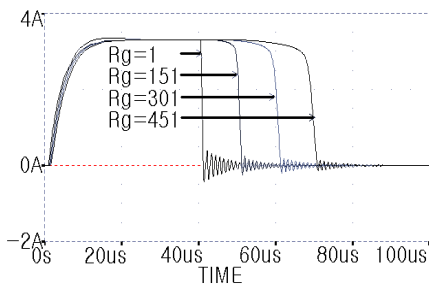
(b) 애노드 전류 파형



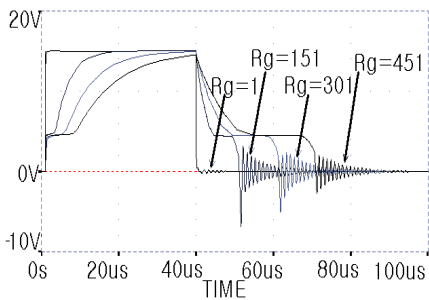
(c) 게이트 전압 파형

[그림 5] 게이트 저항 R_g 가변($L=0[\mu H]$)

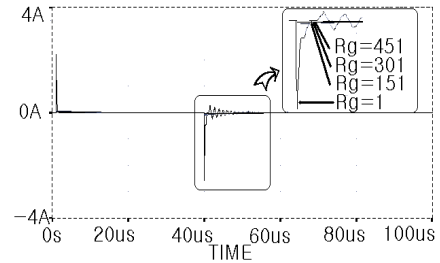
그림 6은 L 값을 $100[\mu H]$ 로 하였을 때, 즉 $R-L$ 부하 시 게이트 저항 R_g 를 가변시켰을 때의 애노드 전압, 애노드 전류, 게이트 전압, 게이트 전류 파형을 나타냈다. 여기서도, 게이트 저항 R_g 의 변화에 따라 지연이 일어나고, L 에 의해 R_g 값이 적을수록 리플이 심하게 일어나는 것을 볼 수 있다. 따라서 적당한 지연과 리플을 결정할 때 만족할만한 R_g 값을 결정할 수 있을 것이다. 또한, 그림 4의 회로를 $117.8[s]$ 동안 시뮬레이션을 수행했다.



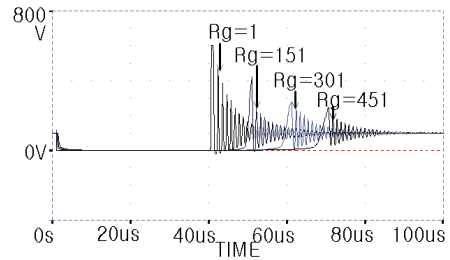
(a) 애노드 전압 파형



(b) 애노드 전류 파형



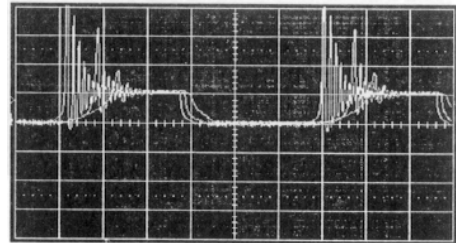
(c) 게이트 전압 파형



(d) 게이트 전류 파형

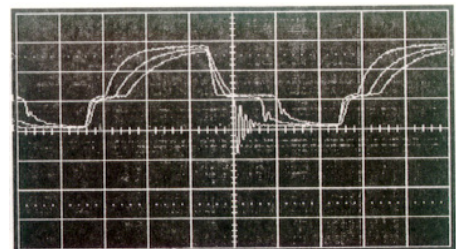
[그림 6] 게이트 저항 R_g 가변($L=100[\mu H]$)

그림 7은 그림 6에서와 같은 조건으로 실제 사용되고 있는 소자를 이용하여 실험한 결과 파형이다. 그 결과, 동일한 출력을 나타냄으로써 시뮬레이션의 타당성을 알 수 있었다.



100[V]/div, 20[μs]/div

(a) 애노드 전압 실험 파형



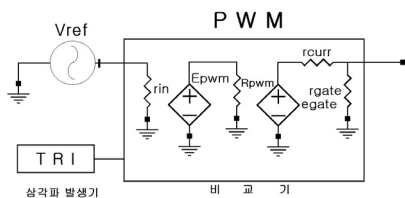
5[V]/div, 20[μs]/div

(b) 게이트 전압 실험 파형

[그림 7] 게이트 저항 가변($L=100[\mu H]$)

3. PWM 발생기의 모델링

유도 전동기의 속도를 정밀하게 제어하기 위해서는 전압과 주파수의 변환이 필요하다. 이러한 변환 방법에는 PWM 변환 방법이 있다. PWM 변환 방법은 출력파형의 반주기 내의 펄스를 여러 개로 분할하여 각각의 펄스 폭을 제어함으로써 출력전압의 제어 및 파형 개선을 하는 방법이다. 즉 삼각파형의 변조파가 정현파형의 신호파를 비교하여 그 논리를 취하면 신호파를 진폭에 따라서 펄스 폭의 증가 전압이 정현파 상으로 변조된 출력 파형을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 이 PWM 전력변환방법을 시뮬레이션에 사용할 수 있도록 PSPICE을 이용하여 라이브러리로 만들었다[6].



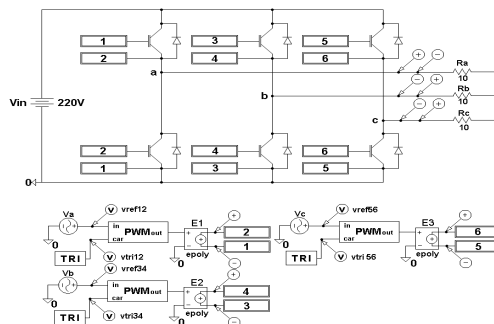
[그림 8] PSPICE의 PWM 발생기 적용모델

PWM 발생기는 그림 8에서와 같이 삼각파 발생기와 비교기 부분으로 라이브러리 화 하여 파라미터 값을 가변함으로써 다양한 신호를 만들어 낼 수 있도록 하였다.

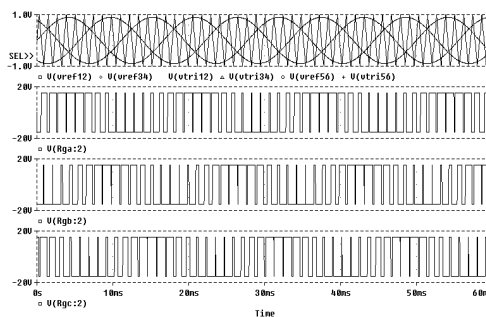
삼각파 발생기는 PSPICE의 내부 라이브러리인 VPULSE를 이용하여 1[V]에서 -1[V]사이의 진폭을 갖는 삼각파를 발생하도록 하였다.

비교기는 저항 r_{in} 에 걸리는 전압, 즉 sin파와 삼각파 발생기의 삼각파를 비교하여 sin파의 값이 삼각파의 값보다 큰 값이면 1, 적은 값이면 -1을 갖는 종속전압원 Epwm의 값으로 제어되는 종속전압원 Egate로 구성되어 있다. 또 종속전압원 egate는 사용자가 원하는 크기의 출력전압을 가질 수 있도록 파라미터 값을 입력 받도록 구성하였다. 또한 V_{ref} 는 sin파를 발생하여 비교기 부분에 입력하도록 하였다.

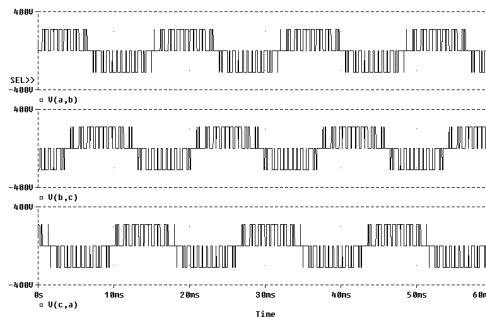
그림 9는 IGBT(IRGPC50U)의 미시적인 모델로 구성된 3상 PWM 인버터 회로이며 시뮬레이션 파형은 그림 10과 그림 11에 나타났다. 이 회로의 삼각주기는 1.1190476[ms], 증가율 $dt=0.001$ [ms], 지연시간 0[ms]의 조건과 a, b, c상 정현파와 비교하여 게이트 단에 PWM신호를 인가하도록 하여 1주기에 11펄스가 발생하도록 하였다.



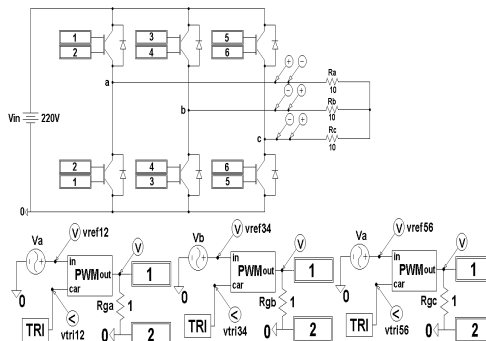
[그림 9] 3상 PWM 인버터 회로(미시적인 IGBT 사용)



[그림 10] 기준파, 캐리어파, 게이트 신호

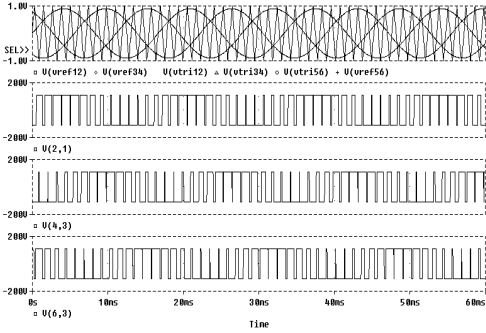


[그림 11] a-b, b-c, c-a 선간 전압

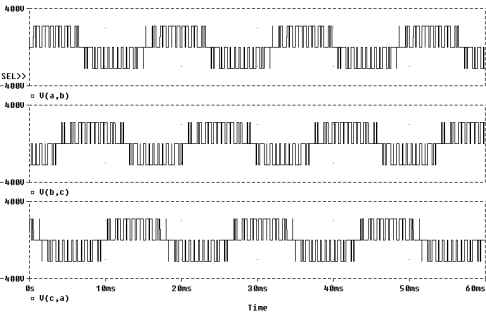


[그림 12] 3상 인버터 회로(거시적인 IGBT 사용)

그림 12는 거시적인 측면에서 IGBT를 이용한 3상 전압형 인버터의 각 부분에 대한 시뮬레이션을 하기 위한 회로도도를 나타내었다. 따라서 시뮬레이션 결과 파형은 그림 13과 그림 14에 나타내었다. 결과적으로 회로에서 보너바와 같이 두 모델이 거의 일치함을 알 수 있다.



[그림 13] 기준파, 캐리어파, 게이트 신호



[그림 14] a-b, b-c, c-a 선간전압

3.1 PSPICE를 적용한 유도전동기 모델링

유도전동기는 여러 가지 전동기 중에서 가장 많이 사용되는 전동기이다. 그것은 유도전동기가 구조가 간단하고 강인하며, 가격이 저렴하고 정속도 전동기로서 부하가 변하더라도 속도의 변동이 적은 장점들이 있기 때문이다. 그러나 유도전동기를 인버터와 같은 반도체 전력변환장치를 사용하여 정현파가 아닌 전원으로 구동하는 것을 해석하기 위해서는 종래의 등가회로에 의한 해석 방법으로는 거의 불가능하다[7].

여기서는 수학적 표현이 간단하고 물리적인 개념을 쉽게 이해할 수 있는 공간벡터 표현법을 이용하여 고정자의 정좌표계에서의 시스템 방정식을 유도하고 PSPICE를 이용하여 라이브러리로 만들었다. 고정자측 전압방정식을 구하기 위해서 먼저 식 (1)과 같이 각 상의 전압방정식을 놓았다.

$$v_{as}(t) = R_s i_{as}(t) + \frac{d\psi_{as}(t)}{dt} \quad (1)$$

$$v_{bs}(t) = R_s i_{bs}(t) + \frac{d\psi_{bs}(t)}{dt}$$

$$v_{cs}(t) = R_s i_{cs}(t) + \frac{d\psi_{cs}(t)}{dt}$$

식 (1)을 공간벡터를 사용한 3상 고정좌표계의 고정자 전압 방정식으로 식 (2)와 같이 표현될 수 있다.

$$v_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt} \quad (2)$$

3상 고정좌표계로 표시한 a, b, c축의 변수들을 2축(α, β) 고정좌표계로 변환하면 독립변수의 수가 감소하여 유도전동기의 해석을 용이하게 한다. 이는 3상 평형조건에서 각 상 전류의 총합은 0이 된다는 사실에 기인한다. 예를 들어 전류의 경우는 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$i_s^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ (\cos 0 + j \sin 0) i_{as} + (\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3}) i_{bs} + (\cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3}) i_{cs} \right\}$$

$$= i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \quad (3)$$

한편 유도 전동기의 회전자가 각속도 ω_r 로 회전한다 면 고정자측의 동기 각속도 ω_e 와의 차에 해당하는 슬립 각속도($\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$)에 의하여 회전자 전류가 흐르고 이에 의하여 기자력이 발생한다. 따라서 회전자 좌표계에서 공간벡터를 사용하여 표현한 회전자 전압방정식은 식 (4)와 같다.

$$v_r^r = R_r i_r^r + \frac{d\psi_r^r}{dt} \quad (4)$$

그리고 유도전동기의 동적특성을 해석하기 위하여 모델링할 때는 이와 같이 회전자의 변수들을 고정자 좌표계로 변환하여 좌표계를 통일시키는 것이 좋으며, 따라서 모든 회전자측 변수는 고정자측으로 변환하여 나타낸다. 이와 같은 좌표변환은 고정자 좌표계의 기준축에 대한 회전자의 위치 θ_r 을 고려하여 식 (5)와 같이 회전좌표계에 $e^{j\theta_r}$ 을 곱한 것과 같다.

$$v_r^s = e^{j\theta_r} v_r^r \quad (5)$$

또한 쇄교자속은 식 (6)과 같이 변환할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\psi^r}{dt} &= \frac{d}{dt} (e^{-j\theta_r} \psi_r^s) \\ &= \left[e^{-j\theta_r} \frac{d(-j\theta_r)}{dt} \psi_r^s + e^{-j\theta_r} \frac{d\psi_r^s}{dt} \right] \\ &= e^{-j\theta_r} \left(\frac{d\psi_r^s}{dt} - j\omega_r \psi_r^s \right) \end{aligned} \quad (6)$$

식 (7)은 고정좌표계로 변환하여 표현한 회전자 전압 방정식이다. 쇄교자속벡터는 식 (8)과 같이 전류벡터 및 인덕턴스로 표현될 수 있다. 단, L_m 은 고정자 권선과 회전자 권선의 상호 인덕턴스이며, 고정자 및 회전자 각 상의 자기 인덕턴스는 각각 누설 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 합이다.

$$v_r^s = R_r i_r^s + \frac{d\psi_r^s}{dt} - j\omega_r \psi_r^s \quad (7)$$

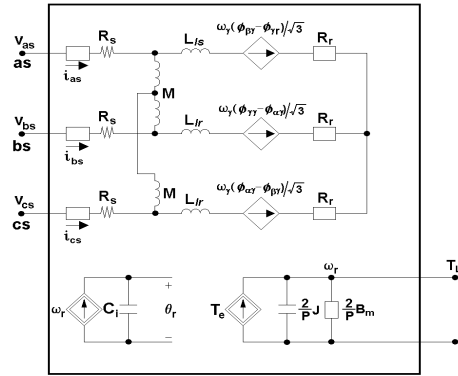
$$\begin{bmatrix} \psi_s^s \\ \psi_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

이제 유도전동기 고정자 및 회전자의 전압 방정식을 미분연산자 p 와 식 (8)을 이용하여 다시 행렬식으로 표현하면 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 그리고 이 식을 α , β 축 변수들로 표시하여 행렬식으로 나타내면 식 (10)과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} v_s^s \\ v_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL_m \\ pL_m & R_r + (p - j\omega_r)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

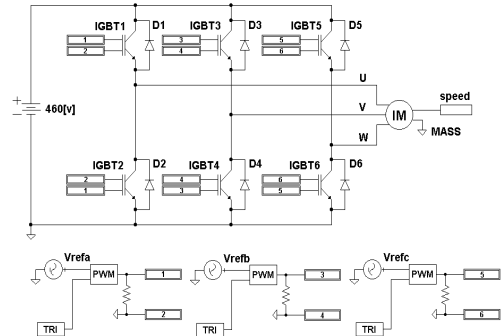
$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (10)$$

이와 같은 관계에 의해 유도전동기의 PSPICE 모델은 그림 15와 같이 나타낼 수 있다.



[그림 15] 유도전동기 PSPICE 적용모델

그림 16은 거시적 모델링에 의한 IGBT와 부하로는 미시적인 유도전동기 모델링에 의해 구성된 인버터 회로이다. 이 유도전동기는 4극 50[HP]로, 사용된 파라미터 값은 표 2와 같다.

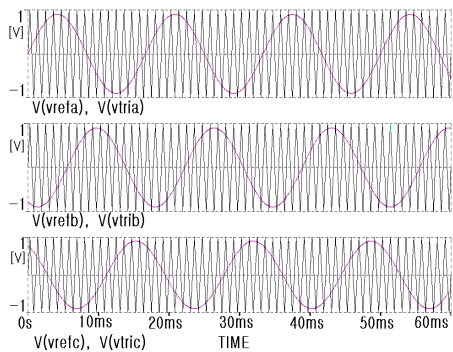


[그림 16] PWM 3상 인버터의 PSPICE 모델

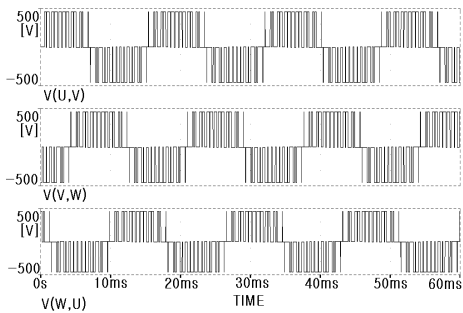
[표 2] 유도전동기 파라미터의 값

| 파라미터 | 단위 | 값 |
|-----------|-------|--------|
| Voltage | [V] | 460 |
| Frequency | [Hz] | 60 |
| Rs | [Ω] | 0.087 |
| Ls | [mH] | 35.497 |
| Lm | [mH] | 34.696 |
| B(감쇄계수) | | 1 |
| HP | [HP] | 50 |
| P | 극 | 4 |
| Rr | [Ω] | 0.228 |
| Lr | [mH] | 35.497 |
| Jm | [kgm] | 1.662 |
| w(마찰계수) | | 0 |

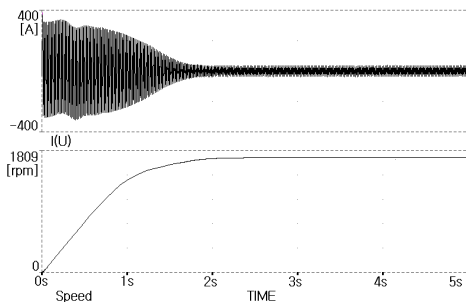
그림 17은 그림 16의 인버터 회로에 PWM 파형을 게이트 신호로 입력하였을 때 그림 17 (a)는 각 상의 기준파와 캐리어파의 시뮬레이션 나타내었고, 그림 17 (b)는 PWM 3상 인버터의 PSPICE 모델 선간 전압 파형의 시뮬레이션을 나타내었으며, 그림 17 (c)는 무부하시 한상의 전류와 주어진 기준속도의 시뮬레이션 나타내었다. 그리고 그림 17 (d)는 부하시 한상의 전류와 주어진 기준속도의 시뮬레이션을 나타내었고, 그림 17 (e)는 전동기 무부하시 50% 토오크와 100% 토오크 시뮬레이션 상태를 나타냈다. 그림 17 (f)는 전동기 부하시 100% 토오크 시뮬레이션 상태를 나타냈다.



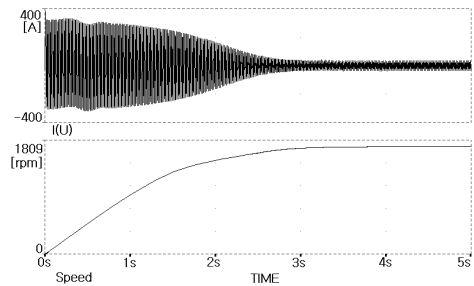
(a) 각 상의 기준파와 캐리어파



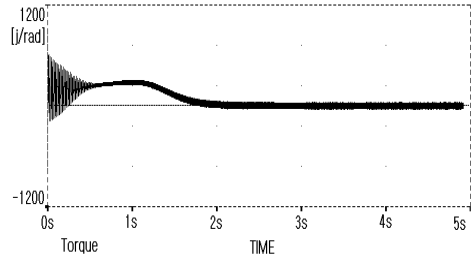
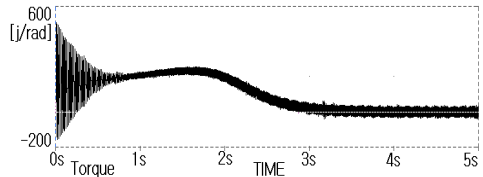
(b) 선간전압파형



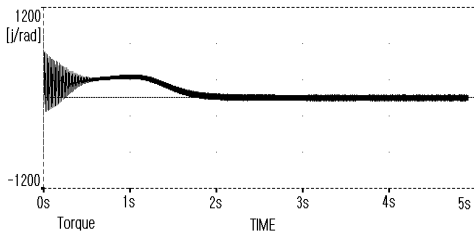
(c) 무부하시 한상의 전류 및 기준속도



(d) 부하시 한상의 전류 및 속도



(e) 무부하시 토오크



(f) 부하시 토오크

[그림 17] 3상 PWM 인버터의 특성 시뮬레이션 파형

4. 결론

본 논문에서는 최근 가장 많이 사용되고 있는 스위칭 소자인 IGBT를 PSPICE와 MATLAB을 이용하여 미시적인 방법과 거시적인 방법으로 모델링을 하여 라이브러리화하였으며 범용적으로 사용되는 전동기등 회로를 시뮬레이션과 실험을 통하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- (1) 전력전자에서 많이 사용하고 있는 소자와 유도전동기 등을 모델링 하여 전력회로 해석을 손쉽게 나타내었다.
- (2) IGBT의 미시적 모델링을 통해 실제 사용되고 있는 소자와 동일한 특성을 얻을 수 있었으며 인버터 회로에 적용 양호한 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있었다.
- (3) IGBT의 거시적 모델링을 사용하여 미시적 모델링 일 때와 유사한 소자특성을 얻을 수 있었고, 시뮬레이션 수행시간의 단축을 얻을 수 있었다.
- (4) 유도전동기 등의 라이브러리 개발을 통해 PSPICE와 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 수행을 용이하게 하였으며, 이를 전압형 인버터에 적용하여 그 타당성을 입증하였다.

차후에 산업용에 사용되는 대용량 유도기나 와 지하철견인 유도전동기 등에 실제적으로 적용할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 입증하고 실제 적용시 그 타당성을 확인하는 것이 과제이다.

참고문헌

- [1] 서영수 외 2인, "실전 PSPICE", 도서출판 삼보, 1997
- [2] Michael s.Adler, "A comparison between BIMOS device types", IEEE Trans. Electron Devices, vol.ED-33, 1986, pp.286~293,
- [3] S.Kal and N.B chakrabarti, "Technology compatibility and circuit complementarity of BIMOS", Int.J.Elec., vol. 68, No.5, 1990, pp.675~692
- [4] Chang Su Mitter, "IGBT Modeling Using IGS-pice", IEEE Trans. Industry Applications, vol.30, 1993, pp.24~33
- [5] R. Ramshw and D.Schuurman, "Pspice Simulation of Power Electronics Circuits", CHAPMAN & HALL, 1997, pp.133~137
- [6] Muhammad Harunur Rashid, "Power Electronics", Prentice-Hall International, 1996
- [7] Theodore Wildi, "Electrical Machines, Drives, and Power Systems", 3th, Prentice Hall, 1997

나 승 권(Seung-Kwon Na)

[정회원]



- 1999년 2월 : 세명대학교 전기공학과 (공학사)
- 2001년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학석사)
- 2008년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사)
- 현재 : 한국폴리텍 III대학 원주 캠퍼스 의용공학과 부교수

<관심분야>

의용공학 및 전력전자 응용분야 등

구 기 준(Ku gi jun)

[정회원]



- 1983년 2월 : 단국대학교 공학사 (전자공학)
- 1988년 2월 : 한양대학교 공학석사(전자공학)
- 1996년 2월 : 숭실대학교 공학박사(전자공학)
- 현재 : 한림성심대학 정보통신네트워킹과 교수

<관심분야>

통신 및 신호처리, 전기전자 응용