

# IGBT의 모델링과 인버터 시스템 시뮬레이션

서영수\*, 백동현\*\*, 조문택\*\*\*, 허종명\*, 이상훈\*\*

\*명지대학교 \*\*경원전문대학 \*\*\*대원전문대학

## IGBT Modeling and Inverter System Simulation

Young-Soo Seo\* Dong-Hyun Baek\*\* Moon-Taek Cho\*\*\*

Jong-Myung Heo\* Sang-Hun Lee \*\*

\*Myong-Ji Univ \*\*Kyung-Won College \*\*\*Dae-Won College

### Abstract

IGBT devices have the best features of both power MOSFETs and power bipolar transistors, i.e., efficient voltage gate drive requirements and high current density capability. When designing circuit and systems that utilize IGBTs or other power semiconductor devices, circuit simulations are needed to examine how the devices affect the behavior of the circuit.

The IGBT model in this paper is verified by comparing the results of the model with experimental results for various circuit operating conditions. The model performs well and describes experimental results accurately for the range of static and dynamic condition in which the device is intended to be operated.

### 1. 서 론

전력용 MOSFET는 그 특성면에 있어서 다수캐리어 소자이므로 스위칭속도가 빠르고 커다란 베이스 전류를 필요로 하는 바이폴라 트랜ジ스터와는 달리 전압을 입력으로 사용하기 때문에 구동회로가 간단하고 입력 임피던스가 크다는 장점을 가지고 있으나, 현재의 설계적인 면에서는 온-저항이 크고 고내압화의 어려움이 가장 큰 문제로 대두되기 때문에, 소수캐리어 소자로 낮은 온-저항을 갖으며 전류용량과 고내압화에 용이한 바이폴라 트랜지스터의 결합으로 구성된 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)의 필요성이 대두되었다.

기존의 IGBT는 미시적인 방법이나 거시적인 방법들을 이용하여 모델링 하였으나, 본 논문에서 제안한 IGBT모델은 베이스-클렉터전압, 게이트-소오스전압, 베이스전하의 관계를 3개의 상태방정식으로써 공식화 했으며, IGBT의 턴-온과 턴-오프시 전압, 전류특성곡선과 저항-인더티의 부하조건에서 과도전류와 전압을 시뮬레이션했으며, 스너버 보호회로, 피드백 회로에 대한 전압과 전류파형을 시뮬레이션 하기 위해 부하상태 방정식을 이용했다. 또한 IR(International Rectifier)사의 IRGPC50U에 대한 내부 파라미터값을 이용하여 소자특성을 시뮬레이션 했으며, 보다 효과적인 IGBT의 모델링을 위해 내부 파라미터 값들을 변화시킴으로서 IGBT에 대한 정확한 동작특성을 시뮬레이션 하였다.

### 2. IGBT의 모델링

IGBT의 동작특성을 해석하는데 있어서 IGBT의 입력단을 DMOSFET, 출력단을 p-i-n 다이오드 구조로 해석하는 모델링 방법과 입력단을 DMOSFET, 출력단을 바이폴라 트랜지스터 구조로 해석하는 방법이 있는데, 본 논문에서는 후자의 모델링 방법을 사용했다. 이 방법은 DMOSFET의 전자전류와 바이폴라 트랜지스터의 전자, 정공전류를 총전류로 가정한다.

$$I_{\text{molt}} = M \cdot I_{\text{gen}} + (M-1)(I_p(W) + I_{\text{molt}}) \quad (2-1)$$

$$M = \frac{1}{\left[ 1 - \left( \frac{V_{\text{rb}}}{BV_{\text{cbo}}} \right)^{\frac{BV_{\text{cbo}}}{2}} \right]} \quad (2-2)$$

$$C_{\text{adj}} = \frac{(A-A_{\text{gd}})\epsilon_{\text{si}}}{W_{\text{adj}}} \quad (2-3)$$

$$C_{\text{gd}} = \begin{cases} C_{\text{adj}} & V_{\text{ds}} \leq V_{\text{gs}} - V_{\text{Th}} \\ C_{\text{adj}}C_{\text{gd}} & V_{\text{ds}} > V_{\text{gs}} - V_{\text{Th}} \end{cases} \quad (2-4)$$

$$C_{\text{gd}} = \frac{A_{\text{gd}}\epsilon_{\text{si}}}{W_{\text{adj}}} \quad (2-5)$$

$$W_{\text{adj}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{\text{si}}(V_{\text{ds}}+V_{\text{bi}})}{q \cdot N_{\text{scf}}}} \quad (2-6)$$

$$W_{\text{gd}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{\text{si}}(V_{\text{ds}}-V_{\text{gs}}+V_{\text{Th}})}{q \cdot N_{\text{scf}}}} \quad (2-7)$$

$$W_{\text{bi}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{\text{si}}(V_{\text{bi}}+V_{\text{bi}})}{q \cdot N_{\text{scf}}}} \quad (2-8)$$

$$W = W_{\text{bi}} - W_{\text{gd}} \quad (2-9)$$

식(2-1)~식(2-9)은 IGBT의 물리적 모델에 대한 상대변수 함수이다. 이 식으로부터 IGBT를 모델링 하기 위해서는 식(2-10)~식(2-12)과 같이 베이스 클렉터 전압  $V_{\text{bc}}$ , 베이스 전하  $Q$ , 게이트-소오스전압  $V_{\text{gs}}$ 에 대한 3개의 상태방정식으로 유도할 수 있다.

$$\frac{dV_{\text{gs}}}{dt} = \frac{I_p}{C_{\text{gs}} + C_{\text{gd}}} + \frac{C_{\text{gd}}}{C_{\text{gs}} + C_{\text{gd}}} \cdot \frac{dV_{\text{bc}}}{dt} \quad (2-10)$$

$$\frac{dV_{\text{bc}}}{dt} = I_p - \frac{4D_p}{W^2} Q + \left( 1 + \frac{1}{b} \right) \left[ \frac{C_{\text{gd}}}{C_{\text{gs}} + C_{\text{gd}}} I_p - I_{\text{molt}} \right] \quad (2-11)$$

$$\frac{dQ}{dt} = I_{\text{molt}} + (C_{\text{adj}} + C_{\text{gd}}) \frac{dV_{\text{bc}}}{dt} - C_{\text{gd}} \frac{dV_{\text{gs}}}{dt} \quad (2-12)$$

$$= \frac{Q}{\tau_{\text{HL}}} - \frac{Q^2}{Q_n^2} \frac{4N_p^2}{ni_2} I_{\text{molt}}$$

### 3. IGBT와 외부회로와의 관계

#### 3-1 턴-오프 스너버 회로

$$\frac{dV_t}{dt} = \begin{cases} \frac{V_t - V_s}{R_n C_s} & : V_A < V_t + V_N \\ \frac{V_A - V_t - V_N}{C_s R_n} - \frac{V_t - V_s}{R_n C_s} & : V_A > V_t + V_N \end{cases} \quad (3-1)$$

부하조건에 대한 애노드 전류는 상태변수  $I_L$ ,  $V_A$ ,  $V_s$ 의 항에 의해 식(3-2)에 의해 주어지며, 애노드 전압은 식 (3-3)로 표현된다.

$$I_T = \begin{cases} I_L & : V_A \leq V_t + V_b \\ I_L - \frac{V_A - V_t - V_b}{R_D} & : V_A > V_t + V_b \end{cases} \quad (3-2)$$

$$V_A = \begin{cases} V_{eb} + V_{bc} + I_L \cdot R_b & : V_A \leq V_t + V_b \\ I_L R_b R_D + (V_t + V_b) R_b + (V_{eb} + V_b) R_D & : V_A > V_t + V_b \\ R_b + R_D \end{cases} \quad (3-3)$$

### 3-2 피드백 스너버 회로

외부 피드백 캐패시터에 걸리는 전압은 다음 상태방정식으로 표현된다.

$$\frac{dV_{cf}}{dt} = \frac{I_f}{C_f} \quad (3-4)$$

여기서, 피드백 전류는 식(3-5)로 나타낼 수 있다.

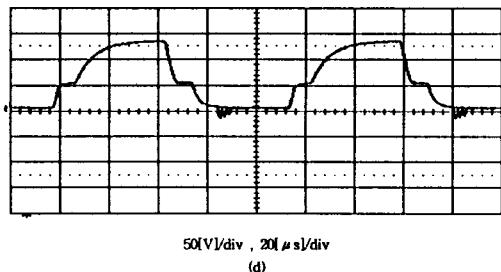
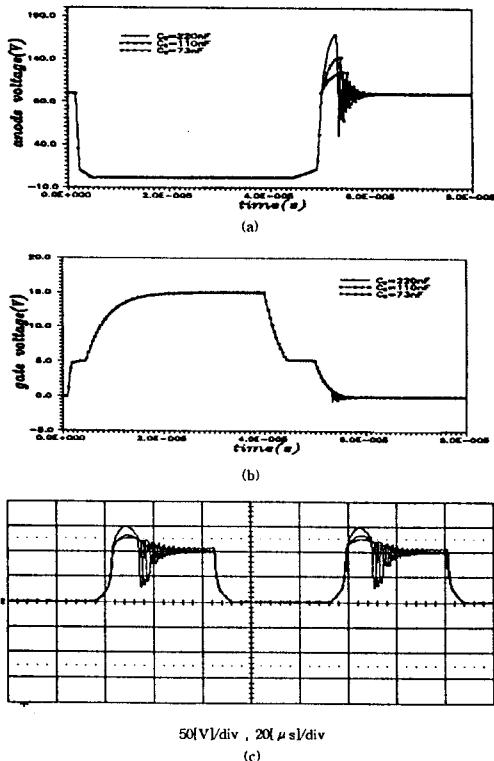
$$I_f = \frac{V_A - V_{cf} - V_{gt}}{R_f} \quad (3-5)$$

회로에서, IGBT의 애노드 전류는  $I_T = I_L - I_f$ 로 주어지며, 애노드 전압은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$V_A = V_{eb} + V_{bc} + I_T R_b \quad (3-6)$$

### 4. 시뮬레이션 및 실험결과

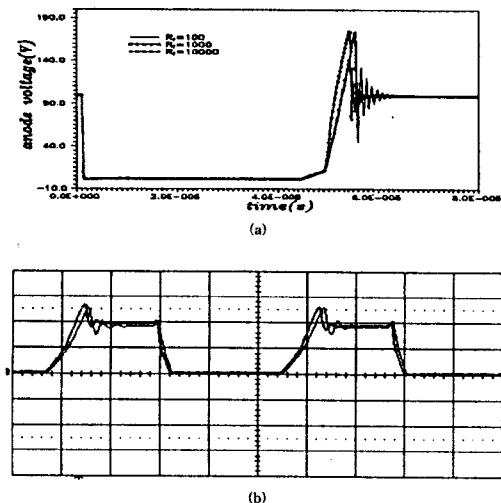
<그림 1>은 IRGPG50U를 사용해서 텐-오프 스너버 회로에서 스너버 캐패시턴스  $C_s$ 의 값을 가변시켰을때의 애노드 전압과 게이트 전압의 시뮬레이션 파형과 실험파형으로 거의 일치함을 알 수 있다.  $C_s$ 의 값이 작을 때 오버슈트 전압이 줄어듬을 알 수 있으므로 적당한 소자의 정격을 선택하는데 중요한 역할을 한다.



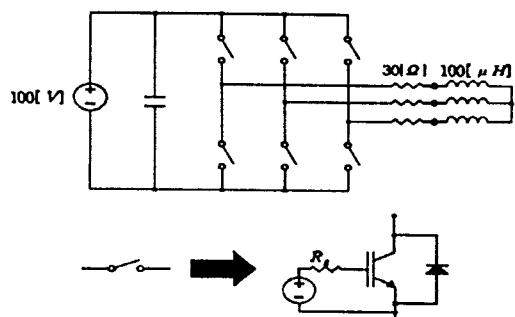
<그림 1> 텐-오프 스너버회로의 시뮬레이션 파형 및 실험파형

- (a) 애노드 전압의 시뮬레이션 파형
- (b) 게이트 전압 시뮬레이션 파형
- (c) 애노드 전압 실험 파형
- (d) 게이트 전압실험 파형

<그림 2>은 외부 파라미터에 대해서 직렬피드백 저항  $R_f$ 의 값을 변화시켰을때 애노드전압의 시뮬레이션파형과 실험파형이다. 두 파형이 거의 일치함을 알 수 있다.



<그림 2>피드백 캐패시턴스의 값을 변화 시켰을때 시뮬레이션과 실험파형  
(a) 애노드전압의 시뮬레이션파형 (b) 애노드전압의 실험파형

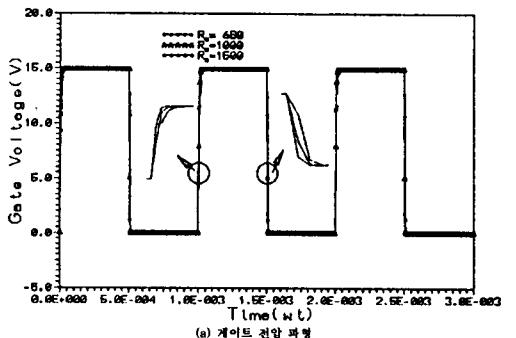


<그림 3> 3상 브리지 인버터의 주회로

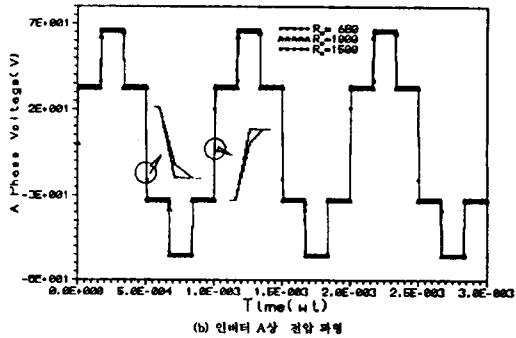
<그림 3>은 3상 브리지 인버터의 주회로이며, <그림 4>는 3상 브리지 인버터에 대한 시뮬레이션 파형으로 입력전압  $V_{in} = 100[ V ]$ , 출력주파수  $f_0 = 1[ KHz ]$ , 부하저항  $R_L = 30[ \Omega ]$ , 부하 리액턴스  $L_L = 100[ \mu H ]$ 로 하고 게이트 저항  $R_g = 680 [ \Omega ]$

1000[ $\Omega$ ], 1500[ $\Omega$ ]으로 가변하였을 때의 게이트 전압(그림 4(a)), A상 전압 (그림 4(b)), A상 전류(그림 4(c)), A-B간의 전압파형(그림 4(d))을 나타냈다.

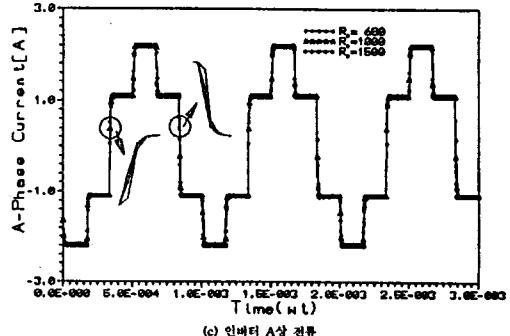
또한 <그림 5>는 이에 대한 실험파형으로 시뮬레이션 결과와 거의 유사함을 알 수 있다. 그 결과 인버터의 용량에 따라 데드타임을 결정하는데 있어서 게이트의 저항값에 따라 약간의 변화가 있음을 알 수 있었다.



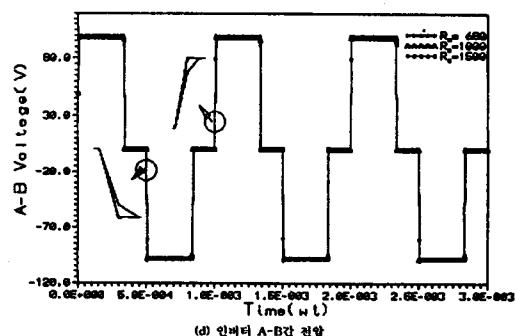
(a) 게이트 전압 파형



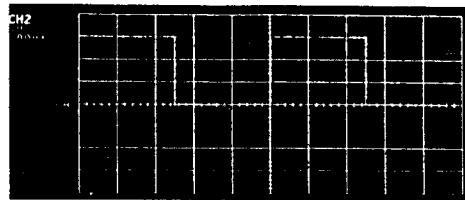
(b) 인버터 A상 전압 파형



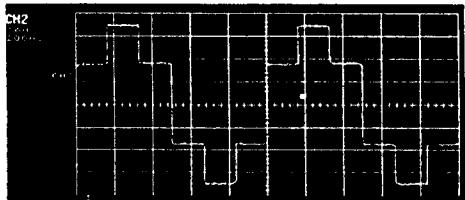
(c) 인버터 A상 전류



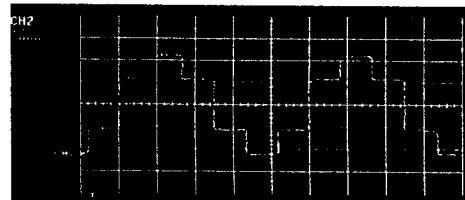
<그림 4> 인버터의 파형(시뮬레이션)



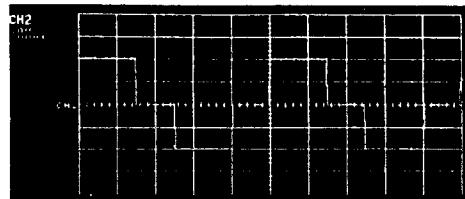
(a) 게이트 전압 파형(5V/div, 0.2ms/div)



(b) 인버터 A상 전압파형(20V/div, 0.2ms/div)



(c) 인버터 A상 전류파형(1A/div, 2ms/div)



(d) 인버터 A-B상 전압(50V/div, 0.2ms/div)

<그림 5> 인버터실험파형

## 5. 결 론

기존의 전력변환 회로에서의 시뮬레이션은 온-오프 기능만을 가지는 단순화 모델을 가지고 시스템을 해석 하였기 때문에 소자의 정확한 현상을 파악하지 못했다. 따라서 본 논문에서는 실제적인 IGBT 뿐만 아니라 이상적인 IGBT소자의 모델링을 이용하여 일반적인 외부 구동회로, 부하회로, 피드백회로에 대한 턴-온과 턴-오프에 대한 게이트 전압, 전류파형과 애노드 전압, 전류파형을 시뮬레이션 했다. 이 모델은 베이스-콜렉터 전압  $V_{bc}$ , 게이트-소오스 전압  $V_{gs}$ 와 배이스 전하  $Q$ 를 상태 방정식으로 공식화 하였다. 또한, IGBT와 외부 회로를 키르히호프의 전압과 전류법칙에 의해 유도된 외부회로 상태방정식에 대한 간단한 절차를 설명했으며, 그 결과를 실험결과와 비교하여 모델링의 정확성을 입증하였다.

## 참고문헌

- [1] S.Kal and N.B chakrabarti, "Technology compatibility and circuit complementarity of BIMOS", Int. J.Elec., vol.68, No.5, pp.675 ~ 692, 1990
- [2] Michael s.Adler, "A comparison between BIMOS device types", IEEE Trans. Electron Devices, vol. LED-33, pp.286 ~ 293, Feb., 1986
- [3] Crawford, "MOSFET in circuit Design", McGraw-Hill, Verleg, New York, 1967
- [4] Michael S.Adler, "The evolution of power device technology", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-31, pp.1570 ~ 1591, Nov., 1984