

과도 해석 시뮬레이션을 위한 IGBT소자의 논리적인 모델링

서영수*, 장성철*, 김영춘*, 조문택*, 서수호*
*명지대학교 공과대학 전기공학과

Analytical Modeling of the IGBT Device for Transient Analysis Simulation

Yong-Soo Seo*, Seong-Chil Jang*, Yong-Chun Kim*, Moon-Trek Cho*, Soo-Ho Seo*

*Department of electrical Engineering, Myong-Ji University

Abstract

The IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) is a power semiconductor device that has gained acceptance among power electronic circuit design engineers for motor drive and power converter applications.

The device-circuit interaction of power insulated gate bipolar transistor for a series-inductor load, both with and without a snubber are, simulated. An analytical model for the transient operation of the IGBT is used in conjunction with the load circuit state equations for the simulations.

I. 서론

IGBT는 전력용 MOSFET의 소자처럼 절연 게이트 입력과 전력용 바이폴라 트랜지스터의 낮은 온-상태 저항을 가지는 비교적 새로운 전력용 소자이다. n-채널 IGBT의 수천개 셀의 구조를 그림 1에 나타냈다.

논리적인 모델로 온-상태 전류-전압 특성을 정확하게 시뮬레이션 했고, 일반적인 부하 조건에 대한 IGBT의 과도전류와 전압 파형을 나타냈다. 본 논문에서 논리적인 소자모델은 스너버 보호회로를 첨가한 직렬-인덕터 부하에 대한 전압과 전류의 스위칭 과도동작을 시뮬레이션 하기위해 부하회로 상태방정식과 함께 사용했다.

II. IGBT 다이내믹 모델

IGBT 모델은 베이스-콜렉트 전압 V_{bc} 베이스 전하 Q와 게이트-소오스 전압 V_{GS} 으로 서술되는 3개의 상태 방정식으로 구성된다. IGBT상태 방정식의 오른쪽은 시스템 상태 변수(IGBT 상태 변수와 외부 회로 상태변수)의 항에서 표현되기 때문에, 회로내에서 IGBT의 다이내믹 동작을 서술하기 위해 외부 회로의 상태 방정식으로 순서적인 적분은 할 수 있다. 여기서 초기 조건은 既知 정상상태 조건으로 부터 구해진다. 다른 회로에서 IGBT의 다이내믹 동작을 서술하기 위해, IGBT상태 방정식을 외부회로의 상태 방정식과 결합한다. IGBT상태 방정식을 계산하기 위해, 애노드 전압과 게이트 전류는 시스템의 상태 변수 항으로 표현되어야만 한다. 시스템의 상태 변수는 각각의 IGBT(Q, V_{GS} , V_{bc})와 외부 회로의 상태변수(인덕터 전류와 캐패시터 전압)로 구성된다. 회로는 그

림 2에 나타낸 간략화된 요소를 사용하여 도식적으로 나타낼 수 있다. 회로내의 IGBT는 게이트와 캐소드 절점사이의 既知 전압원과 애노드와 캐소드 절점사이의 既知 저항과 직렬로 연결된 전압원으로 대체된다.

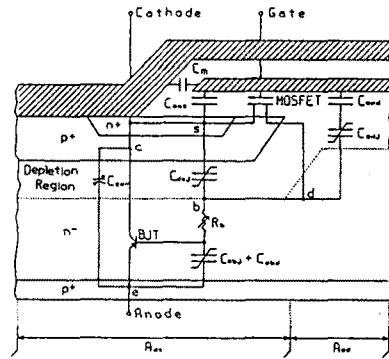


그림 1. n-채널 IGBT확산 셀의 2가지 다이어그램

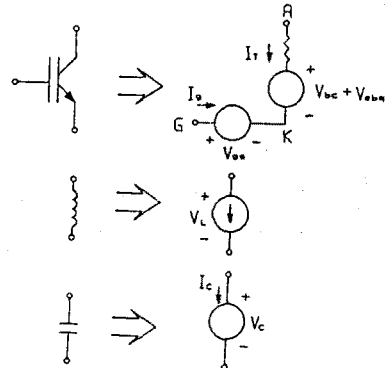


그림 2. 키르히호프의 법칙으로 부터 유도된 외부회로 방정식을 사용하여 변환한 회로소자.

$$\frac{dI_T}{dt} = \frac{1}{L_L} (V_{M} - R_L I_L - V_A)$$

여기서, $I_T = I_L$ 이다. 게이트 전류는 다음으로 주어진다.

$$I_g = \frac{(V_{gk} - V_{gs})}{R_g}$$

게이트 펄스 발생기 전압은 다음으로 주어진다.

$$V_{gk} = \begin{cases} 0 & \text{for } t \leq t_{on} \\ V_{gn} & \text{for } t_{on} < t < t_{off} \\ 0 & \text{for } t \geq t_{off} \end{cases}$$

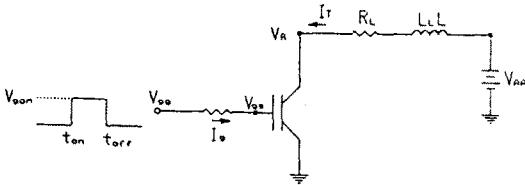


그림 3. 직렬저항 인덕터와 저항성 게이트 드라이브를 가진 IGBT회로도.

그림 4에 나타낸 보호 회로를 포함하기 위해, 상태 방정식이 더해진다.

$$\frac{dV_s}{dt} = \begin{cases} -\frac{V_s - V_{ss}}{R_B C_s} & \text{for } V_A \leq V_s + V_{bc} \\ \frac{V_A - V_{sv} - V_s - V_{ss}}{C_s R_D} - \frac{V_s - V_{ss}}{R_B C_s} & \text{for } V_A > V_s + V_{bc} \end{cases}$$

부하조건에 대한 애노드 전류는 다음에 의해 상태 변수 I_L, V_A, V_s 의 함수로 주어진다.

$$I_T = \begin{cases} I_L & \text{for } V_A \leq V_s + V_{bi} \\ I_L - \frac{V_A - V_s - V_{bi}}{R_D} & \text{for } V_A > V_s + V_{bi} \end{cases}$$

그리고 애노드 전압은 다음에 의해 주어진다.

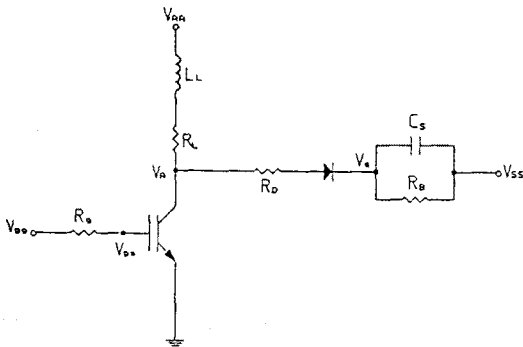


그림 4. 직렬저항-인덕터 부하, 저항성 게이트 드라이브, 소프트 클램프 보호회로를 가진 IGBT회로도.

$$V_A = \begin{cases} V_{c0} + V_{bc} + I_L R_h & \text{for } V_A \leq V_s + V_{bi} \\ \frac{I_L R_h R_D + (V_s + V_{bi}) R_h + (V_{c0} + V_{bc}) R_D}{R_h + R_D} & \text{for } V_A > V_s + V_{bi} \end{cases}$$

그림 5의 보호회로에 대해, 외부 피드백 캐패시터 V_{cf} 에 걸리는 전위에 대한 추가적인 방정식이 필요하다.

$$\frac{dV_{cf}}{dt} = \frac{I_f}{C_f}$$

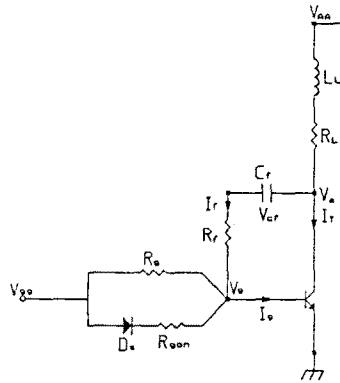


그림 5. 직렬 저항기-인덕터 부하, 게이트 드라이브 저항, 저항-캐패시터 피드백 회로를 가진 IGBT회로도.

여기서, 피드백 전류는 다음으로 주어진다.

$$I_f = (V_A - V_{cf} - V_{gs}) / R_f$$

IGBT애노드 전류는 $I_T = I_L - I_f$ 로 주어지고, 애노드 전압은 다음으로 표현된다.

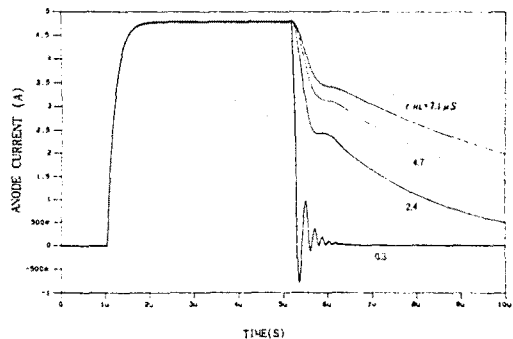
$$I_g = \begin{cases} I_f + (V_{gs} - V_{gs}) / R_g & \text{for } V_{gs} < V_{gs} < V_{bi} \\ I_f + (V_{gs} - V_{gs}) / R_g + (V_{gs} - V_{gs} V_{bi}) / R_{g0n} & \text{for } V_{gs} \geq V_{gs} + V_{bi} \end{cases}$$

III. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 베이스 life시간과 물리적인 파라미터의 다른 값을 가진 소자에 대해 수행했다.

그림 6은 $R = 31[\Omega]$, $LL = 5.5[\mu H]$, $V_{AA} = 150[V]$ 을 가진 직렬 저항-인덕터 부하에 대한 전류와 전압의 스위칭 파형을 나타냈다. 그림 6에서 오버슈트 전압과 전류는 보다 낮은 life시간 소자에 대해 0에 보다 빠르게 도달한다. 그림 7은 life시간이 $2.4\mu s$ 일때 인덕턴스를 $0.1 \sim 40\mu H$ 로 가변했을때의 애노드 전류와 전압파형이고 그림 8은 life시간이 $0.3\mu s$ 일때 인덕턴스를 $0.1 \sim 0.4\mu H$ 로 가변했을때의 애노드 전류 및 전압파형이다.

그림 9는 이와같이 모델링한 IGBT로 구성된 인버터의 전류 파형을 시뮬레이션 한것이며 그림 10은 이때의 실험 파형이다.



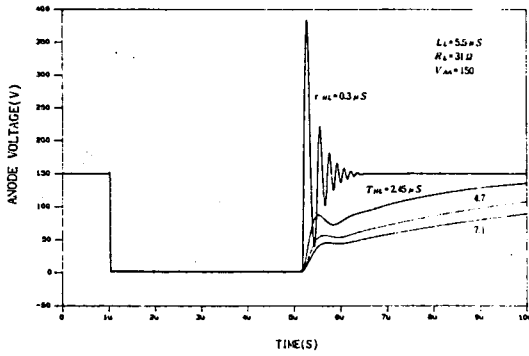


그림 6. 1μs시간에 따른 소자에 대한 전압과 전류 파형

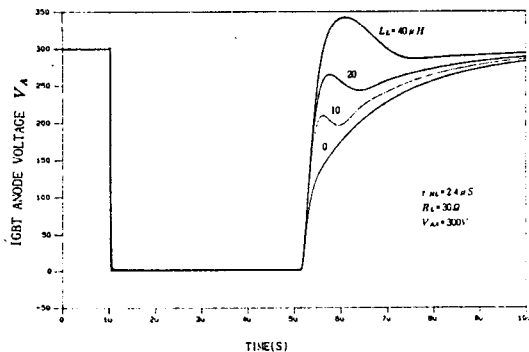
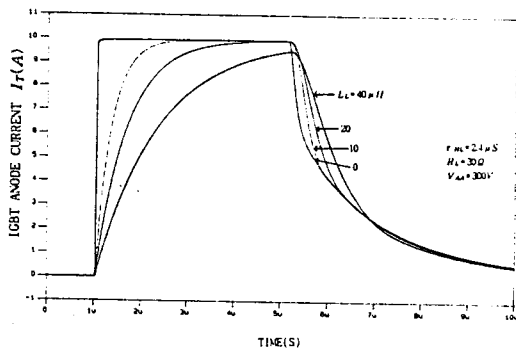


그림 7. 2.4μs소자와 0~40μH의 인덕턴스에 대한 전류와 전압파형

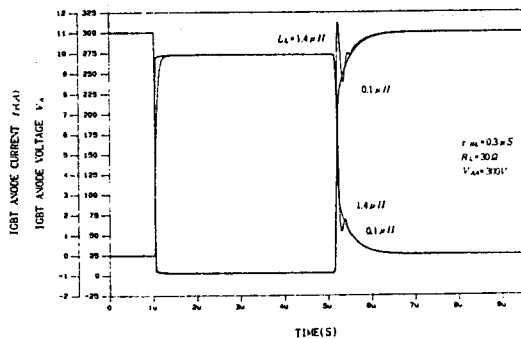


그림 8. 0.3μs소자와 0.1~0.4μH의 인덕턴스에 대한 전류와 전압파형

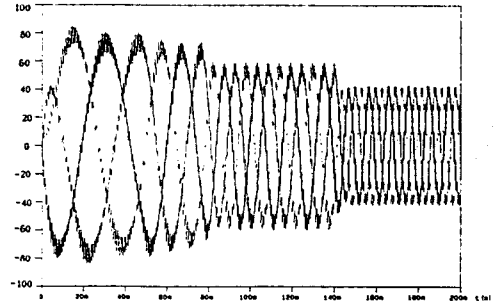


그림 9. IGBT인버터의 3상 전류 시뮬레이션 파형

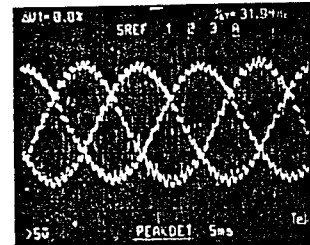


그림 10. IGBT 인버터의 실험파형

IV. 결 론

모델은 IGBT에 대해 개발했고, 이것은 정상 상태 조건과 일반적인 부하 조건에 대한 스위칭 과도 전압과 전류 파형에 대해 논했다. 부하회로를 가진 IGBT의 상호작용은 소자모델과 부하회로의 상태방정식을 사용해서 서술했다. 유도성 부하에 대한 턴-오프에서 전압 상승율은 다른 베이스 life시간을 가진 IGBT에 대해 가변 되었다고. 이러한 상승율은 주어진 직렬 저항-인덕터 부하회로에 대해 전압 오버슈트를 결정하는데 중요하다. 과도 오버슈트 전압은 점진적으로 파괴되어, 스너버 보호회로가 요구된다. 보호회로 요구는 IGBT에 대해 독특한 모델을 사용하여 조사할 수 있다. 또한 IGBT모델링으로 구성된 인버터 회로는 정확한 동작을 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하였다.

Reference

- [1] J.P. Russell, AM. Goodman, L.A. Goodman, and J.M. Neilson, "The COMFET-A new high conductance MOS-gated device," IEEE Electron Dev. Lett., vol. EDL-4, pp. 63, Mar. 1983
- [2] H. Yilmaz, W.R. Van Dell, K. Owyang, and M. F. Chang, "Insulated gate transistor modeling and optimization," in Tech. Dig 1984 IEEE Int. Elec. Dev. Meet., pp. 274-277.
- [3] B. J. Baliga, M.S. Adler, R. P. Love, P.V. Gray, and N. D. Zommer, "The insulated gate transistor: A new three-terminal Mos-controlled bipolar power device," IEEE Trans. Electron Dev., vol ED-31, pp. 821-828, Jun. 1984