

# PSIM을 이용한 전력 반도체 소자의 개선된 손실추정

강태환, 유지윤, 이광운

Tae-hwan Kang\*, Ji-yoon Yoo\*, Kwang-woon Lee\*\*

\* Industrial Electronics Lab, Korea University, Seoul 136-701, Korea

\*\* Mokpo National Maritime University, Mokpo 530-729, Korea

## Abstract

본 논문에서는 전력용 반도체 소자의 손실을 추정하고, 추정된 손실로부터 열 증가 회로를 만들어 PSIM 소프트웨어를 통해 인버터의 열 해석 시스템을 구축하고, 손실 및 온도 변화를 시뮬레이션 하였다. 그리고 실험을 통해 손실 및 온도를 측정 하여, 시뮬레이션을 검증하였다. 또한 수식으로 계산되는 손실 값과 비교하여 제안된 손실 추정 방법의 우수성을 검증하였다.

## 1. 서론

인버터를 비롯한 전력 변환 기기의 손실은 대부분 스위칭 소자의 포화 손실 및 스위칭 손실에서 비롯된다. 특히 큰 출력과 고속 스위칭을 요구하는 응용에서는 이러한 손실은 더욱 커지게 된다. 이러한 손실들은 대부분 열 에너지 형태로 소모되는데, 이 때의 발열은 소자의 온도를 상승시키며 적절한 방열 시스템을 갖추지 못한다면 소자의 온도는 한계 온도 이상으로 올라갈 수도 있다. 이러한 과열 현상은 소자의 특성을 왜곡시키고 심할 경우 소자 파괴를 야기시킨다. 따라서 스위칭 소자의 손실해석은 시스템의 성능 분석 및 열 적 안전 운전을 위해 선행 되어야 할 필요성이 있다.

IGBT는 큰 출력과 빠른 스위칭 특성으로 인버터 및, 여러 전력변환기에 스위칭 소자로서 많이 사용된다. 특히 인버터응용에서는 6-Pack 형태의 IGBT 모듈이 많이 사용된다. 이러한 IGBT 모듈의 손실은 각 디바이스 메이커에서 제공하는 데이터 시트를 통해 계산해 볼 수 있다. 그러나 고주파의 PWM 운전을 할 경우, 각 펄스 마다 전류 파형이 다르고 고주파 스위칭에 의한 스위칭 손실이 종합 손실을 좌우하는 등 그 손실 계산은 어려워진다. 또한 계산식에 필요한 데이터들이 고정되어 있지 않고 스위칭 운전에 따라 계속 변하기 때문에 고정 된 값으로 계산한 결과는 근사적인 추정치만을 제공한다.

Power Simulation에서 제공하는 Thermal Module은 데이터 시트의 특성 곡선을 입력 받아 변화하는 데이터에 따른 손실을 비교적 정확하게 추정해낸다.

특성 곡선은 도통 손실을 계산하기 위한  $I_C - V_{CE}$  커브와,  $I_F - V_F$  커브, 스위칭 손실을 계산하기 위한  $E_{SW} - I_C$  커브,  $t_{rr}, Q_{rr}, I_{rr}, E_{rr} - I_F$  커브가 입력된다. 따라서 PSIM의 Thermal Module을 이용한 손실추정은  $I_C$ 와  $I_F$ 의 변화에 따른 추정이 가능하다.

그러나 IGBT의 손실은 전류뿐만 아니라 온도의 영향도 받는다. 특히 도통 손실의 경우 소자의 온 저항이 온도가 올라 갈수록 상승하기 때문에 이러한 온도의 변화가 반영되지 않으면 정확한 손실추정을 할 수 없다.

본 연구에서는 PSIM에서 계산된 손실로부터 열 증가 회로를 세워 IGBT모듈의 Case및 Junction온도를 예측하여 손실 계산에 반영함으로써 기존의 손실 계산 방식에 비해 좀 더 정확하게 손실을 추정할 수 있는 방법을 제안 하고자 한다. 또한 실제 실험을 통하여 얻은 결과를 토대로 기존의 계산 방법을 통해 얻은 손실 값과 PSIM에서 추정한 손실 값, 온도 반영을 통해 개선된 손실 값을 비교하여 본 연구의 타당성을 검증하고자 한다.

## 2. 손실 추정

### 2.1 전력 손실 계산

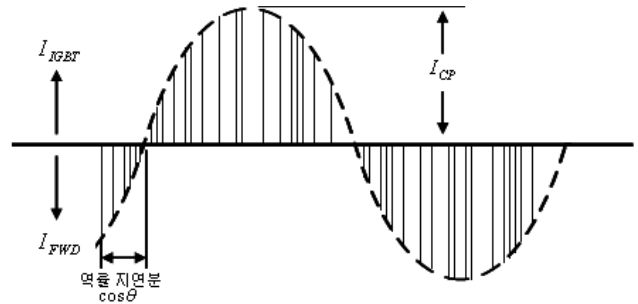


Fig. 1 3상 인버터에서의 1소자당 전류 파형

그림1과 같은 PWM제어시의 전류패턴에서 1소자당 전력 손실에 대한 간이 계산식을 다음에 설명한다.

펄스 폭 변조(PWM) 신호의 듀티 D의 변화  $\Delta D$ 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta D = \frac{1 + D \times \sin(t)}{2} \quad (1)$$

출력 전류와 전압과의 관계를 나타내는 역률 ( $\cos\theta$ )에 의해, 출력 전류의 임의 위상  $x$ 에서의 출력 전류와 1펄스의 듀티는 다음과 같이 표시된다.

$$\text{출력 전류: } I_{CP} \times \sin x \quad (2)$$

$$\text{1펄스의 듀티: } \frac{1 + D \times \sin(x + \theta)}{2} \quad (3)$$

따라서, 선형 근사했을 때의 위상  $x$ 에서의  $V_{CE(sat)}$ 와  $V_F$ 는 각각 다음과 같은 식으로 표시된다.

$$V_{CE(sat)} = V_{CE(sat)}(at I_{CP}) \times \sin x \quad (4)$$

$$V_F = V_F(at I_{FP} = I_{CD}) \times (-\sin x) \quad (5)$$

이상의 식으로부터, IGBT의 도통 손실  $P_{(sat)AV}$  는 다음과 같이 구해진다.

$$P_{(sat)AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{CP} \cdot \sin x) \cdot (V_{CE(sat)} \cdot \sin x) \cdot \frac{1 + D \cdot \sin(x + \theta)}{2} dx$$

$$= I_{CP} \cdot V_{CE(sat)} \cdot \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right) \quad (6)$$

마찬가지로 프리휠링 다이오드(FWD)의 도통 손실  $P_{(f)AV}$  는 다음과 같이 구해진다.

$$P_{(f)AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (-I_{CP} \cdot \sin x) \cdot (-V_F \cdot \sin x) \cdot \frac{1 + D \cdot \sin(x + \theta)}{2} dx$$

$$= I_{CP} \cdot V_F \cdot \left( \frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right) \quad (7)$$

한편, IGBT의 스위칭 손실  $P_{(sw)AV}$  은 듀티에 의존하지 않고 다음 식으로 표현된다.

$$P_{(sw)AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (E_{SW} \cdot \sin x) \cdot f \cdot dx$$

$$= E_{SW} \cdot f \cdot \frac{1}{\pi} (E_{SW} = E_{on} + E_{off}) \quad (8)$$

여기서  $E_{on}$  과  $E_{off}$  는 각각 트랜지스터의 on, off 스위칭 손실이며, 데이터 시트로부터 그 정보를 얻을 수 있다.

또 프리휠링 다이오드의 리커버리 손실  $P_{(r)AV}$  은 역 회복 전류를  $I_{rr}$ , 역 회복 시간을  $t_{rr}$  로 하고 다음 식으로 산출할 수 있다.

$$E_r = \frac{I_{rr} \cdot V_{CC} \cdot t_{rr}}{4} \quad (9)$$

$$P_{(r)AV} = E_r \cdot f \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{8} \cdot I_{rr} \cdot V_{CC} \cdot t_{rr} \cdot f \quad (10)$$

최종적으로 1칩(IGBT와 FWD)의 종합 평균 손실  $P_{(total)AV}$  은 상기의 모든 전력 손실의 합으로 되며, 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_{(total)AV} = P_{(sat)AV} + P_{(sw)AV} + P_{(f)AV} + P_{(r)AV} \quad (11)$$

## 2.2 전력 손실 측정

IGBT 모듈에 3상 저항 부하를 연결하여 PWM 운전으로 3상 교류 전압을 만들어 입력 파워와 출력 파워를 각각 측정한 후 입력 파워와 출력 파워의 차이로 손실을 측정하였다. 실험에 쓰인 IGBT모듈은 Infineon사의 BSM35 GD120DN2 모듈과 Tyco사의 V23990-P85-A20 모듈을 사용하였다. 그림2는 실험 장치 구성을 보여준다. IGBT 모듈에 각각 20,30,40V의 DC 전압을 인가한 후 각각 30분간 데이터를 측정하였다. PWM의 듀티는 0.9로 하였으며, Dead Time은 4us로 맞추었다. PWM은 삼각과 비교 방식을 사용하였고, 제어 전원과 주 전원을 분리하여 순수한 IGBT모듈의 손실만을 측정하도록 하였다. 실험에 쓰인 두 모듈의 Heat Sink는 크기와 환의 개수를 통일하였다.

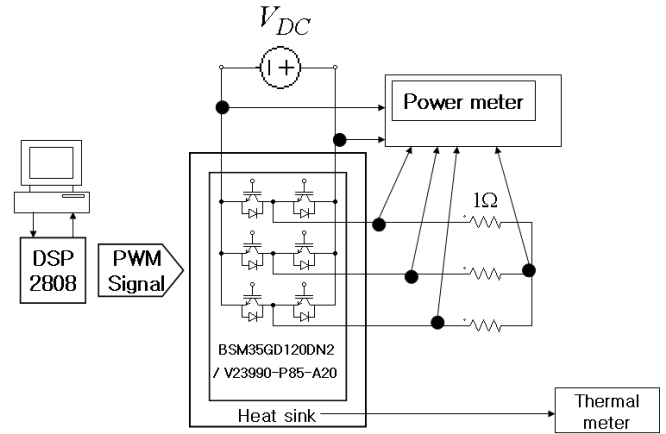


Fig. 2 실험 장치 구성

## 2.3 PSIM 시뮬레이션

### 2.3.1 PSIM을 이용한 손실 및 온도 추정

다음은 PSIM에서 손실을 추정하는 계산식이다.

$$\text{Transistor Conduction Losses} = V_{CE(sat)} \cdot I_C \quad (12)$$

$$\text{Transistor Turn-on Losses} = E_{on} \cdot f \quad (13)$$

$$\text{Transistor Turn-off Losses} = E_{off} \cdot f \quad (14)$$

$$\text{Diode Conduction Losses} = V_d \cdot I_F \quad (15)$$

$$\text{Diode Switching Losses} = E_{rr} \cdot f$$

$$= 1/4 \cdot Q_{rr} \cdot V_r \cdot f$$

$$= 1/2 \cdot t_{rr} \cdot I_{rr} \quad (16)$$

PSIM은 실시간으로 이들 데이터 값을 받아들이고 손실을 계산하기 때문에 평균적으로 근사 시킨 계산식이 사용되지 않아 비교적 정확한 결과를 도출해낸다.

PSIM에서 계산한 손실을 이용하면 열 등가 회로를 통해 소자의 온도를 예측해 볼 수 있다. 그림 3은 손실과 소자의 열 저항으로 구축한 열 등가 회로이다.

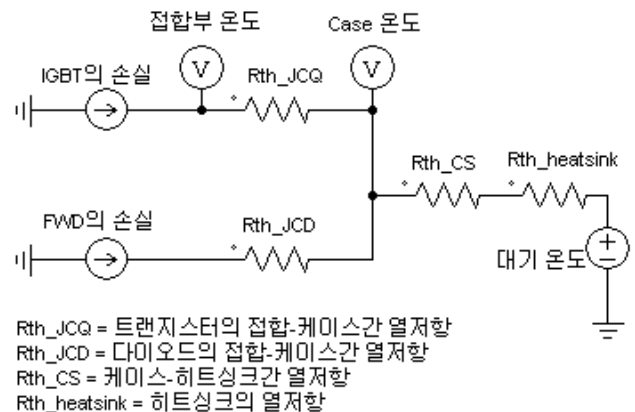


Fig. 3 열 등가 회로

PSIM은 트랜지스터와 다이오드의 도통, 스위칭 손실을 각각 4개의 전류 원으로 출력한다. 따라서 위의 열 등가 회로를 이용해 손쉽게 접합부와 Case온도를 예측해 볼 수 있다.

### 2.3.2 PSIM 시뮬레이션의 개선

IGBT의  $V_{CE}$ 는 온도의 변화에 따라 함께 변화한다. 일반적으로 IGBT의 안전 동작 영역 안에서는  $V_{CE}$ 은 온도의 증가에 따라 선형적으로 증가한다. 따라서 IGBT의 도통 손실은 변화하는 온도에 따른 보정 계수를 곱해주어 온도의 변화를 적절히 반영할 수 있다.

보정 계수는 온도를 입력으로 하는 일차함수의 출력으로 구할 수 있다. 일차 함수의 계수는 아래와 같은 간단한 연립방정식을 풀어서 구한다.

$$\begin{aligned} A \cdot 25 + B &= 1 \\ A \cdot 125 + B &= \frac{V_{CE}(125^\circ\text{C})}{V_{CE}(25^\circ\text{C})} \end{aligned} \quad (17)$$

기본적으로 각 디바이스 메이커들은  $25^\circ\text{C}$ 와  $125^\circ\text{C}$ 일 때의  $V_{CE}$  값을 제공한다. 이와 같은 방법으로 FWD의 도통 손실도 온도를 반영하여 보정하였다.

### 2.4 결과 비교

표 1, 2는 앞에서 서술한 실험으로 측정된 IGBT 모듈의 손실과, 수식으로 구한 손실, PSIM에서 추정된 손실, 개선된 PSIM으로 추정된 손실을 비교한 표이다.

시뮬레이션은 실험과 동일한 조건에서 실행 되었으며, 약 12uF의 기생 인덕턴스를 고려하였다.

표1 BSM35GD 120DN2

	20V	30V	40V
손실 계산 결과 (W)	63.61	119.15	164.96
손실 실험 결과 (W)	28.75	57.67	96.36
손실 PSIM 결과 (W)	24.42	45.06	69.17
손실 개선된 PSIM 결과 (W)	25.74	49.85	81.20
Case 온도 실험 결과 ( $^\circ\text{C}$ )	47.2	64	80.8
Case 온도 PSIM 결과 ( $^\circ\text{C}$ )	44.81	64.58	90.28
Junction 온도 PSIM 결과( $^\circ\text{C}$ )	54.51	83.49	121.29

표2 V23990-P85-A20

	20V	30V	40V
손실 계산 결과 (W)	42.38	74.00	131.66
손실 실험 결과 (W)	24.20	48.57	79.57
손실 PSIM 결과 (W)	21.03	38.13	58.55
손실 개선된 PSIM 결과 (W)	22.26	42.447	69.64
Case 온도 실험 결과 ( $^\circ\text{C}$ )	51.3	78.8	107.5
Case 온도 PSIM 결과 ( $^\circ\text{C}$ )	50.86	75.51	108.66
Junction 온도 PSIM 결과( $^\circ\text{C}$ )	76.01	123.75	188.34

위의 표 1, 2를 보면 수식을 통해 구한 손실 값은 실제 실험에서 측정된 결과와 큰 차이를 가졌다. 그 이유는 전류와  $V_{CE}$ ,  $E_{SW}$ 의 관계를 선형적으로 근사 시킨 이유가 가장 크다. 실험과 같이 정격보다 낮은 전류에서는  $V_{CE}$ ,  $E_{SW}$ 가 전류에 따라 선형적으로 변하지 않고, 아래로 볼록한 포물선의 우 반면의 형태로 증가하기 때문이다.

따라서 계산식의 경우 실제  $V_{CE}$ ,  $E_{SW}$ 보다 큰  $V_{CE}$ ,  $E_{SW}$ 으로 계산되어 실험 값보다 큰 값으로 계산되었다. PSIM에서 추정된 손실 값은  $V_{CE}$ ,  $E_{SW}$ 가 실제 데이터 시트의 궤적에 따라 변하므로 실험 값에 더 가까웠다. 또한 온도의 변화를 반영하여 개선한 PSIM 시뮬레이션에서는 더욱 실험값에 가까운 결과를 얻을 수 있었다. 그러나 전류의 제곱에 비례하는 도선에서의 손실과 실험에서 발생하는 고주파에 의한 왜곡 현상이 고려되지 않아 실험 값에 비해 양의 오차를 가졌다..

또한 V23990-P85-A20 모듈의 40V 실험에서는 접합부의 온도가 한계치 이상으로 상승하였기 때문에 소자의 특성이 많이 왜곡된 것으로 생각된다.

### 3. 결론

본 연구를 통해 계산으로는 부정확하게 구해지는 전력 손실을 PSIM 시뮬레이션을 통하여 비교적 쉽고 정확하게 구현할 수 있었다. 또한 열 등가 모델을 통하여 모듈의 Case 및 Junction의 온도를 예측할 수 있음을 확인하였다. 그리고 예측한 온도를 PSIM 시뮬레이션 반영하여 더욱 정확하게 개선된 손실 추정을 할 수 있음을 보였다.

따라서 본 연구에서 구축한 시스템으로 추정된 모듈의 손실 및 온도분석을 통하여 실제 IGBT 모듈의 운전에 앞서 시스템의 성능 분석과 안전 운전 영역 확보 및 방열 설계에 실제적인 도움을 줄 수 있으리라 기대한다.

### Reference

- [1] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins "Power Electronics" Third Edition, Wiley, 2003
- [2] M..H. Rashid, "Power Electronics" Third Edition, Prentice Hall, 2004
- [3] Marcelo C. Cavalcanti, "A Feasible Loss Model for IGBT in Soft-Switching Inverters", Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual Volume 4, 15-19 June 2003 Page(s):1845 - 1850 vol.4
- [4] Schwarzer, U.; De Doncker, R.W, "Power losses of IGBTs in an inverter prototype for high frequency inductive heating applications" Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE Volume 2, 29 Nov.-2 Dec. 2001 Page(s):793 - 798 vol.2
- [5] 박선호, "전력 소자 IGBT, IPM 응용실무" 국제 테크노 정보 연구소