

# 대용량 전력변환용 초고전압 NPT IGBT 최적화 설계에 관한 연구

강이구<sup>a</sup>

극동대학교 태양광공학과

## The Optimal Design of Super High Voltage Planar Gate NPT IGBT

Ey Goo Kang<sup>a</sup>

Department of Photovoltaic Engineering, Far East University, Eumseong 369-700, Korea

(Received July 20, 2015; Accepted July 24, 2015)

**Abstract:** This paper was proposed the theoretical research and optimal design 3,000 V IGBT for using electrical automotive, high speed train and first power conversion. To obtaining 3,000 V breakdown voltage, the design parameters was showed  $160 \Omega \cdot \text{cm}$  resistivity and  $430 \mu\text{m}$  drift length. And to maintain 5 V threshold voltage, we obtained  $6.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$  p-base dose. We confirmed  $24 \mu\text{m}$  cell pitch for maintain optimal on state voltage drop and thermal characteristics. This 3,000 V IGBT was replaced to thyristor devices using first power conversion and high speed train, presently.

**Keywords:** Planar gate, Super high voltage, NPT IGBT, Breakdown voltage, Threshold voltage

### 1. 서론

전력 반도체 산업은 IGBT, power MOSFET 등 소자 기술의 발달과 더불어 꾸준히 발전하여 왔다. 특히 IGBT 소자는 저전력 분야에서 대전력 분야까지 폭 넓게 사용되는 소자로서 전기자동차, 대전력 변환 등에 사용되고 있다 [1,2]. 이러한 IGBT는 파워 반도체 소자인 만큼 항복 전압과 온 저항, 테일전류, 신뢰성의 이상적인 파워 반도체 소자에 적합한 소자이기도 하다. 일반적으로 드리프트 영역의 농도를 낮추게 되면 항복 전압은 증가하지만 온 저항과 같은 기타 특성들이 감소하게 되므로 설계의 최적화 및 구조 변경을 통해 항복전압특성과 온 상태 전압 강하 특성을 고려하여 적절히 설계해야 한다. IGBT 소자의 효율을 높이기 위해 트레이드

오프 관계를 최적화 시키고자 여러 가지 구조들이 나오고 있다. 앞서 말한 바와 같이 IGBT는 보편적으로 600 V~1,200 V급을 사용하는 스위칭 산업 분야 중 디스플레이 분야, 전기자동차, 전력전송, 휴대폰 배터리 분야 등 다양한 산업에서 필수적인 부품으로 사용되고 있다 [3-5].

또한 본 논문에서 제시한 초고압 IGBT 분야에서는 송전 부분에서 전력변환 스위칭 및 고속전철 전동장치 등에서 활용되고 있다. 본 논문에서는 초고압(3,000 V 이상)을 유지하면서 온 상태 전압 강하를 낮출 수 있으며, 열적 특성이 우수한 플래너 형태의 넌 펀치스루(non punchthrough, NPT) IGBT 구조를 제안하였으며, 소자 및 공정 시뮬레이터를 이용하여 전기적인 특성을 분석하였다.

a. Corresponding author; [keg@kdu.ac.kr](mailto:keg@kdu.ac.kr)

Copyright ©2015 KIEEME. All rights reserved.  
 This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

### 2. 실험 방법

#### 2.1 NPT IGBT의 이론적 고찰

### 2.1.1 IGBT의 문턱전압의 이론적 고찰

문턱 전압은 IGBT에서 중요한 전기적 특성 중 하나로 게이트 하단의 P-베이스 영역에 채널이 형성되어 소자를 턴 온 시키기 위하여 필요한 최소의 전압을 의미한다. P 베이스 농도와 게이트 산화막 두께에 따른 문턱전압의 크기는 수식 (2-1)과 같다.

$$V_T = \frac{Q_s}{C_{OX}} + 2\psi_B \quad (2-1)$$

$$= \frac{\sqrt{4\epsilon_s k T N_A \ln(N_A/n_i)}}{(\epsilon_{OX}/t_{OX})} + \frac{2kT}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)$$

IGBT가 정상적으로 동작하기 위해서는 3~6 V 사이의 적절한 값을 가지도록 설계해야한다. 3,000 V의 항복전압을 유지하기 위해서는 IGBT의 경우 5 V 수준의 문턱전압을 갖도록 설계하는 것이 필요하다.

### 2.1.2 IGBT의 온 전압 강하의 이론적 고찰

온 상태 전압 강하는 일반적으로 IGBT 소자 설계 시 소자가 소모하는 전력 값을 감소시키기 위하여 최소한의 값으로 설계하는 방향으로 진행되어야 한다. 순방향 바이어스된 P+ 콜렉터와 N-드리프트 접합에서의 전압 강하와, 고레벨로 주입된 홀에 의해 전도도 변조된 N-드리프트 영역에서의 전압 강하, 그리고 MOSFET 구조 하단의 채널에서의 전압 강하로 구성되며, 이러한 전압 강하는 그림 1과 수식 (2-2)와 같이 각 영역의 저항 성분으로 분석할 수 있다.

$$R_{on} = R_{N^+} + R_{CH} + R_A + R_J + R_D + R_C \quad (2-2)$$

$R_{ON}$ 은 IGBT가 턴-온 상태일 때의 전체 저항을 의미하며 저항 성분 중에  $R_J$ 와  $R_D$ 가 온 상태 전압 강하에 가장 큰 영향을 미치는 저항으로서 수식 (2-3)에서 확인할 수 있듯이 N-드리프트 영역의 저항률과 면적, 길이 에 의존한다.

$$R_D = \rho_d \frac{L_G + 2m}{2} \ln\left(\frac{a+l}{a}\right) \quad (2-3)$$

하지만 IGBT에서 N-드리프트의 저항률은 전도도 변조 현상의 영향으로 기존의 낮은 도핑농도 값을 무시할 수 있는 양의 캐리어가 주입되기 때문에 저항률이

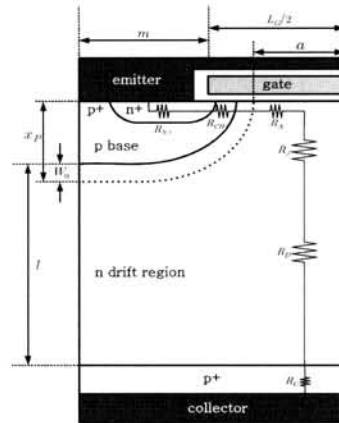


Fig. 1. The resistances of IGBT at on-state.

변하게 되므로, IGBT에서 N-드리프트의 저항은 드리프트 길이와 주입되는 캐리어의 농도에 따라 변하게 된다.

### 2.1.3 NPT IGBT의 항복전압의 이론적 고찰

NPT-IGBT는 턴-오프 상태일 때, P+ 콜렉터에 인가된 양의 전압이 N-드리프트 영역에 걸리게 되면서 N-드리프트가 공핍층으로 막히게 되어 전류가 흐르지 않는다. 역방향 전압이 점차 증가하여 항복 전압만큼의 전압이 P+ 콜렉터에 걸리게 되면 최대로 증가된 공핍층에서 P-베이스와 N-드리프트간의 접합에서 최대전계가  $E_c$  (critical electric field) 이상이 되면 눈사태 항복이 일어나게 된다.

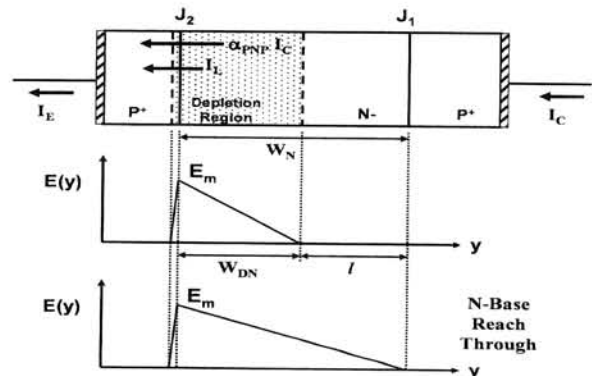


Fig. 2. Electric field distribution according to forward voltage at turn off state.

이때 N-드리프트 길이(y축)에 따른 전계의 적분 값이 눈사태 항복전압이 되고 그 크기는 수식 (2-4)와 같다.

$$BV_{pp} = 5.34 \times 10^{13} N_D^{-3/4} \quad (2-4)$$

NPT-IGBT의 설계 조건에서 실제 공정 제작에 사용되는 원자재인 Wafer는 비저항 값으로 표현되어 나오게 되기 때문에 농도를 비저항 값으로 산출해야 하며, 이를 위한 도핑 농도와 비저항 사이의 관계식은 수식 (2-5)와 같다.

$$R_s = \frac{1}{q\mu N_D} = \frac{1}{1.6 \times 10^{-19} [C] \cdot 1000 [cm^2/Vs] \cdot N_D} \quad (2-5)$$

그리고 이때 최대 공핍층의 크기보다 N-드리프트의 길이가 작으면 눈사태 항복 이전에 펀치 스루에 의해 전류가 흐르게 된다. 따라서 이러한 항복전압을 구하기 위해서 공핍층의 길이와 농도간의 수식은 수식 (2-6)과 같다.

$$W = 2.67 \times 10^{10} N_D^{-7/8} \quad (2-6)$$

이러한 최종 이론식들을 바탕으로 계산한 값을 기준으로 파라미터 기준치를 결정하여 본 논문에서는 시뮬레이션 최적화를 수행하였다.

## 2.2 초고압 NPT IGBT의 문턱전압 설계

3,000 V의 항복전압을 갖는 IGBT를 설계하기 위해 N-드리프트 농도의 이론값을 계산한 결과, N-드리프트 영역 농도는  $4.093 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$  ( $152 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ )이고, 3,000 V에서 위의 드리프트 농도 조건에서 N-드리프트 공핍층 두께는  $323 \text{ } \mu\text{m}$ 이며, 설계를 위한 기본 파라미터 조건은 표 1과 같다.

Table 1. Design parameters of NPT IGBT.

Classification	Size ( $\mu\text{m}$ )	Classification	Size ( $\mu\text{m}$ )
Cell pitch	20	P+base Width	8.5
Gate Width	10	P+base Depth	0.6
P-base Width	10	JFET Depth	4
P-base Depth	2.4	P+ Collector Depth	0.5
N+ Emitter Width	1.5	N+ Emitter Depth	0.5

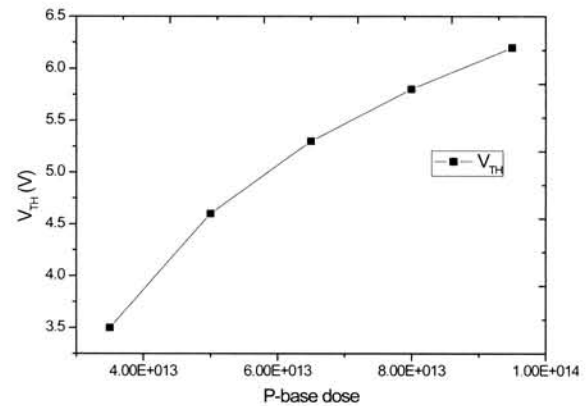


Fig. 3. The variation of threshold voltage of NPT IGBT.

문턱전압은 수식 (1)에서와 같이 게이트의 산화막의 두께와 P-베이스 영역의 불순물 농도에 따라서 결정된다. 게이트 산화막의 경우 온 상태 문턱전압뿐 아니라 오프 상태에서 항복전압에 의해서 산화막이 파괴되지 않도록 제한되어 최소 두께를 갖도록 설계해야 한다. 따라서 3,000 V급 IGBT의 동작영역에서 파괴되지 않기 위한 최소 두께로서 게이트 산화막 두께를  $110 \text{ nm}$  조건으로 고정한 상태에서 P-베이스의 농도 조건을 통해 최적 문턱 전압을 설계해야 하며, P-베이스 도즈량에 따른 문턱전압의 크기를 측정하였다.

그 결과 그림 3에서 보여주는 바와 같이 P-베이스 도즈량에 따라 농도가 증가할수록 증가하는 것을 확인하였다. 최종적으로 5 V 수준의 문턱전압을 설계하기 위한 P-베이스 농도 조건으로  $6.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ 일 때 5.3 V로 적정 문턱전압을 갖는 것을 확인하였다.

## 2.3 초고압 NPT IGBT의 항복전압 설계

3,000 V planar type NPT-IGBT의 항복전압 최적화 설계를 진행하는데 있어 우선적으로 고려해야 할 사항은 N-드리프트의 비저항 및 두께이다. 이를 위하여 그림 4의 기본구조와 표 2의 기본 설계 조건을 가지는 IGBT에서 항복전압 최적화를 진행하였다.

NPT-IGBT의 항복전압은 크게 N-드리프트 영역의 길이와 비저항, 두 가지 파라미터의 최적화에 의해서 얻을 수 있다. NPT-IGBT에서 공핍층의 길이가 N-드리프트 영역 길이보다 긴 값에서 항복현상이 일어나게 되면, 눈사태 항복현상이 발생하기 전에 펀치스루 현상이 일어나 소자가 가질 수 있는 최대의 항복전압을 얻

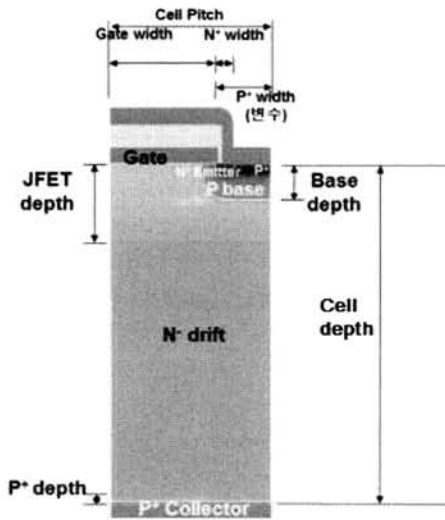


Fig. 4. The structure of super voltage NPT IGBT.

Table 2. The basic process condition of super voltage IGBT.

Region	Process condition
P-base	Dose $6.5 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ Energy 80 keV
P+base Emitter	Dose $3 \times 10^{15} \text{cm}^{-2}$ Energy 150 keV
JFET	Dose $1 \times 10^{12} \text{cm}^{-2}$ Energy 100 keV
N+ Emitter	Dose $1 \times 10^{12} \text{cm}^{-2}$ Energy 110 keV
P+ Collector	Dose $1 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ Energy 120 keV

을 수 없게 된다. 그러므로 N-드리프트 영역 길이는 항복전압 이전에 punch through가 일어나지 않는 충분한 길이로 설계되어야 하며, 그리고 이 길이는 온 상태 전압 강하에도 영향을 미치기 때문에 불필요한 길이 이상으로 길어지게 되면 온 상태 전압 강하가 높아지기 때문에 최소의 길이를 가지는 것이 중요하다.

위의 표 2의 기본 공정 및 설계 조건에서 계산 값인 150 Ω.cm를 기준으로 N-드리프트의 비저항을 140~170 Ω.cm 범위에서 10 Ω.cm 간격으로 변화시키면서, 각각의 경우 이론적 계산에 따라 punch-through가 일어나지 않는 N-드리프트 영역 길이를 400, 430, 445, 475 μm로 설정하였다. 그에 따라 각각의 비저항에서 10~20 μm씩 이론적 길이보다 감소 및 증가된 값으로 시뮬레이션 최적화를 진행하였다. 시뮬레이션 결과

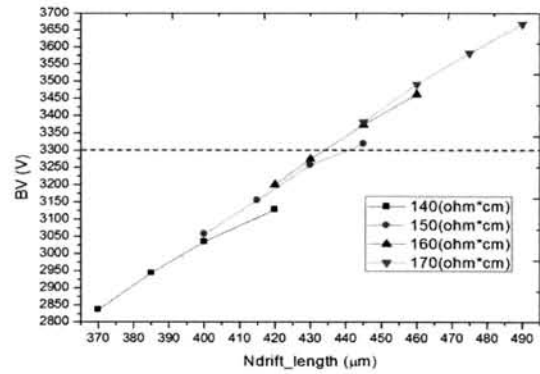


Fig. 5. The breakdown voltage of super voltage IGBT according to N drift length.

데이터를 정리한 그림 5의 그래프에서 확인할 수 있듯이 항복전압 3,000 V를 만족하면서 최소의 길이를 가질 수 있는 값은 비저항 160 Ω.cm에 N-드리프트 길이 430 μm에서 최적화 지점을 확인할 수 있었다.

#### 2.4 초고압 NPT IGBT의 온 상태 전압 강하 설계

N-드리프트 길이를 우선적인 조건으로 도출한 3,000 V급 NPT-IGBT의 설계 최적조건의 타당성을 확인하기 위해 시뮬레이션을 수행하였으며, 최종적으로 표 3과 같이 N-드리프트 영역 농도: 160 Ω.cm, 길이: 430 μm 조건에서 5.4 V로 가장 작은 온 상태 전압 강하 값을 확인하여, 최적 설계조건임을 확인하였다.

Table 3. The on state voltage of 3,000 V NPT IGBT.

N-drift region		Break down (V)	V <sub>ce, sat</sub> (V)	On state resistance (Ω · cm)
Resistivity (Ω · cm)	Length (μm)			
150	445	3,318	5.6	0.056
160	430	3,274	5.4	0.054
170	445	3,381	5.8	0.058

P+ 컬렉터 농도가 커질수록 온 상태에서 P+ 컬렉터의 홀의 주입으로 인한 전도도 변조현상이 커져서 N-드리프트 저항이 감소한다. 따라서 P+ 컬렉터의 도즈량을 증가시키면서 시뮬레이션을 진행하여 그림 6의 온 상태 전압-전류 특성 곡선으로부터 온 상태 전압 강하를 확인하였다.

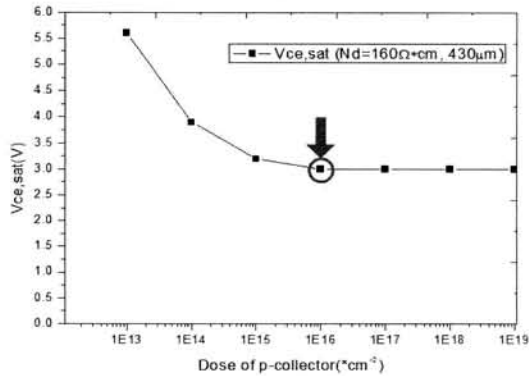


Fig. 6. The on state voltage characteristics of 3,000 V NPT IGBT according to p+ collector concentration.

시뮬레이션 결과 이론적인 예상과 마찬가지로 P+ 컬렉터의 도즈량이 커질수록 온 상태 전압 강하가 감소하는 경향을 보였으며, 도즈량  $1.0 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$  일 때 3.0 V의 온 상태 전압 강하가 최소가 되었다. P+ 컬렉터의 도즈가  $1.0 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$  이상인 경우 Vce, sat 값이 3 V 수준으로 일정하게 포화되는 것이 확인되었다. 또한 P+ 컬렉터 도즈가  $1.0 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$  이상의 값으로 큰 경우에 온 상태 전압 강하 특성은 동일하지만, 스위칭에 따른 전력 손실의 측면에서 P-컬렉터의 농도가 높을수록 스위칭 오프 동작의 경우 N-드리프트 영역에 고주입 레벨이 된 홀에 의한 꼬리전류가 증가하는 단점이 발생한다.

즉, 온 상태 전압 강하와 스위칭 전력 손실간의 트레이드 오프 관계가 있다는 것을 알 수 있다. 스위칭 전력 손실에 의한 단점을 최소화하기 위해서 100 A.  $\text{cm}^{-2}$  전류량 기준 온 상태 전압 강하가 3.0 V가 되는 최소 P+ 컬렉터 도즈량인  $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$ 인 조건이 최적 설계 조건임을 알 수 있었다.

### 3. 결과 및 고찰

온 상태 전압 강하를 최소로 하는 cell pitch 최적 설계조건을 구하기 위해 게이트 영역 pitch를 변화시키므로써 cell pitch를 변화시켜가며 설계를 진행하였다.

설계 진행 결과 cell pitch의 변화에 따라 항복전압의 변화는 거의 없이 일정하게 확인되었다. 항복전압을 결정하는 것은 N-드리프트 영역의 농도와 길이이고, 3,000 V급 항복전압을 위한 설계 파라미터 값으로 고

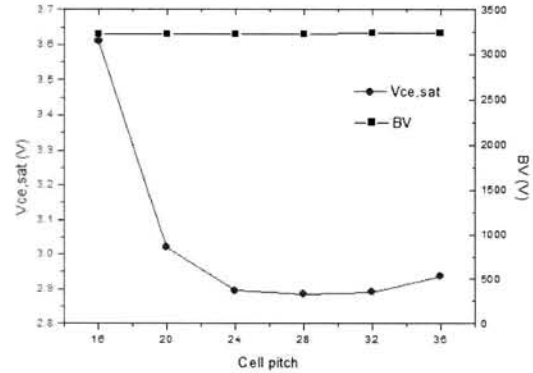


Fig. 7. The breakdown voltage and on state voltage characteristics according to cell pitch of 3,000 V IGBT.

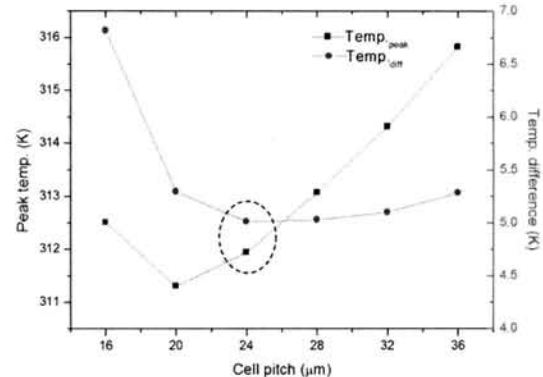
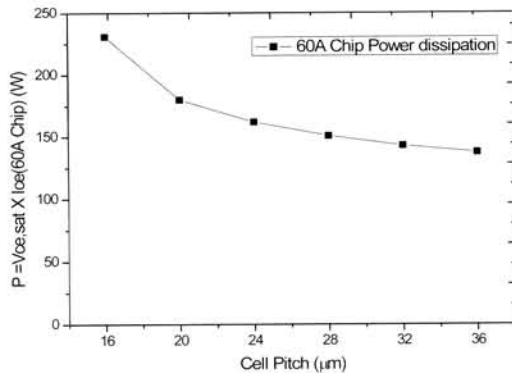


Fig. 8. The thermal characteristics according to cell pitch of 3,000 V IGBT.

정시킨 상태에서 cell pitch가 변할 때에도 예상과 같이 동일한 항복전압을 갖는 것을 확인하였다.

그림 7에서 보여주는 것처럼 3,000 V급 planar type NPT-IGBT의 cell pitch 설계 적정 범위는 24  $\mu\text{m}$  이상임을 확인하였다.

온 상태 전압 강하 측정 조건과 동일하게 100 A.  $\text{cm}^{-2}$ 의 전류밀도 조건에서 격자온도 측정으로부터 관찰한 cell pitch에 따른 열 특성은 그림 8과 같다. 컬렉터 단에 300 K 상온 조건으로 히트 싱크를 적용하여 측정된 온도의 피크값은 cell pitch가 20  $\mu\text{m}$ 일 때 311.3 K이고, 이미터 컬렉터간 온도 차이는 5.01 K로 최소임이 확인되었다. 소자에 발생하는 열 방출 특성은 발열이 집중되는 이미터 단자와 Heat sink와 연결된 컬렉터 단자간의 온도 차이를 통해 확인할 수 있으며, 온도 차이가 큰 경우 이미터에서 부근에서 발생한 열이



**Fig. 9.** The power consumption of 3,000 V NPT IGBT according to cell pitch.

컬렉터 방향으로 방출되는 시간이 오래 걸리는 것을 의미하고 따라서 이미터 컬렉터 간 온도 차이가 작을 수록 열 방출 특성이 좋은 것을 의미한다.

그림 9에서 cell pitch에 따른 온도 차이 곡선은 그림 8의 온 상태 전압 강하 곡선과 일치하는 경향성을 확인할 수 있다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 1차 전력변환, 전기자동차 및 고속열차에서 스위칭 소자로 활용할 수 있는 3,000 V급 이

상의 NPT IGBT 소자의 이론적 고찰 및 최적 설계 방안을 제시하였다. 이론적 설계를 바탕으로 항복전압 3,000 V를 만족하면서 최소의 길이를 가질 수 있는 값은 비저항 160 Ω.cm에 N-드리프트 길이 430 μm임을 확인할 수 있었다. 또한 5 V의 문턱전압을 유지하기 위해서는 P 베이스 농도는  $6.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ 의 도우즈량으로 5.3 V의 적정값을 얻을 수 있었다.

최적의 온 상태 전압 강화와 열 특성을 보존하기 위해서는 셀 피치가 24 μm 이상임을 확인할 수 있었다. 이러한 최적 설계와 전기적 특성 분석 아래 도출해 낸 3,000 V급 IGBT 소자는 현재 대용량 전력변환 및 고속철도 스위치로 사용되고 있는 사이리스터 계열을 충분히 대체할 수 있을 것으로 판단된다.

#### REFERENCES

- [1] MOSFET Basics - Fairchild Semiconductor, 2000
- [2] G. P. Sim, B. S. Ann, Y. H. Kang, Y. S. Hong, and E. G. Kang, *J. Korean Inst. Electr. Electron. Mater. Eng.*, **26**, 190 (2013).
- [3] H. S. Lee, E. G. Kang, A. Shin, H. H. Shin, and M. Y. Sung, *KIEE*, **7** (2006).
- [4] Y. S. Hang, E. S. Jung, and E. Y. Kang, *J. Korean Inst. Electr. Electron. Mater. Eng.*, **25**, 276 (2012).
- [5] J. H. Lee, E. S. Jung, and E. Y. Kang, *J. Korean Inst. Electr. Electron. Mater. Eng.*, **25**, 270 (2012).