



# Mémoire de Master

Présenté au

Département : Génie Électrique

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Réalisé par :

Nouri Kahina

Et

Zanoun Yamina

## Thème

# Analyse thermique d'un onduleur triphasé à base d'IGBT

Soutenu le : 25/06/2023

Devant le Jury composé de :

Mr: Rezki Mohamed	M.C.A	Univ. Bouira	Président
Bouzida Ahcene	M.C.A	Univ. Bouira	Rapporteur
Fekik Arezki	M.C.A	Univ. Bouira	Examineur
Mazari Ali	Doctorant	Univ. Djelfa	Co-encadreur



## نموذج التصريح الشرفي الخاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لإنجاز بحث.

انا الممضي اسفله،

السيدة(ة)..... **نوري حامية** .....الصفة: طالب، استاذ، باحث.....  
الحامل(ة) لبطاقة التعريف الوطنية:..... **1216419611** .....والصادرة بتاريخ..... **2021/10/24**.....  
المسجل(ة) بكلية: العلوم و العلوم التطبيقية..... قسم:..... **EI** .....الهندسة  
الكهربائية.....

والمكلف(ة) بإنجاز اعمال بحث(مذكرة، التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، اطروحة دكتوراه).

عنوانها:..... **Analyse thermique d'un onduleur triphasé  
à base d'IGBT**.....

تحت إشراف الأستاذ(ة):..... **بوزيجة أحسن**.....

أصح بشرفي اني ألتزم بمراعاة المعايير العلمية والمنهجية الاخلاقيات المهنية والنزاهة الاكاديمية  
المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ:..... **25/06/2023**.....

توقيع المعني(ة)

رأي هيئة مراقبة السرقة العلمية:

**h. melch**

%

**15**

النسبة:itin

الامضاء:



## نموذج التصريح الشرفي الخاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لإنجاز بحث.

انا الممضي اسفله،

السيد(ة)..... زعيون زعيونة..... الصفة: طالب، استاذ، باحث.....  
الحامل(ة) لبطاقة التعريف الوطنية:..... 120701583..... والصادرة بتاريخ..... 2021.05.27  
المسجل(ة) بكلية: العلوم و العلوم التطبيقية..... قسم:..... EI..... الهندسة  
الكهربائية.....

والمكلف(ة) بإنجاز اعمال بحث(مذكرة، التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، اطروحة دكتوراه).

عنوانها:..... Analyse thermique d'un onduleur tri phase  
à base d'IGBT......

تحت إشراف الأستاذ(ة):..... بوزيدة أحسن.....

أصرح بشرفي اني ألتزم بمراعاة المعايير العلمية والمنهجية الاخلاقيات المهنية والنزاهة الاكاديمية  
المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ:..... 25/06/2023.....

توقيع المعني(ة)

رأي هيئة مراقبة السرقة العلمية:

  
H. Mellal

%

15

النسبة:itin

الامضاء:

## Dédicace 1

*J'aimerais exprimer ma reconnaissance sincère envers ma chère mère et mon cher père qui ont été d'un soutien inestimable tout au long de mon parcours éducatif. Leur constante présence, leur soutien inébranlable et leurs encouragements sans faille ont été des piliers essentiels dans ma réussite. C'est donc avec une profonde gratitude que je leur dédie ce travail, dans l'espoir qu'ils trouvent ici le témoignage vibrant de mon appréciation.*

*A mes frères boudjema, Hamza et Tahar, ma belle sœur Drifa et ma cousine Siham.*

*A mes chères copines Sara, Manel et Amira.*

*A Yasmina et Kahina et à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin et ceux qui ont partagé avec moi les moments d'émotion lors de la réalisation de ce travail.*

*Merci !*

*Zanoun Yamina*

## Dédicace 2

*A Mes lumières de la vie mes très chères parent Aïcha et Larbi pour leur soutiens et leur patience face aux moments difficiles traversés au cours de ma vie. C'est grâce à eux que j'ai pu réussir à mes études et je suis très fière de les avoir, et tous les mots du monde ne peuvent pas exprimer l'amour et le respect que je leur porte.*

*Mon cher frère Mouloud et mes sœur Lamia, Karima, Siham, Ouassila, Linda je leur souhaite tout la réussite dans leurs vies.*

*Ma chère grand-mère Bakhi et je le souhaite une longue vie*

*Mes tantes et mes oncles est leur famille Mes cousins et cousines Sans oublier mes copines les plus proches : Yasmina, Iman, Sara, Warda, Thinhinane, Chahinez, Manal,*

*Amira*

*Ma chère collègue Yamina ainsi que sa famille.*

*Nouri Kahina*

## **Remerciements**

Nous souhaitons tout d'abord exprimer notre profonde reconnaissance envers le Divin Créateur, Allah, qui nous a béni en nous accordant la force, le courage, la patience et la détermination nécessaires pour mener à bien ce modeste projet. À l'achèvement de cette étape cruciale, nous tenons à exprimer notre sincère gratitude envers toutes les personnes qui ont apporté leur contribution, qu'elle soit directe ou indirecte, à la réalisation de ce travail.

Ce travail a été effectué au sein du Département des Sciences et sciences appliquées de l'Université de Bouira.

Nous tenons à remercier, en premier lieu, Dr Bouzida Ahcene, Directeur de ce mémoire. Nous le remercions d'avoir accepté de diriger notre mémoire. Merci pour votre disponibilité à chaque fois qu'on avait besoin de conseils ou d'aide et surtout pour votre patience pendant la rédaction de ce travail. Nous vous sommes sincèrement reconnaissantes.

Nous remercions également tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :

Mr REZKI MOHAMED

Mr BOUZIDA AHCENE

Mr FEKIK AREZKI

Mr MAZARI ALI

Enfin, nous associons à ces remerciements tous ceux qui ont contribué à réaliser ce travail.

## Table de Matieres

Dédicaces 1 .....	I
Remerciements .....	II
Liste des Tableaux.....	Erreur ! Signet non défini.
Listes des Acronymes et Symboles.....	X
Introduction Générale.....	1

### Chapitre 1 : Généralités sur l'électronique de puissance et les problèmes thermiques des convertisseurs

1. Introduction .....	3
3. Les convertisseurs .....	4
3.1 Conversion alternatif-continu .....	5
3.2. Conversion continu-continu .....	5
3.3. Conversion alternatif-alternatif .....	5
3.4. Convertisseur Continu-Alternatif (DC- AC) .....	6
5 .Les interrupteurs de puissance .....	8
6. La cellule de commutation.....	10
6.1. Les propriétés de commutation de la cellule .....	11
7. Problèmes thermiques dans les convertisseurs.....	12
8. Principaux modes de défaillances des modules de puissance .....	13
8.1 Fatigue thermique des joints de brasures .....	13
8.2. Défaillance du fil de câblage .....	14
8.3. Défaillance au niveau de la puce de puissance .....	15
9. Conclusion.....	15

### Chapitre 2 : Description et étude de fonctionnement des transistors IGBT

1. Introduction .....	16
3. Principales structures IGBT .....	17
4. Les différents types de technologie planar des IGBT .....	18
4.1. Structure PT.....	18
4.2. Structure NPT.....	19
4.3. Field Stop.....	20
5. Les différents matériaux d'un module d'électroniques de puissance.....	20
6. Les différents éléments constituant du module de puissance .....	21
6.1. La semelle .....	21

6.2. Les Substrats .....	22
6.2.1. Les substrats à base de polymères .....	22
6.2.2. Les substrats céramiques métallisés .....	23
6.3. Les métallisations .....	23
6.4. Les connexions électriques .....	24
6.5. L'encapsulation .....	24
6.6. Le boîtier .....	25
6.7. Les gels diélectriques .....	25
6.8. Un radiateur .....	25
7. Principe de fonctionnement et composition des pertes des IGBT .....	25
7.2. Les diodes des modules IGBT .....	27
7.3. Mode de fonctionnement de L'IGBT .....	28
8. La principale cause de destruction de modules IGBT .....	29
9. Gestion thermique dans la conception de composants électroniques .....	30
10. Les modes de transfert de chaleur .....	31
11. Transfert de chaleur dans l'IGBT .....	32
12. Problèmes thermiques dans l'IGBT .....	32
12.1. Pertes par conduction de l'IGBT .....	34
12.2. Pertes de commutation de l'IGBT .....	34
12.3. Pertes de la diode de roue libre .....	35
13. Analogie thermo-électrique .....	36
14. Résistance thermique .....	37
15. Capacité thermique .....	38
16. L'impédance thermique .....	38
17. Conclusion .....	39

### Chapitre III : Modèle électrothermique d'un onduleur à base d'IGBT

1. Introduction .....	40
2. La modélisation électrothermique .....	41
2.1. Méthodes de modélisation électrothermique .....	41
3.1. Réseau RC structurel .....	41

<b>3.2. Réseau RC (Foster) basé sur le comportement et définition de l'impédance thermique .....</b>	<b>44</b>
<b>4.1. Simulation électrothermique avec le modèle Foster.....</b>	<b>48</b>
<b>4.2. Implémentation du modèle électrothermique dans le simulateur en temps réel .....</b>	<b>48</b>
<b>5.1. Simulation du couplage électro-thermique des pertes et des températures .....</b>	<b>50</b>
<b>6. La modulation vectorielle d'espace (SVM - Space Vector Modulation) .....</b>	<b>52</b>
<b>6.1. Principe de la modulation vectorielle (SVM) .....</b>	<b>53</b>
<b>7. Effet de conduction.....</b>	<b>53</b>
<b>8. Effet de commutation.....</b>	<b>58</b>
<b>9. Comparaison des pertes de commutation pour L'IGBT et la Diode.....</b>	<b>62</b>
<b>10. Influence d'effet de commutation et de conduction sur la température .....</b>	<b>63</b>
<b>11. Conclusion.....</b>	<b>65</b>
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>66</b>
<b>ANNEXE .....</b>	<b>72</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>78</b>

## Liste des Figures

### Chapitre01

<b>Figure.1. 1:</b> Les différents convertisseurs .....	4
<b>Figure.1. 2:</b> Convertisseur alternatif-continu.....	5
<b>Figure.1. 3:</b> Convertisseur continu-continu. ....	5
<b>Figure.1. 4:</b> Convertisseur alternatif-alternatif. ....	6
<b>Figure.1. 5:</b> Convertisseur continu-alternatif.....	6
<b>Figure.1. 6:</b> Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit U.I des composants. ....	7
<b>Figure.1. 7:</b> Les applications des semi-conducteurs de puissance.....	8
<b>Figure.1. 8:</b> Caractéristique d'une Diode.....	9
<b>Figure.1. 9:</b> Caractéristique d'un thyristor.....	9
<b>Figure.1. 10:</b> Caractéristique d'un Transistor de puissance.....	9
<b>Figure.1. 11:</b> Caractéristique du transistor IGBT. ....	10
<b>Figure.1. 12:</b> Caractéristique statique et dynamique d'un MOSFET. ....	10
<b>Figure.1. 13:</b> a) Schéma d'une cellule de commutation d'un onduleur ; b) Formes d'ondes schématiques de commutations (à la fermeture, puis à l'ouverture). ....	11
<b>Figure.1. 14:</b> Défaillances des composants électroniques. ....	12
<b>Figure.1. 15:</b> Assemblage classique de puissance montée sur son radiateur.....	14
<b>Figure.1. 16:</b> (a) Levée du fil de câblage, (b) fracture du pied du fil de câblage ... ..	15

### Chapitre 02

<b>Figure.2. 1:</b> (a) Module de puissance à IGBT standard, (b) Vue éclatée d'un module standard. ....	17
<b>Figure.2. 2:</b> Schématisation des pertes en commutation et en conduction de l'IGBT. ....	17
<b>Figure.2. 3:</b> Structure de l'IGBT. ....	18
<b>Figure.2. 4:</b> Cellule élémentaire de type PT. ....	19
<b>Figure.2. 5:</b> Cellule élémentaire de type NPT. ....	19
<b>Figure.2. 6:</b> structure IGBT Field Stop [6]. ....	20
<b>Figure.2. 7:</b> modules convertisseur intégré À IGBT ouvert (200 A - 600 V). ....	21
<b>Figure.2. 8:</b> Structure d'un module de puissance standard [24]. ....	21
<b>Figure.2. 9:</b> Illustration d'assemblage par Insert Molded Leadframe. ....	23

<b>Figure.2. 10:</b> Métallisation de puces: a) Vue d'un wafer ; b) Vue d'une puce métallisée.....	24
<b>Figure.2. 11:</b> Connexion électrique puce/Substrat par wire bonding. ....	24
<b>Figure.2. 12:</b> Symbole de circuit de l'IGBT et de la diode antiparallèle. ....	26
<b>Figure.2. 13:</b> Pertes de puissance d'un cycle de commutation d'un IGBT a) Tension grille-émetteur ; b) courant de collecteur ; c) Tension collecteur-émetteur ; d) Pertes de puissance de l'IGBT.....	27
<b>Figure.2. 14:</b> Répartition des courants dans l'IGBT. ....	29
<b>Figure.2. 15:</b> Caractéristique de sortie $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$ .....	29
<b>Figure.2. 16:</b> les modes de transfert de chaleur. ....	31
<b>Figure.2. 17:</b> Schéma de transfert de chaleur dans le module IGBT [38]. ....	32
<b>Figure.2. 18 :</b> Schéma de principe du couplage électrothermique.....	33
<b>Figure.2. 19:</b> Les formes d'ondes de tension et de courant de la diode pendant la transition vers la désactivation. ....	36
<b>Figure.2. 20:</b> Schéma équivalent thermo-électrique.....	37

## Chapitre 03

<b>Figure.3. 1:</b> Schéma du circuit équivalent de la ligne de transmission. ....	42
<b>Figure.3. 2:</b> Schéma du circuit équivalent de la ligne de transmission. ....	43
<b>Figure.3. 3:</b> Schéma de circuit équivalent de la ligne de transmission pour la conduction thermique.....	43
<b>Figure.3. 4:</b> Schéma de circuit équivalent de la ligne de transmission pour la conduction thermique.....	44
<b>Figure.3. 5:</b> Courbe d'impédance thermique transitoire typique. ....	46
<b>Figure.3. 6:</b> Réseau de Foster typique. ....	46
<b>Figure.3. 7:</b> Diagramme du modèle électrothermique.....	49
<b>Figure.3. 8:</b> Commutation du courant avec les chemins de courant mis en évidence .. .....	50
<b>Figure.3. 9:</b> Schéma du model thermique de l'onduleur triphasé. ....	52
<b>Figure.3. 10:</b> Courant dans l'IGBT et la diode à 50A ,100A et 150A.....	54
<b>Figure.3. 11:</b> Les pertes de puissance (conduction et commutation) de l'IGBT et la diode à 50A ,100A, et 150A.....	55
<b>Figure.3. 12:</b> Les pertes moyennes totales a 50A ,100A et 150A. ....	56
<b>Figure.3. 13:</b> Pertes par conduction dans l'IGBT en fonction du courant.....	58

<b>Figure.3. 14:</b> Pertes par conduction dans la diode en fonction du courant.....	58
<b>Figure.3. 15:</b> Courant dans l'IGBT et la diode à 2khz ,3.3khz et 10khz.....	59
<b>Figure.3. 16:</b> Les pertes moyennes totales à 2khz ,3.3khz et 10khz. ....	60
<b>Figure.3. 17:</b> Les pertes moyennes totales à 2khz ,3.3khz et 10khz. ....	61
<b>Figure.3. 18:</b> Pertes par commutation dans l'IGBT en fonction de la fréquence de commutation.....	62
<b>Figure.3. 19:</b> Pertes par commutation dans la Diode en fonction de la fréquence de commutation.....	63
<b>Figure.3. 20:</b> Variation de la température de la jonction l'IGBT en fonction du courant conduction. ....	64
<b>Figure.3. 21:</b> Variation de la température de la jonction diode en fonction du courant conduction. ....	64
<b>Figure.3. 22:</b> Variation de la température de la jonction IGBT en fonction de la fréquence de commutation. ....	64
<b>Figure.3. 23:</b> Variation de la température de la jonction diode en fonction de la fréquence de commutation. ....	65

## Liste des Tableaux

<b>Tableau.2.1.</b> Analogie des variables physiques des systèmes thermiques et électriques.....	35
--	----

## Listes des Acronymes et Symboles

### • Acronymes

DC	Courant Continu (Direct Current)
AC	Courant Alternatif (Alternatif Current)
MOSFET	Transistors à effet de champ à semi-conducteur en oxyde de métal (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor).
IGBT Transistor)	Transistor bipolaire à grille isolé (Insulated Gate Bipolar Transistor)
DBC	Direct Bonded Copper.
SMI	Substrats Métalliques Isolés
FEA	Analyse éléments finis (finit Element Analysis)
CFD Dynamics)	Dynamique des fluides numérique (Computational Fluid Dynamics)
GTO	Gate turn off thyristor
MOS	Métal-Oxyde-Semiconducteur
SVM Modulation)	La modulation vectorielle d'espace (Space Vector Modulation)
TSEP	Paramètres Électriques Sensibles à la Température (Temperature Sensitive Electrical Parameters)
CEM	Compatibilité électromagnétique
Cu	Cuivre
IML	Insert Molded Leadframe
AlN	Nitride d'aluminium
BJT	transistor bipolaire
BeO	Oxyde de Béryllium
PT	Punch-through
SiO	Silicon monoxide
NPT	Non-punch-through

ALSiC Carbone)	coefficient de dilatation thermique (Aluminium, Silicium,
S	Source
Si	Silicium
G	Gâte
AL <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	Alumine
D	Drain
I <sub>s</sub>	Source de courant
T <sub>j</sub>	Température de jonction
ΔT	Variation de température
K1 et K2	Interrupteurs
I <sub>c</sub>	Courant de collecteur
U <sub>GE</sub>	Tension grille-émetteur
R <sub>th</sub>	Résistance thermique
C <sub>th</sub>	Capacité thermique
Z <sub>jc</sub>	Impédance thermique de la jonction au boîtier
Z <sub>th</sub>	Impédance thermique
I <sub>0</sub>	Courant de charge
U <sub>th</sub>	Tension de seuil
U <sub>CE</sub>	Tension Collecteur-Emetteur
V <sub>BR</sub>	Tension d'avalanche
U <sub>B</sub>	Tension de blocage
E <sub>REC</sub>	Energie de récupération
T <sub>c</sub>	Température du boitier
ON	Etat passant
ΔT <sub>j</sub>	Variation de la température de jonction
P <sub>con</sub>	Pertes de conduction

$P_{Fcon}$	Pertes de la diode de roue libre
$E_{on}$	L'énergie d'allumage
$E_{off}$	Energie d'extinction
MVA	Méga Volt Ampère
KHz	kilo Hertz.
KA	kilo Ampère.
KV	kilo Volt
$\mu s$	micro second
$\mu m$	micro mètre
$R_{DSON}$	Résistance électrique drain source,

• **Symboles**

Puissance apparentes (S)	(VA)
Fréquence (f)	(Hz)
Courant (I)	(A)
Tension (v)	(V)
Temps d'échantillonnage (T)	( $\mu s$ )
Puissance (P)	(W)
Epaisseur (e)	(M)
Flux thermique ( $\Phi$ )	(W)
Constante de Stéphan Boltzmann ( $\sigma$ )	( $W.K^{-4} .m^{-2}$ )
Température (T)	(K)
Une résistance thermique ou électrique (R)	( $K/\Omega$ )
Surface de contact solide/fluide (s)	( $m^2$ )
Conductivité thermique ( $\lambda$ )	( $W.m^{-1} .K^{-1}$ )
Masse volumique du fluide ( $\rho$ )	( $kg.m^{-3}$ )
Capacité thermique massique ( $C_p$ )	( $J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$ )
La conductivité thermique du matériau.(k)	( $W.m^{-1} .K^{-1}$ )

# **Introduction Générale**



## Introduction Générale

L'électronique de puissance est cruciale pour une gestion efficace de l'énergie électrique et trouve une large application dans différents domaines tels que l'énergie, les transports et les systèmes de conversion d'énergie. La performance des structures de puissance dans l'électronique de puissance dépend en grande partie des caractéristiques électriques et thermiques des interrupteurs. Les interrupteurs jouent un rôle essentiel en tant qu'élément de base dans tous les convertisseurs statiques [1,2].

Les composants à semi-conducteurs de puissance, tels que les modules IGBT, jouent un rôle essentiel dans les dispositifs d'onduleurs de puissance. Ils sont largement employés dans les domaines de l'électronique de puissance nécessitant des niveaux élevés de puissance et de tension. Toutefois, l'évolution technologique rapide présente des défis en matière de gestion thermique des convertisseurs d'électronique de puissance, en raison de l'accroissement de la puissance nominale et de la réduction de la taille des dispositifs.

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT), qui combine les avantages des transistors MOSFET et des composants bipolaires, joue un rôle essentiel dans les applications de puissance moyenne [3]. Cependant, la rapide évolution des semi-conducteurs de puissance présente des défis en termes de gestion thermique des convertisseurs. Il est primordial d'assurer une dissipation thermique efficace des IGBT et d'autres composants électroniques de puissance afin d'assurer leur bon fonctionnement et de prévenir les défaillances liées à la chaleur [4,5]. Cela requiert une conception structurelle thermique précise, l'utilisation de matériaux appropriés et la mise en œuvre de techniques de refroidissement adéquates.

La production de chaleur au niveau de la jonction du semi-conducteur et sa dissipation vers le boîtier et l'environnement sont des aspects cruciaux dans la conception des composants électroniques. Cela revêt une importance particulière en raison de la miniaturisation, de l'augmentation de la densité de puissance et de la fréquence de commutation des composants [6,7].

Le projet proposé vise à simuler un modèle thermique compact et électrique de l'IGBT, qui est essentiel pour voir la température de la jonction lors de la conception des systèmes électroniques. Les modèles existants ont des limitations d'application et leur précision diminue avec l'augmentation de la fréquence de commutation, ce qui est problématique pour de nombreux fabricants.

Dans le premier chapitre, nous rappellerons brièvement des convertisseurs de puissance qui jouent un rôle crucial dans la transformation de l'énergie. Ces convertisseurs dépendent des semi-conducteurs de puissance pour leur fonctionnement optimal. Parmi les composants clés, on trouve

les interrupteurs de puissance tels que les diodes, les thyristors, les transistors de puissance, les IGBT et les MOSFET qu'on va citer dans ce chapitre. Par la suite, on va parler sur la cellule de commutation qui est souvent employée Afin de contrôler le flux de courant à travers les interrupteurs. Néanmoins, ces composants peuvent être soumis à des problèmes thermiques dus à leur environnement thermique spécifique. Enfin, les divers modes de défaillance seront présentés.

Dans le deuxième chapitre, on se focalisera sur l'IGBT et ses différentes structures selon les besoins spécifiques. Ainsi, ces IGBT peuvent être fabriqués selon différentes technologies planar, offrant ainsi des performances et des caractéristiques spécifiques qui vont être présentées dans ce chapitre. De plus, on va mentionner les différents matériaux des modules d'électronique de puissance qui sont composés pour assurer leur fonctionnement optimal. Ils comprennent également divers éléments constitutifs nécessaires au bon fonctionnement du module. Ensuite, nous présenterons le principe de fonctionnement des IGBT impliquant la compréhension des pertes qui se produisent, notamment les pertes de commutation et de conduction. Le transfert de chaleur sera abordé dans le but de présenter les différents modes de transfert de chaleur qui peuvent se produire. Enfin, des concepts tels que la résistance thermique, la capacité thermique et l'impédance thermique seront détaillés pour comprendre et analyser les aspects thermiques de l'IGBT.

Dans le troisième chapitre, nous décrirons le modèle thermique de l'ensemble de l'onduleur. Nous examinerons d'abord les méthodes de modélisation thermique existantes, en mettant l'accent sur la méthode du réseau thermique. Ensuite, nous présenterons le modèle proposé dans ce mémoire, qui est basé sur la simulation électrothermique avec le modèle Foster en utilisant le logiciel Portunus. Cette méthode est couramment utilisée dans la conception et l'analyse des circuits électroniques de puissance tels que les onduleurs ou les convertisseurs de tension. Nous allons effectuer une simulation électrothermique transitoire de l'onduleur en utilisant le modèle de pertes de puissance et le modèle thermique. Nous prenons en compte la dépendance de la température des pertes de puissance et des effets de couplage thermique. Ce modèle est utilisé pour évaluer les performances dynamiques de la température de jonction de l'IGBT dans différentes conditions de fonctionnement.

# **Chapitre1 : Généralités sur l'électronique de puissance et les problèmes thermiques des convertisseurs**

---

## 1. Introduction

Le domaine de l'électronique englobe toutes les applications qui font usage de composants semi-conducteurs. Certaines applications de l'électronique analogique utilisent des composants fonctionnant dans leur plage linéaire, modulant ainsi la tension à leurs bornes, ce qui entraîne des pertes significatives qui ne sont pas compatibles avec des applications nécessitant un rendement élevé [8]. En revanche, l'électronique numérique utilise des composants pour réaliser des commutateurs présentant théoriquement des pertes négligeables. Toutefois, en raison de la fréquence de fonctionnement élevée et du grand nombre de composants utilisés, des courants et des tensions résiduels peuvent encore occasionner des pertes d'énergie non négligeables.

La dissipation thermique est un défi majeur dans la conception et l'utilisation des convertisseurs électroniques. Ces dispositifs convertissent l'énergie électrique et produisent une quantité importante de chaleur. Les composants électroniques sont sensibles à la température, ce qui peut entraîner des problèmes tels que des pertes d'efficacité, des défaillances et une réduction de la durée de vie si la température dépasse les limites recommandées. Certains composants dissipent beaucoup de chaleur, nécessitant une gestion appropriée pour assurer leur bon fonctionnement. La fiabilité des composants électroniques est fortement liée à leur température de fonctionnement [9].

Dans ce chapitre, nous nous occupons des convertisseurs de puissance et de leur dépendance aux semi-conducteurs de puissance tels que les diodes, les thyristors, les transistors de puissance, les IGBT et les MOSFET. Nous expliquons également l'utilisation de la cellule de commutation pour contrôler le courant à travers ces interrupteurs, ainsi que les problèmes thermiques et les modes de défaillances associés.

## 2. L'utilisation de l'électronique de puissance

L'électronique de puissance est une branche de l'électronique qui s'occupe de la conversion d'énergie électrique en énergie utilisable pour différents types d'applications. Elle est utilisée dans de nombreuses applications industrielles, commerciales et domestiques pour contrôler et réguler l'alimentation électrique [1 ,2].

Parmi les applications les plus courantes de l'électronique de puissance, on peut citer :

- Alimentation électrique : elle permet de convertir l'énergie électrique de l'alimentation en une tension et un courant adaptés aux besoins de l'appareil.
- Moteurs électriques : elle contrôle et régule la vitesse et le couple des moteurs électriques, optimisant ainsi leur rendement et leurs performances.

## Chapitre 1: Généralités sur l'électronique de puissance et les problèmes thermiques des convertisseurs

- Énergies renouvelables : elle convertit l'énergie électrique produite par les panneaux solaires ou les éoliennes en une forme utilisable pour les réseaux électriques.
- Systèmes de transport : elle assure le contrôle de la vitesse et du couple des moteurs électriques dans les véhicules électriques, ainsi que la gestion des batteries et des systèmes de charge.
- Climatisation et chauffage : elle contrôle et régule les systèmes de climatisation et de chauffage, améliore ainsi leur efficacité énergétique.

### 3. Les convertisseurs

L'électronique de puissance, également connue sous le nom de " l'électronique de conversion d'énergie", a connu un développement fulgurant en moins de 50 ans. Aujourd'hui, environ 15 % de l'énergie électrique est convertie sous diverses formes [10]. Fondamentalement, un convertisseur pour transformer l'énergie électrique disponible en une forme appropriée pour alimenter une charge. Cette énergie peut être fournie soit en courant alternatif (AC), soit en courant continu (DC). De même, la charge peut nécessiter une alimentation en courant alternatif ou en courant continu. Au fil des années, les convertisseurs ont réduit leur taille, leur poids et leur coût, principalement grâce aux avancées de la commutation électronique. Il existe plusieurs types de convertisseurs représentés comme suit :

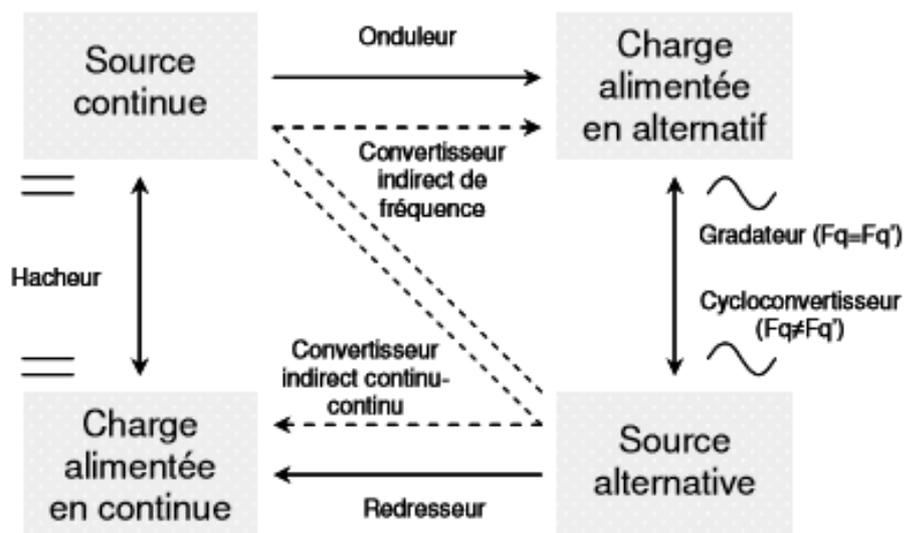


Figure.1. 1: Les différents convertisseurs [11].

L'électronique de commutation est une technologie efficace permettant de modifier la tension et/ou le courant en utilisant des interrupteurs et des éléments de filtrage. Elle fonctionne en hachant la tension ou le courant à une fréquence élevée, puis en lissant le résultat pour en extraire une valeur moyenne. Malgré quelques pertes inévitables causées par les imperfections des

composants, cette approche permet une dissipation thermique sans recourir à des méthodes coûteuses. L'électronique de puissance est de plus en plus utilisée dans des domaines variés, tels que les ordinateurs et les systèmes alimentés par batterie, afin de réduire les pertes d'énergie et d'assurer un rendement élevé.

### 3.1 Conversion alternatif-continu

Un redresseur, représenté dans la Figure 1.2, est utilisé pour convertir l'énergie fournie en courant alternatif en courant continu pour alimenter une charge. Les redresseurs sont des convertisseurs unidirectionnels qui ne permettent pas le transfert direct de puissance d'une source de courant alternatif à une charge en courant continu. Ils sont généralement composés de diodes individuelles ou de thyristors, formant ainsi des configurations hybrides.

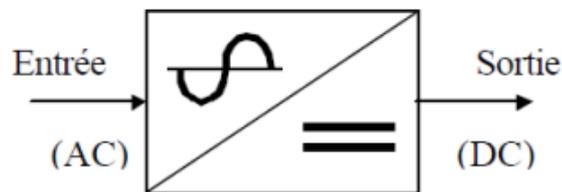


Figure.1. 2 : Convertisseur alternatif-continu.

### 3.2. Conversion continu-continu

Un convertisseur DC-DC, également connu sous le nom de hacheur, est utilisé pour transformer une source d'énergie en courant continu en une alimentation de charge à courant continu. Ce dispositif offre la possibilité de réguler la tension ou le courant fourni à la charge et peut fonctionner de manière réversible ou non, selon les besoins.

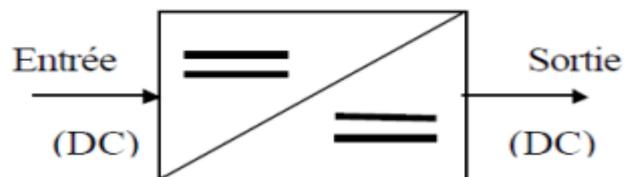


Figure.1. 3 : Convertisseur continu-continu.

### 3.3. Conversion alternatif-alternatif

Pour transférer l'énergie électrique d'une source alternative vers une charge en courant alternatif, on peut utiliser un gradateur ou un cycloconvertisseur. Le choix dépendra de la nécessité

de modifier la fréquence du courant. Les gradateurs conviennent aux applications ne nécessitant pas de modification de fréquence, comme l'éclairage et les moteurs universels. Les cycloconvertisseurs, composés de thyristors, sont utilisés pour les puissances élevées nécessitant une modification de fréquence.

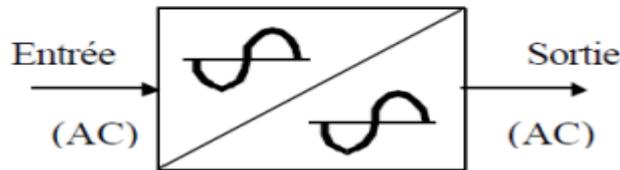


Figure.1. 4 : Convertisseur alternatif-alternatif.

### 3.4. Convertisseur Continu-Alternatif (DC- AC)

Un dispositif électronique de puissance appelé onduleur est utilisé pour convertir l'énergie électrique continue (CC) en une forme alternative (CA) afin de fournir du courant alternatif aux charges. Cet échange d'énergie repose sur l'utilisation de composants semi-conducteurs rapides et solides qui peuvent être commandés.

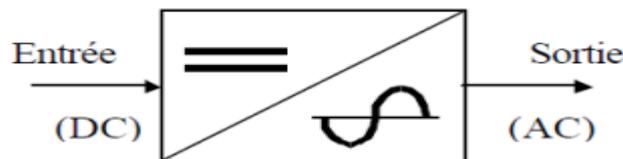


Figure.1. 5 : Convertisseur continu-alternatif.

Les onduleurs sont utilisés pour deux principales applications :

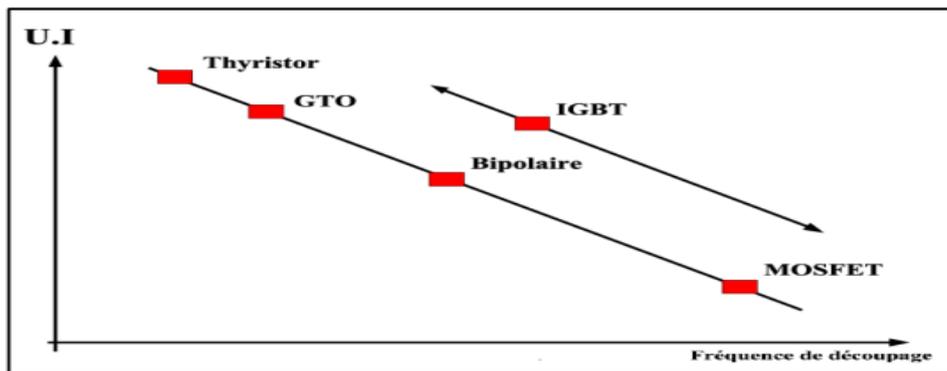
- Fournir une tension ou un courant alternatif avec une fréquence et une amplitude variables, ce qui permet de réguler la vitesse des moteurs asynchrones et d'autres dispositifs.
- Fournir une ou plusieurs tensions alternatives avec une fréquence et une amplitude constantes, notamment dans le cas des alimentations de sécurité qui sont généralement alimentées par des batteries.

Les convertisseurs modernes utilisent des interrupteurs à semi-conducteurs et des composants passifs tels que des inductances, des capacités, des résistances, des transformateurs magnétiques et piézoélectriques, ainsi que des dissipateurs thermiques. Le choix de l'interrupteur dépend de la fréquence de commutation, du type de commutation, du courant et de la tension. Les concepteurs cherchent à réduire le temps et les coûts de conception, ainsi que le poids et le volume du convertisseur, tout en respectant les exigences de compatibilité électromagnétique. Cela nécessite

un équilibre entre la topologie de l'alimentation, le type de commutation, la fréquence de commutation, les caractéristiques des interrupteurs et les capacités de dissipation thermique.

### 4. Semi-conducteurs de puissance

Les composants de puissance commandables ont évolué depuis l'introduction des premiers thyristors de puissance dans les années 1950. Cette évolution a donné naissance au MOSFET dans les années 1970 et à l'IGBT dans les années 1980. Le MOSFET est adapté aux convertisseurs basse tension et haute fréquence, tandis que l'IGBT est utilisé pour les tensions supérieures à 300V et les fréquences généralement inférieures à 20kHz. Les GTO et les thyristors sont conçus pour les applications haute tension et les courants élevés. Une classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation et du produit (U.I) des composants est présentée dans la figure 1.6.



**Figure.1. 6 :** Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit U.I des composants.

Les modules IGBT sont des composants qui couvrent complètement le champ d'application des transistors bipolaires et partiellement celui des MOSFET et des GTO. En raison de cette couverture étendue, ces modules sont considérés comme prometteurs pour les applications de puissance élevée et moyenne [12].

Les récents progrès réalisés dans les composants de puissance ont pour objectif d'intégrer des fonctionnalités avancées telles que la protection, la commande avancée, la détection d'état et la communication avec l'environnement externe dans les interrupteurs de puissance. Cela vise à rendre les interrupteurs plus "intelligents", ce qui permet d'améliorer l'efficacité, la fiabilité, ainsi que les coûts de fabrication et de maintenance du système global dans lequel ils sont utilisés.

La figure 1.7 présente les principaux composants discrets utilisés en fonction de la puissance et de la fréquence. Elle met en évidence les domaines d'application clés tels que la distribution

d'énergie électrique, l'automobile, la traction ferroviaire, etc.

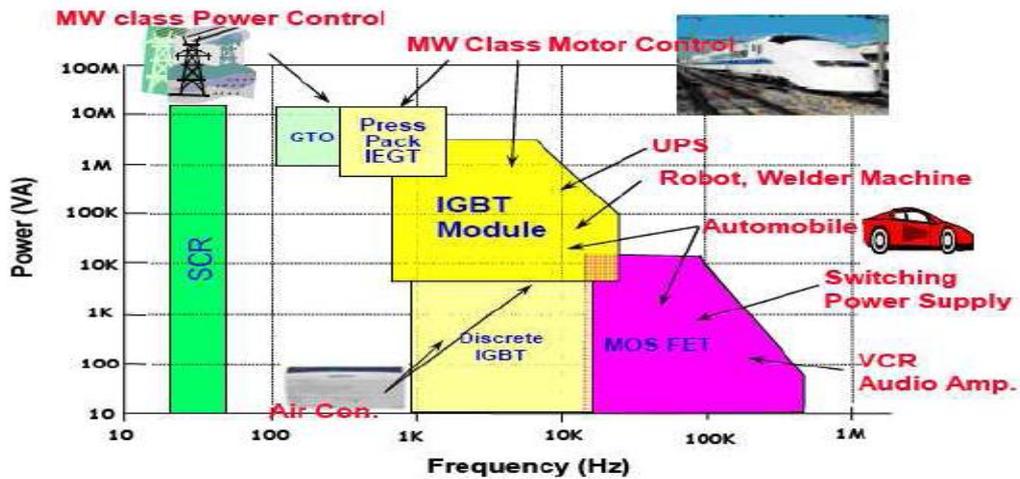


Figure.1. 7 : Les applications des semi-conducteurs de puissance

## 5 .Les interrupteurs de puissance

La fonction principale d'un interrupteur est de permettre ou d'interrompre le passage du courant électrique. Il possède deux états stables, appelés états statiques :

- L'état conducteur (ou état ON) où le courant peut circuler à travers l'interrupteur. La tension aux bornes de l'interrupteur est négligeable par rapport à la tension appliquée par les sources.
- L'état bloqué (ou état OFF) où le courant est stoppé. Le courant de fuite à travers l'interrupteur est insignifiant par rapport au courant qui circule dans les sources.

### A. Diode

Cet interrupteur possède deux segments de signes opposés, ce qui idéalement permet une commutation sans perte. Cependant, en pratique, en raison de la conduction par diffusion, cela n'est pas réalisable, entraînant une accumulation de charge et des pertes lors de la commutation. Son fonctionnement dépend entièrement du circuit dans lequel il est intégré, en tant qu'interrupteur à commutation naturelle ou spontanée. Il est utilisé dans la plage où le courant est positif ( $i > 0$ ) et la tension est négative ( $u < 0$ ) [13].

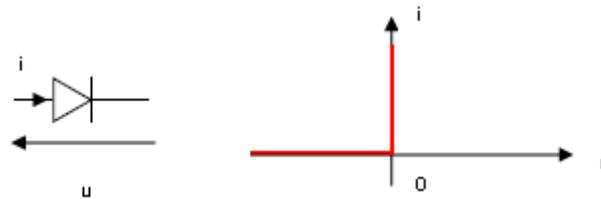


Figure.1. 8 : Caractéristique d'une Diode.

## B. Le thyristor

Cet interrupteur est composé de trois segments et est contrôlé par une ou deux électrodes de commande, également appelées gâchettes. Il peut être utilisé lorsque la valeur de  $i$  est supérieure à 0, et la valeur de  $u$  peut être de n'importe quelle amplitude grâce à la présence de deux segments de signes opposés [13].

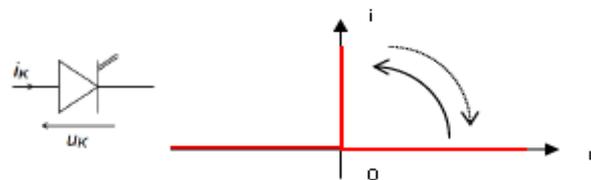


Figure.1. 9: Caractéristique d'un thyristor.

## C. Transistor de puissance

Le transistor est un interrupteur contrôlé qui permet l'ouverture et la fermeture du circuit. Son fonctionnement est limité aux valeurs positives du courant ( $i > 0$ ) et de la tension ( $u > 0$ ) [13].

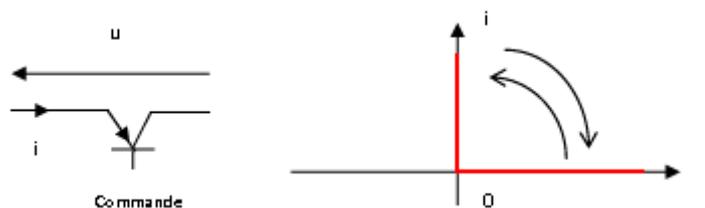
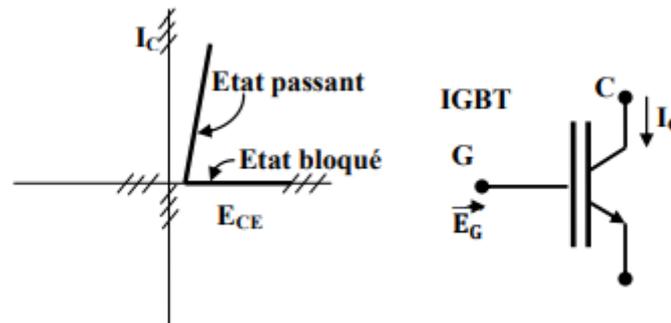


Figure.1. 10 : Caractéristique d'un Transistor de puissance.

## D. L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un semi-conducteur largement utilisé en tant qu'interrupteur électronique à haute vitesse, ce qui le rend extrêmement polyvalent pour les convertisseurs de courant continu-continu et continu-alternatif. Son état de conduction est contrôlé

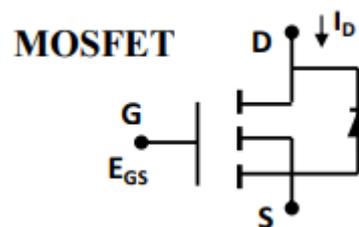
par une tension appliquée à sa gâchette, ce qui permet d'activer ou de désactiver sa conductivité. Il possède trois bornes : le collecteur (C), l'émetteur (E) et la base (B), qui sont similaires à celles d'un transistor classique. Les caractéristiques de conduction et de blocage de l'IGBT sont illustrées dans la figure 1.11, où les valeurs limites de tension et de courant dans le collecteur sont également indiquées.



**Figure.1. 11:** Caractéristique du transistor IGBT.

## E. Le MOSFET

Le MOSFET de puissance est un composant semi-conducteur à trois bornes : le drain (D), la source (S) et la grille (G). Son état de fonctionnement est déterminé par la tension appliquée à la grille. Une tension positive d'environ 12 V entre la grille et la source permet au courant de circuler du drain vers la source. La conduction s'arrête lorsque la tension grille-source est réduite en dessous d'environ 1 V. Le MOSFET de puissance est capable de supporter des courants élevés (de l'ordre de centaines d'ampères) sous des tensions d'environ 500 V. Lorsqu'il est saturé, la tension aux bornes du MOSFET varie généralement entre 2 V et 5 V.

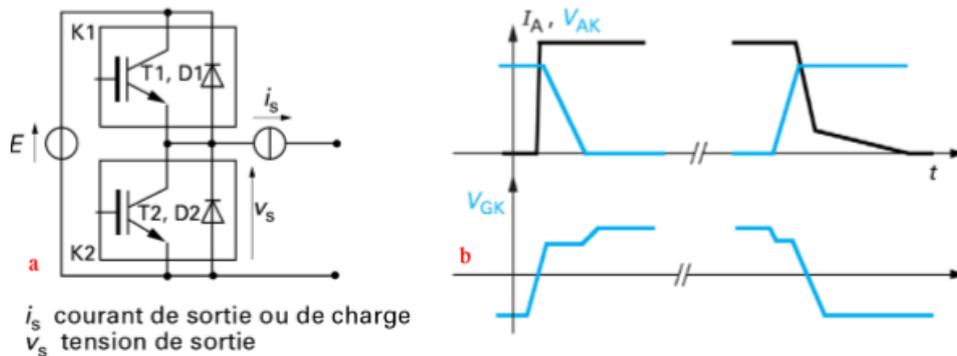


**Figure.1. 12 :** Caractéristique statique et dynamique d'un MOSFET.

## 6. La cellule de commutation

La cellule de commutation est un élément central de tout convertisseur dans le domaine de l'électronique de puissance. Elle est généralement composée de deux interrupteurs réversibles en

courant (K1 et K2) et d'une source de tension irréversible (E) [14]. Dans les systèmes réels, la source de courant ( $i_s$ ) est souvent représentée par une inductance bidirectionnelle.



**Figure.1. 13** : a) Schéma d'une cellule de commutation d'un onduleur ; b) Formes d'ondes schématiques de commutations (à la fermeture, puis à l'ouverture).

### 6.1. Les propriétés de commutation de la cellule

Les propriétés de commutation de la cellule dépendent des caractéristiques de charge, des interrupteurs actifs utilisés et du type de commande. Un interrupteur peut être dans deux états stables : l'état ouvert/bloqué (où le courant est nul et la tension existe) et l'état fermé/passant (où la tension est nulle et le courant circule) [14].

### 6.2. Définition de la commutation

La commutation dans un circuit électronique correspond au processus de transition d'un état à un autre en ouvrant ou fermant un interrupteur électronique. Elle est couramment utilisée dans diverses applications électroniques telles que les convertisseurs de puissance, les onduleurs et les systèmes de commande de moteurs. La vitesse de commutation peut varier en fonction des besoins de l'application, allant du rapide au lent. Les interrupteurs électroniques utilisés pour la commutation comprennent des transistors, des IGBT, des thyristors et d'autres dispositifs. On distingue deux types de commutation possibles :

- La commutation spontanée** : se produit lorsque la tension bloquée et le courant passant ont des signes opposés. Tant qu'un courant circule à travers le dispositif, la tension aux bornes de l'interrupteur ne peut pas être établie. De même, le courant ne peut exister tant que la tension aux bornes n'est pas annulée. Le changement d'état ne se produit que lorsque l'une des deux grandeurs, la tension ou le courant, est annulée, ce qui entraîne la transition d'un état à un autre.

b) **La commutation commandée** : peut se produire lorsque la tension et le courant passant sont de signes identiques. Dans ce cas, il est possible de commuter en passant par les axes ou en les évitant. Si le changement d'état est effectué lorsque la tension et le courant sont tous les deux non nuls, et qu'il est provoqué par une action sur la commande, on parle de commutation commandée.

### 7. Problèmes thermiques dans les convertisseurs

Les modules de puissance à semi-conducteurs sont des composants largement utilisés pour convertir l'énergie électrique. La fiabilité de ces modules est cruciale en raison des contraintes thermiques cycliques générées par les variations de charges électriques. Ces contraintes thermiques cycliques entraînent des déformations mécaniques dans l'assemblage, affaiblissant sa cohésion mécanique. Ces déformations peuvent entraîner l'apparition de contraintes mécaniques, en particulier dans la partie supérieure du module (collage, métallisation, matrice, soudure), susceptibles d'induire un vieillissement prématuré des composants. La variation de température exerce une contrainte mécanique sur les composants, impactant les connexions de soudure et les fils de liaison [15].

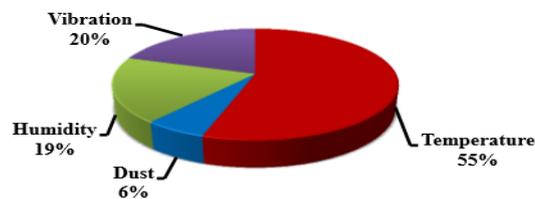


Figure.1. 14 : Défaillances des composants électroniques [16].

#### 7.1 Environnement thermique

Les performances thermiques d'un élément électronique sont affectées par son environnement, et il existe cinq principales sources de perturbations thermiques qui peuvent impacter cet élément.

##### a) La température

La température ambiante est un facteur déterminant qui influence la température initiale d'un élément électronique avant son utilisation, ainsi que sa température de stockage. Lorsque l'élément est en fonctionnement, la température du milieu ambiant peut fluctuer en raison des échanges de chaleur par convection avec les éléments environnants.

### **b) Les constantes de temps**

La durée des cycles d'utilisation de l'élément et des éléments environnants, ainsi que leurs durées d'utilisation, sont des facteurs importants qui influencent les variations de température du composant.

### **c) L'humidité**

L'humidité peut causer la corrosion des matériaux constituant l'élément, ce qui altère leurs propriétés d'isolation et leur capacité à dissiper la chaleur. De plus, la présence d'eau peut impacter les échanges thermiques en modifiant les conductivités thermiques des matériaux.

### **d) Le rayonnement solaire**

Lorsque les éléments sont exposés au rayonnement solaire, ils peuvent subir des élévations de température, ce qui entraîne un chauffage de l'élément.

### **e) La pression atmosphérique**

La pression joue un rôle dans le processus de ventilation qui vise à évacuer la chaleur à dissiper, tout en favorisant le renouvellement de l'air.

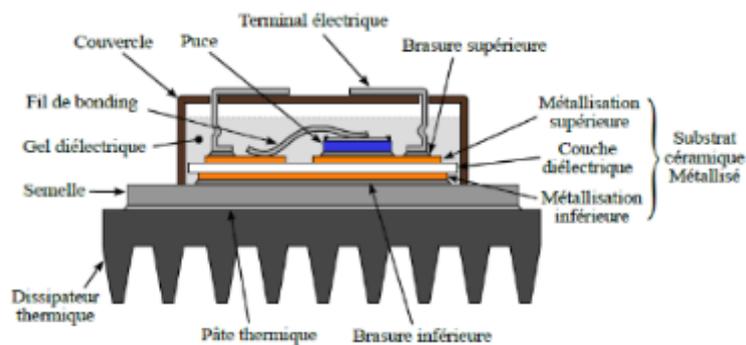
## **8. Principaux modes de défaillances des modules de puissance**

Pendant leur opération, les composants de puissance à semi-conducteur et leurs assemblages subissent des cycles thermiques dus aux pertes de conduction et de commutation à l'intérieur des puces. Les principales défaillances de l'assemblage de puissance se manifestent par des délaminages des brasures entre les différentes interfaces de l'assemblage, ainsi que par la détérioration du fil de câblage dépendant de la puce de puissance aux connexions électriques de l'assemblage [17].

### **8.1 Fatigue thermique des joints de brasures**

Le schéma présenté dans la Figure 1.15 représente un module d'alimentation simplifié qui utilise un substrat en céramique avec une couche de métal en cuivre. Ce module intègre une puce de

puissance à semi-conducteur telle qu'un IGBT ou un MOSFET, qui agit comme un interrupteur et assure les fonctions électriques requises. Le substrat isolant offre à la fois une isolation électrique et une dissipation thermique pour la chaleur générée par la puce, tout en fournissant un support mécanique pour les connexions électriques. Une plaque de métal fixe l'ensemble sur le dissipateur thermique pour améliorer la dissipation thermique. Le module est également protégé par un boîtier qui renferme les connexions électriques. Pour prévenir les arcs électriques et protéger contre les contaminants externes, un gel est généralement utilisé entre le boîtier et les composants de puissance [18].



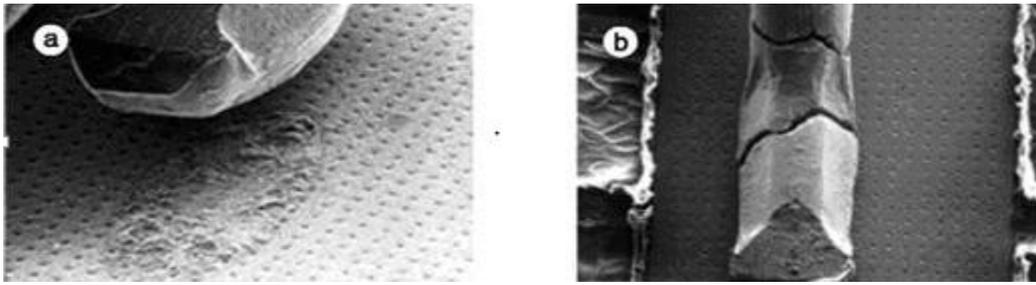
**Figure.1. 15 :** Assemblage classique de puissance montée sur son radiateur.

La fiabilité des modules de puissance est essentielle pour assurer leur bon fonctionnement. Les brasures utilisées dans l'assemblage jouent un rôle crucial dans l'évaluation de cette fiabilité. Cependant, l'assemblage de puissance est soumis à diverses contraintes, telles que thermiques, électriques et environnementales, qui peuvent entraîner la dégradation des propriétés électriques, thermiques et mécaniques de l'ensemble. La défaillance de certains éléments de l'assemblage peut avoir un impact significatif sur les performances globales du module et potentiellement perturber son fonctionnement.

### 8.2. Défaillance du fil de câblage

Les défaillances des fils de câblage peuvent être classées en deux catégories : la délamination des fils au niveau de la métallisation de la puce de puissance et la rupture du fil à son extrémité.

- La première catégorie de défaillance (illustré dans la Figure 1.16 (a)) est principalement due à la différence de dilatation thermique entre l'aluminium de la métallisation et le silicium.
- Quant aux fissurations au niveau de l'extrémité du fil, elles peuvent être attribuées à des problèmes de qualité lors de la fabrication ou aux contraintes thermomécaniques subies par le fil (Figure 1.16 (b)) [19].



**Figure.1. 16 :** (a) Levée du fil de câblage, (b) fracture du pied du fil de câblage.

### 8.3. Défaillance au niveau de la puce de puissance

La défaillance de la puce de puissance peut avoir un impact significatif sur la fiabilité globale du module de puissance. Cette défaillance peut être attribuée à la fonction électrique de la puce en tant qu'interrupteur, ainsi qu'à des problèmes liés aux matériaux et aux différentes couches constituant la puce de puissance.

## 9. Conclusion

En conclu, l'électronique de puissance revêt une importance capitale dans de nombreux domaines de notre société moderne. Ses applications sont multiples et variées, et elles touchent de nombreux aspects de notre vie quotidienne. Les interrupteurs à semi-conducteurs jouent un rôle essentiel dans de nombreux systèmes électriques et électroniques modernes, bien que les interrupteurs à semi-conducteurs offrent de nombreux avantages, les problèmes thermiques restent un défi majeur à surmonter. La gestion efficace de la chaleur est essentielle pour garantir la fiabilité et les performances des interrupteurs.

Dans ce chapitre, notre attention est portée sur l'impact des contraintes thermiques sur les caractéristiques électriques des composants électroniques à base de semi-conducteurs de manière générale, tels que les diodes, les transistors bipolaires, les transistors MOS, ainsi que sur les composants de puissance requise, comme le transistor IGBT.

## **Chapitre 2 : Description et étude de fonctionnement des transistors IGBT**



## **1. Introduction**

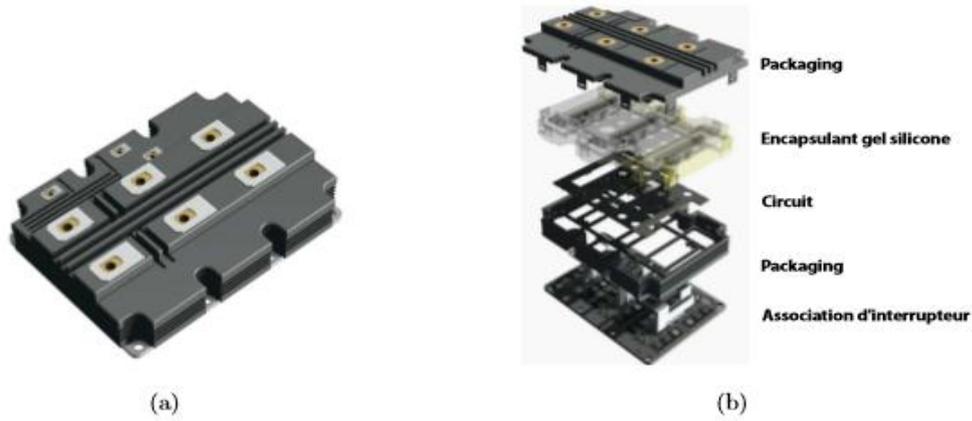
Les modules électroniques présentent une densité d'intégration élevée, mais leur assemblage complexe engendre des contraintes thermomécaniques significatives pendant leur utilisation. Les composants semi-conducteurs de puissance, comme les IGBT, subissent des cycles thermiques actifs en raison des fluctuations des pertes par conduction et par commutation dans les puces. Ces variations sont associées aux changements de régime de fonctionnement des convertisseurs.

La conception d'interrupteurs de puissance fiables et efficaces nécessite des études thermiques approfondies des composants électroniques. Ces études se basent sur les lois fondamentales du transfert thermique et tiennent compte des propriétés géométriques et structurelles des composants. La chaleur dans les composants électroniques est principalement transférée par conduction, mais également par rayonnement et convection [20]. Les modes de transfert autres que la conduction impliquent principalement les échanges thermiques avec l'environnement extérieur. Une analyse thermique approfondie des composants électroniques nécessite donc une prise en compte détaillée de ces différents modes de transfert.

Ce deuxième chapitre se concentre sur les IGBT, leurs différentes structures et technologies, ainsi que sur les pertes, le transfert de chaleur et les aspects thermiques associés.

## **2. Le composant IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**

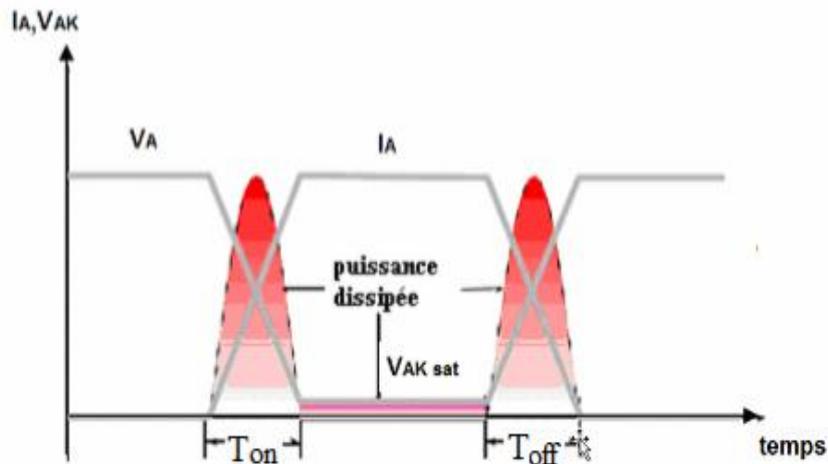
Les transistors IGBT sont des dispositifs hybrides qui combinent les caractéristiques d'un transistor à effet de champ (MOSFET) et d'un transistor bipolaire (BJT) [21]. Plus précisément, ils sont intégrés à la fois des effets bipolaires (BJT) et unipolaires (MOSFET) [22]. La structure d'un IGBT planaire classique est dérivée d'un transistor MOS de puissance, mais avec un émetteur P au lieu d'une région de drain N+. L'émetteur P joue un rôle important en injectant des porteurs minoritaires (trous) dans la région N faiblement dopée, ce qui permet de moduler la conductivité, une caractéristique absente dans les éléments MOS lorsqu'ils sont en état passant. Cette combinaison de propriétés complémentaires des transistors MOS et bipolaires permet de réaliser des composants IGBT qui peuvent relayer les composants MOS dans les applications haute tension (de l'ordre des kilovolts) de manière avantageuse. La technologie IGBT est liée aux transistors MOS de puissance, en particulier dans les géométries multicellulaires. Pour obtenir un courant nominal élevé (de l'ordre des kilos ampères), plusieurs puces IGBT sont généralement mises en parallèle sous forme de modules [23].



**Figure.2. 1:** (a) Module de puissance à IGBT standard, (b) Vue éclatée d'un module standard.

### 3. Principales structures IGBT

Le développement des structures IGBT a eu pour objectif d'améliorer la fiabilité des composants en optimisant le compromis entre les pertes de commutation et l'état passant. Cela est illustré dans la figure. 2.2 [24].



**Figure.2. 2:** Schématisation des pertes en commutation et en conduction de l'IGBT.

De nouvelles structures sont régulièrement proposées pour augmenter les densités de courant ou réduire la surface de silicium requise pour une donnée de résistance. Cependant, il semble que la technologie du silicium ait atteint ses limites en termes d'amélioration de la tension de tenue, avec une limite maximale de 6,5 kV. Chaque application d'électronique de puissance utilisant des IGBT présente des exigences spécifiques en matière de fréquence de découpage, de pertes de conduction, de tension de blocage, et autres critères. Par conséquent, il est crucial de diversifier les structures afin de fabriquer des composants adaptés à ces besoins spécifiques.

## 4. Les différents types de technologie planar des IGBT

Deux technologies ont été développées pour améliorer les performances des IGBT en termes de tension, de courant et de plage de fréquences. La technologie non-punch-through (NPT) a été introduite en 1982, suivie de la technologie punch-through (PT) en 1985. Ces technologies ont permis d'optimiser la conception des IGBT et de répondre à des exigences spécifiques en fonction des applications. [25, 26, 27, 28, 29].

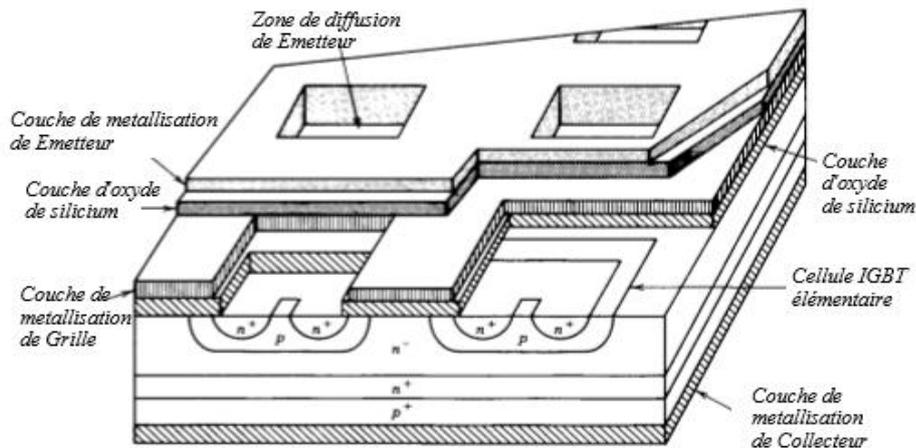


Figure.2. 3 : Structure de l'IGBT.

### 4.1. Structure PT

Les IGBT de type PT (punch-through) sont caractérisés par une couche N<sup>+</sup> mince entre la zone N<sup>-</sup> et le substrat P<sup>+</sup>. Cette conception permet de réduire l'épaisseur de la zone N<sup>-</sup> tout en favorisant la recombinaison des électrons pendant la phase de blocage. Les IGBT de type PT sont couramment utilisés car ils offrent un compromis entre le temps de disparition du courant de file d'attente et la tension directe à l'état passant. Ils ont une tension directe plus faible que les IGBT de type NPT pour une même tension de claquage. Cependant, leur capacité à supporter une tension inverse est limitée en raison du fort dopage des zones de part et d'autre de la jonction J1, ce qui les limite généralement à quelques dizaines de volts.

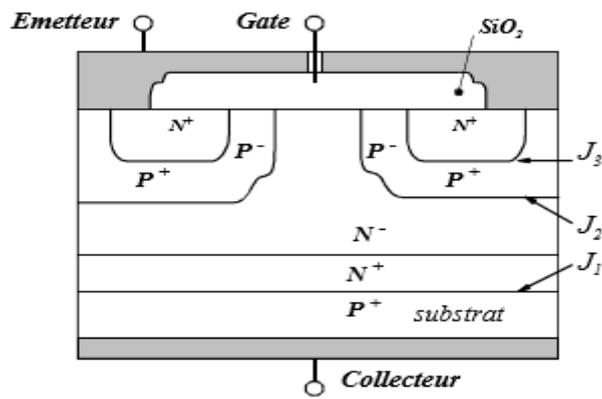


Figure.2. 4 : Cellule élémentaire de type PT.

## 4.2. Structure NPT

Les IGBT de type NPT (non punch-through) présentent une structure où une zone  $N^-$  n'est pas complètement envahie par la zone de déplétion à l'état bloqué. Cette configuration NPT permet de réduire les pertes de commutation en ajustant le dopage et la profondeur de la jonction de l'émetteur du PNP. Une fine couche  $P^+$  est utilisée pour contrôler la quantité de charges consommées dans la région  $N^-$ , ce qui permet d'optimiser le gain du transistor et d'augmenter la quantité de charges dans la zone de dérive. Bien que la durée de vie des porteurs dans cette région ne soit pas contrôlée, cela entraîne une importante capacité de courant à l'état bloqué, tout en maintenant de faibles pertes de commutation. La technologie NPT est couramment utilisée pour les tensions de 1200V ou plus.

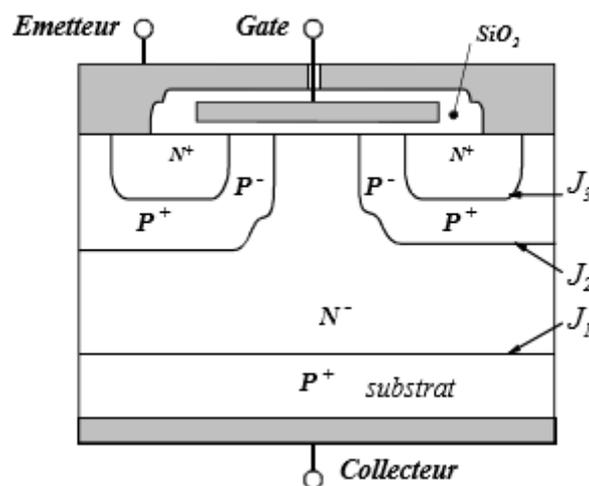


Figure.2. 5: Cellule élémentaire de type NPT.

### 4.3. Field Stop

L'IGBT à champ limité, également connu sous le nom de technologie Field Stop, est une nouvelle approche qui résout les problèmes liés à l'épitaxie dans les structures à haute tension. Cette technologie combine les avantages des structures précédentes en utilisant une fine couche N "Field Stop" faiblement dopée pour limiter la zone de charge d'espace. Cela modifie l'injection des trous de la couche P côté anode, ce qui arrête le champ électrique dans la zone N<sup>-</sup>. En conséquence, la chute de tension est réduite et la distribution du courant est modifiée. En résumé, l'IGBT à champ limité utilise une couche spéciale pour contrôler le champ électrique, ce qui améliore ses performances dans les applications à haute tension. (Voir la figure 2.6) [30].

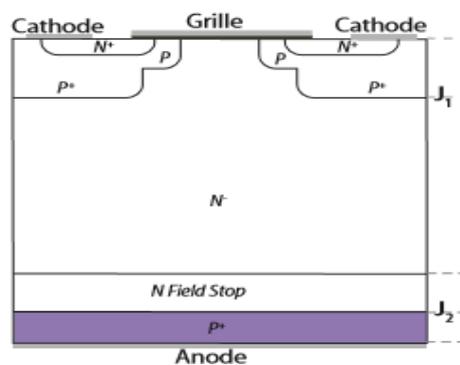


Figure.2. 6: structure IGBT Field Stop [12].

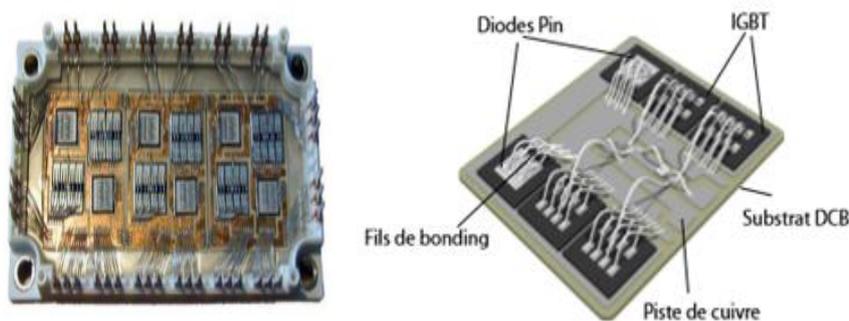
## 5. Les différents matériaux d'un module d'électroniques de puissance

Les modules d'électronique de puissance sont composés de différents matériaux qui remplissent des fonctions spécifiques. Voici les principaux matériaux utilisés :

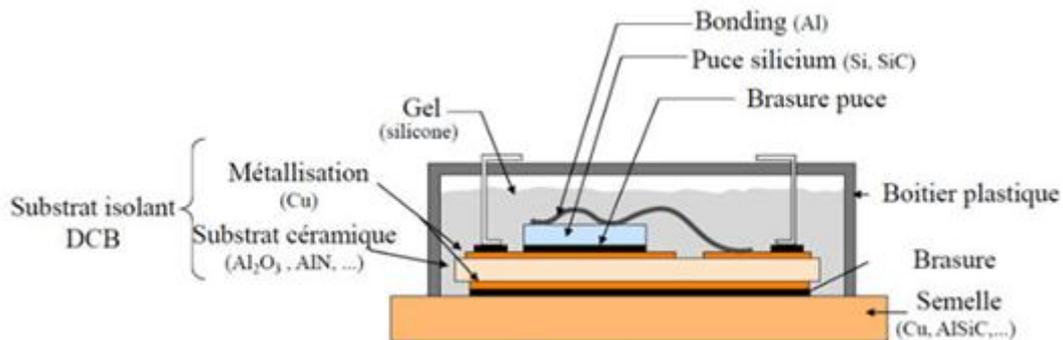
- Silicium : utilisé pour les semi-conducteurs tels que les MOSFET et les IGBT en raison de sa conductivité élevée.
- Cuivre : utilisé pour les conducteurs électriques en raison de sa conductivité électrique élevée.
- Aluminium : utilisé pour les dissipateurs thermiques en raison de sa bonne conductivité thermique.
- Céramique : utilisée comme matériau isolant pour isoler électriquement les composants et les circuits.
- Plastique : utilisé pour les boîtiers de protection offrant une isolation électrique et une protection mécanique.
- Verre : utilisé comme substrat isolant offrant une isolation électrique et thermique.
- Métaux ferromagnétiques : utilisés pour améliorer l'induction magnétique et la performance des transformateurs de puissance.

Ces matériaux sont choisis en fonction de leurs propriétés électriques, thermiques et mécaniques pour répondre aux exigences spécifiques de chaque application des modules d'électronique de puissance.

Un module électronique de puissance est composé de plusieurs couches de matériaux comme le montre la Figure (2.7) qui assurent le support mécanique, l'isolation électrique et le transfert thermique. Les composants de puissance sont conditionnés dans un module de puissance, avec les puces soudées sur un substrat DCB (Direct Bonded Copper) en céramique plaqué de cuivre. Les soudures utilisées sont généralement à base d'étain, d'argent et de cuivre. De nouvelles technologies de fixation, comme le frittage de particules d'argent, sont également utilisées. Les fils de liaison en aluminium relient les puces aux pistes de cuivre du DCB, et ils sont soudés par ultrasons. La figure représente une combinaison de couches typique spécifiant les propriétés des matériaux utilisés.



**Figure.2. 7:** modules convertisseur intégré À IGBT ouvert (200 A - 600 V).



**Figure.2. 8:** Structure d'un module de puissance standard.

## 6. Les différents éléments constituant du module de puissance

### 6.1. La semelle

La semelle des modules de puissance est un élément crucial qui assure la résistance mécanique et la dissipation thermique des composants. Le matériau de la semelle doit avoir une bonne conductivité thermique et une rigidité mécanique pour permettre une manipulation et une

fixation sans déformations excessives. Ce choix de matériau est essentiel pour garantir la fiabilité et les performances du module de puissance.

Les semelles des modules de puissance sont généralement en cuivre, mais l'utilisation de semelles en AlSiC (Aluminium-Silicium-Carbone) se développe. L'AlSiC offre un coefficient de dilatation thermique optimisé proche de celui des céramiques, améliorant ainsi la fiabilité des modules. Bien que sa conductivité thermique soit inférieure à celle du cuivre, l'AlSiC contribue à une meilleure dissipation thermique, essentielle pour la performance et la durée de vie des modules de puissance [31].

## **6.2. Les Substrats**

Les substrats sont des supports isolants utilisés pour assurer la connexion électrique entre les composants dans les modules de puissance. Ils doivent présenter des caractéristiques telles qu'une résistivité électrique élevée, une conductivité thermique élevée, une rigidité diélectrique élevée, une faible permittivité et une bonne adhérence avec les métallisations. Ces substrats peuvent être fabriqués en polymère ou en céramique métallisée, en fonction des exigences spécifiques de l'application [31].

### **6.2.1. Les substrats à base de polymères**

Les polymères sont souvent utilisés comme substrats dans la microélectronique en raison de leurs bonnes propriétés diélectriques et de leur résistivité. Cependant, en électronique de puissance, leur utilisation est généralement limitée aux applications à faible dissipation thermique et à des températures de fonctionnement relativement basses, en raison de leur résistance thermique limitée.

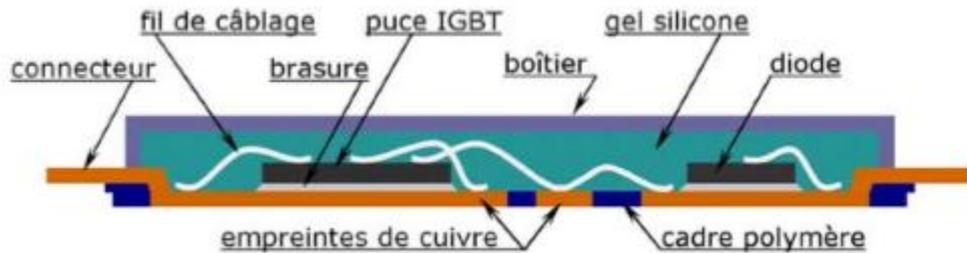
#### **a. Les Substrats Métalliques Isolés (SMI)**

Les Substrats Métalliques Isolés (SMI) sont constitués d'une feuille de cuivre d'environ une centaine de micromètres d'épaisseur, collée sur une plaque métallique plus épaisse de 1 à 3 mm, qui agit comme une semelle. Une couche de colle d'une épaisseur de 50 à 100  $\mu\text{m}$  assure l'isolation entre les deux.

#### **b. Insérer le cadre de connexion moulé "Insert Molded Leadframe" (IML)**

Dans cette méthode, les composants sont montés sur un support composé de pistes de métallisation épaisses encastrées dans un corps en polymère. Ce support assure à la fois l'isolation électrique et la stabilité mécanique de l'ensemble. Les composants sont directement soudés sur la

métallisation à l'arrière du support, et l'ensemble est fixé sur un dissipateur de chaleur à l'aide d'une colle thermiquement conductrice mais électriquement isolante. Cette technique est illustrée dans la Figure 2.9, qui montre une section transversale d'un module assemblé avec la méthode IML.



**Figure.2. 9:** Illustration d'assemblage par Insert Molded Leadframe.

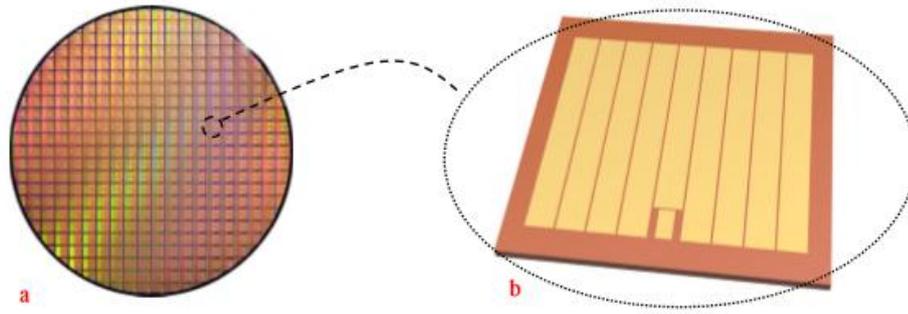
Ce type de support présente une meilleure résistance thermique, ils peuvent réduire la durée de vie des soudures en raison des différences de dilatation thermique avec les autres matériaux. De plus, leur utilisation est limitée dans des applications soumises à des contraintes thermiques sévères en raison de leurs capacités thermiques relativement faibles et de l'instabilité des propriétés des résines utilisées à haute température. [32].

### 6.2.2. Les substrats céramiques métallisés

Les substrats en céramique sont largement utilisés dans les modules de puissance en raison de leurs excellentes propriétés diélectriques et de leur résistance aux températures élevées. L'alumine ( $Al_2O_3$ ) est souvent privilégiée pour sa disponibilité et sa facilité de métallisation avec le cuivre. Cependant, pour une meilleure dissipation thermique, l'oxyde de béryllium ( $BeO$ ) est préféré en raison de sa conductivité thermique supérieure et de son coefficient de dilatation thermique plus faible par rapport à l'alumine.

### 6.3. Les métallisations

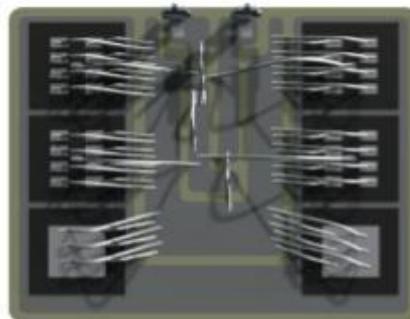
Les métallisations supérieures et inférieures des substrats jouent un rôle essentiel dans la connectivité des composants électroniques. Elles sont utilisées pour établir des connexions entre les composants eux-mêmes ainsi qu'avec les connecteurs externes. De plus, elles assurent une liaison mécanique solide entre les composants et la semelle ou le radiateur, souvent par le biais d'un processus de brasage. Outre leur fonction de connectivité électrique et mécanique, les métallisations supérieures et inférieures jouent un rôle crucial dans la dissipation thermique. Elles permettent de transférer efficacement la chaleur générée par les composants vers les dispositifs de refroidissement appropriés, tels que les radiateurs.



**Figure.2. 10 :** Métallisation de puces : a) Vue d'un wafer ; b) Vue d'une puce métallisée.

## 6.4. Les connexions électriques

Il existe plusieurs méthodes pour établir une connexion électrique entre la puce et son environnement électrique. Le wire bonding (ou connexion par fil eutectique) est une méthode couramment utilisée en électronique de puissance. Elle implique la soudure d'un fil en appliquant une pression à l'aide d'un outil à ultrasons entre des matériaux similaires. Les fils de collage sont généralement fabriqués à partir d'un alliage d'aluminium pur mélangé avec des éléments tels que le silicium, le magnésium ou le nickel (Voir figure 2.11). Ainsi, les fils de collage utilisés dans le wire bonding sont généralement fabriqués à partir d'un alliage d'aluminium pur mélangé avec des éléments tels que le silicium, le magnésium ou le nickel.



**Figure.2. 11:** Connexion électrique puce/Substrat par wire bonding.

## 6.5. L'encapsulation

L'encapsulation a pour objectif principal de protéger les composants de l'assemblage contre les agressions de l'environnement extérieur. Les solutions utilisées doivent être compatibles avec les fonctions de l'assemblage, en particulier sa résistance mécanique et diélectrique. Le processus d'encapsulation comprend deux étapes principales : la mise en boîtier et l'application de gels

diélectriques. Un gel encapsulant est utilisé pour assurer l'isolation électrique et protéger contre la corrosion.

## 6.6. Le boîtier

Le boîtier d'un module électronique joue un rôle crucial en termes de coûts, de fabrication et de fiabilité. Il assure la protection des composants électroniques et de leurs connexions contre l'environnement extérieur, permet les connexions électriques avec les circuits externes et garantit la stabilité mécanique de l'ensemble. Lors du choix du matériau du boîtier, des critères importants à considérer sont sa résistance mécanique et sa capacité à résister aux températures élevées. Généralement, les boîtiers en plastique sont préférés pour empêcher l'entrée de corps étrangers dans le module.

## 6.7. Les gels diélectriques

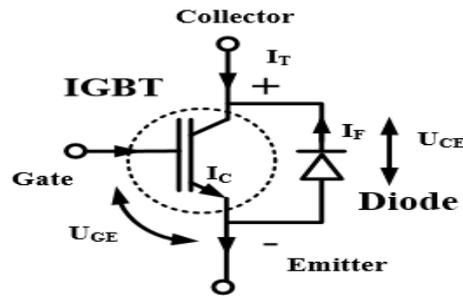
Les gels diélectriques sont utilisés pour assurer l'isolation électrique et l'étanchéité des composants actifs des modules électroniques. Ils sont utilisés pour remplir les espaces vides à l'intérieur du boîtier et doivent être appliqués dans un environnement sans oxygène pour éviter l'oxydation des composants à protéger.

## 6.8. Un radiateur

Le radiateur est un élément distinct du module de puissance et est responsable de la dissipation thermique vers l'extérieur. Il n'est pas automatiquement inclus dans le module lui-même.

## 7. Principe de fonctionnement et composition des pertes des IGBT

Les exigences croissantes en matière de puissance nominale élevée et de dispositifs de puissance à commutation rapide ont conduit à l'introduction, dans les années 1980, des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT). La figure 2.12 montre le symbole du circuit de l'IGBT et de la diode de roue libre à l'intérieur d'un module de puissance IGBT.



**Figure.2. 12:** Symbole de circuit de l'IGBT et de la diode antiparallèle.

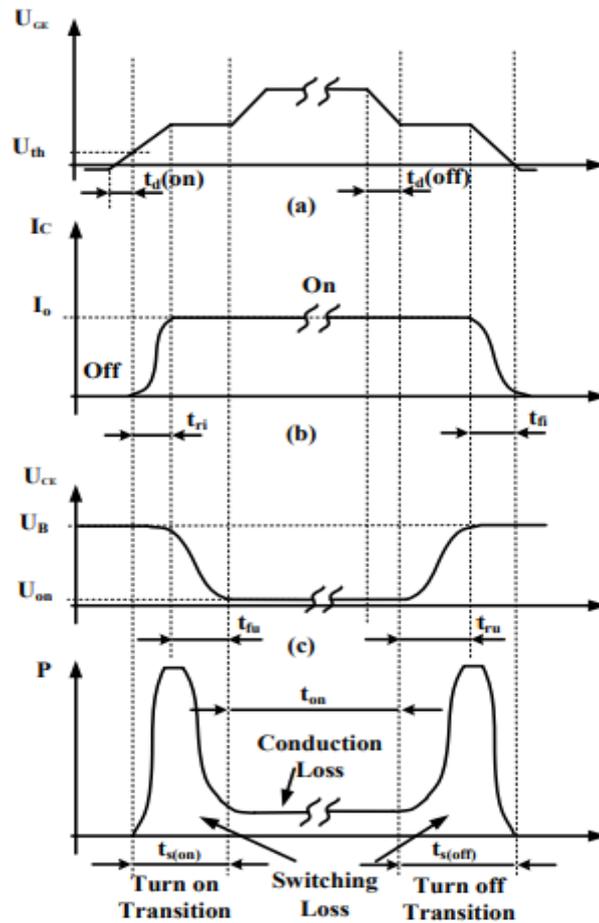
Il y a trois bornes qui sont désignées comme suit : collecteur, émetteur et diode de roue libre : Le collecteur, l'émetteur et la grille. Le collecteur et l'émetteur sont liés au chemin de la conductance et la grille est conçue pour son contrôle [7].

### 7 .1. Processus de fonctionnement et pertes dans l'IGBT lors de la commutation

L'IGBT est un dispositif électronique régulé par une tension, où un signal de commande est appliqué entre la grille et l'émetteur. Les informations détaillées sur son fonctionnement et la répartition des pertes sont fournies dans la figure. 2.13.

Lors de la transition d'allumage, une tension positive entre la grille et l'émetteur ( $U_{GE}$ ) est appliquée. Lorsque cette tension dépasse le seuil prédéfini ( $U_{GE} > U_{th}$ ), le courant de collecteur ( $I_C$ ) commence à circuler du collecteur vers l'émetteur. Après un certain temps, appelé temps de montée du courant tri,  $I_C$  atteint la valeur du courant de charge ( $I_0$ ), puis la tension collecteur-émetteur ( $U_{CE}$ ) commence à diminuer. Une fois que l' $U_{CE}$  a atteint sa valeur minimale en mode passant, appelée  $U_{on}$ , le processus d'allumage est terminé. La dissipation d'énergie due à des valeurs élevées de tension et de courant pendant l'intervalle de commutation ( $t_s$  (on)) est connue sous le nom de perte de commutation.

Lors d'une transition de mise hors tension d'un IGBT, le processus inverse se produit. Initialement, le courant et la tension sont maintenus constants jusqu'à ce que la tension grille-émetteur ( $U_{GE}$ ) chute en dessous du seuil requis pour maintenir le courant de collecteur ( $I_C$ ) à la valeur du courant de charge ( $I_0$ ). Ensuite, pendant le temps de montée de la tension ( $t_{ru}$ ), la tension collecteur-émetteur ( $U_{CE}$ ) augmente jusqu'à la tension de blocage ( $U_B$ ), tandis qu' $I_C$  reste inchangé. Après cette période,  $I_C$  atteint zéro, le courant diminue pendant un certain temps ( $t_{fi}$ ), et le courant  $I_0$  passe de l'interrupteur à la diode. La dissipation d'énergie causée par des valeurs élevées de tension et de courant de commutation pendant l'intervalle de commutation ( $t_s$  (off)) est appelée perte de commutation [7].



**Figure.2. 13:** Pertes de puissance d'un cycle de commutation d'un IGBT a) Tension grille-émetteur ; b) courant de collecteur ; c) Tension collecteur-émetteur ; d) Pertes de puissance de l'IGBT.

## 7.2. Les diodes des modules IGBT

Dans les modules IGBT de puissance, les diodes sont connectées en antiparallèle et jouent le rôle de diodes de roue libre dans les circuits à commutation dure. Elles doivent avoir des caractéristiques similaires en termes de tension de tenue par rapport aux puces IGBT, ainsi qu'une faible tension de seuil et une faible récupération pour réduire les pertes lors de la commutation de l'IGBT. Les diodes ont un impact crucial sur les performances globales du module IGBT, notamment en ce qui concerne les pertes de commutation et de conduction. Le développement technologique des diodes est donc étroitement lié à celui des puces IGBT, car les performances du module IGBT dépendent de manière conjointe des diodes et des puces IGBT [33].

---

## 7.3. Mode de fonctionnement de L'IGBT

### A. Comportement à l'état bloqué

En termes simples ,l'IGBT fonctionne de manière similaire à un transistor MOSFET, mais avec l'avantage supplémentaire de pouvoir moduler la conductivité de la zone N<sup>-</sup> faiblement dopée en injectant des porteurs minoritaires grâce à une couche P<sup>+</sup> insérée entre cette zone et le contact de collecteur. Cela permet de réduire la chute de tension à l'état passant pour une tension inverse donnée. Le contrôle de l'état de l'IGBT se fait par la tension Grille-Emetteur ( $V_{GE}$ ). Lorsque  $V_{GE}$  est inférieure à  $V_{GE(Th)}$ , l'IGBT est bloqué et seul un faible courant de fuite circule à travers la jonction J<sub>2</sub>. Si l'épaisseur de la zone N<sup>-</sup> est suffisamment grande pour éviter la rupture (contact de la zone de déplétion avec la zone P<sup>+</sup>), il n'est pas nécessaire d'avoir une couche N<sup>+</sup> supplémentaire [25, 26, 27, 28, 29].

### B. Comportement à l'état fermé

La caractéristique statique de l'IGBT, représentée par  $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$ , décrit la relation entre le courant  $I_C$  et les tensions  $V_{CE}$  et  $V_{GE}$ . Lorsque la tension  $V_{GE}$  dépasse le seuil de tension  $V_{GE(Th)}$ , une zone d'inversion se forme sous la Grille de l'IGBT, connectant la zone N<sup>-</sup> faiblement dopée à la zone N<sup>+</sup> près de l'Emetteur. Un courant électronique circule dans cette zone d'inversion, ce qui entraîne l'injection de trous provenant de la couche P<sup>+</sup> du Collecteur dans la zone N<sup>-</sup>. Cela augmente la conductivité de la zone N<sup>-</sup>. Les trous atteignent la zone de diffusion P et se recombinent avec les électrons provenant de l'Emetteur. Les caractéristiques  $I_C(V_{CE})$  pour différentes tensions de commande  $V_{GE}$  sont représentées dans la Figure 2.14. Lorsque  $V_{GE}$  est inférieure à  $V_{GE(Th)}$ , le transistor est bloqué et la caractéristique  $I_C(V_{CE})$  est proche de l'axe des tensions, tant que  $V_{CE}$  reste inférieure à la tension d'avalanche  $V_{BR}$  de la jonction J<sub>2</sub>. Lorsque  $V_{GE}$  dépasse  $V_{GE(Th)}$ , les canaux se forment et le transistor conduit. Cependant, pour que le courant  $I_C$  atteigne des valeurs élevées,  $V_{CE}$  doit compenser la barrière de potentiel présente dans la jonction J<sub>1</sub>. C'est pourquoi on observe une augmentation rapide d' $I_C$  avec  $V_{CE}$  pour des valeurs de  $V_{CE}$  supérieures à un volt.

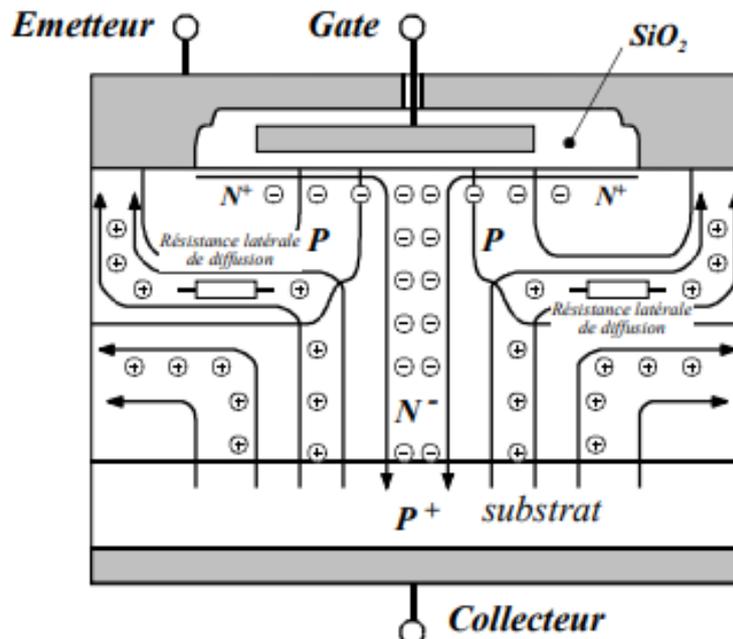


Figure.2. 14: Répartition des courants dans l'IGBT.

Lorsque la tension  $V_{CE}$  dépasse une certaine valeur, les caractéristiques  $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$  de l'IGBT présentent une pente plus raide que celles du MOSFET en raison de la faible résistance de la zone N<sup>-</sup> due à l'injection de porteurs minoritaires depuis la zone P<sup>+</sup> du Collecteur. Comme pour le MOSFET, il existe une "tension de pincement" au-delà de laquelle le transistor entre en "zone de saturation", où le courant  $I_C$  devient essentiellement indépendant de  $V_{CE}$  et est déterminé par la tension  $V_{GE}$  appliquée. [25, 26, 27, 28, 29].

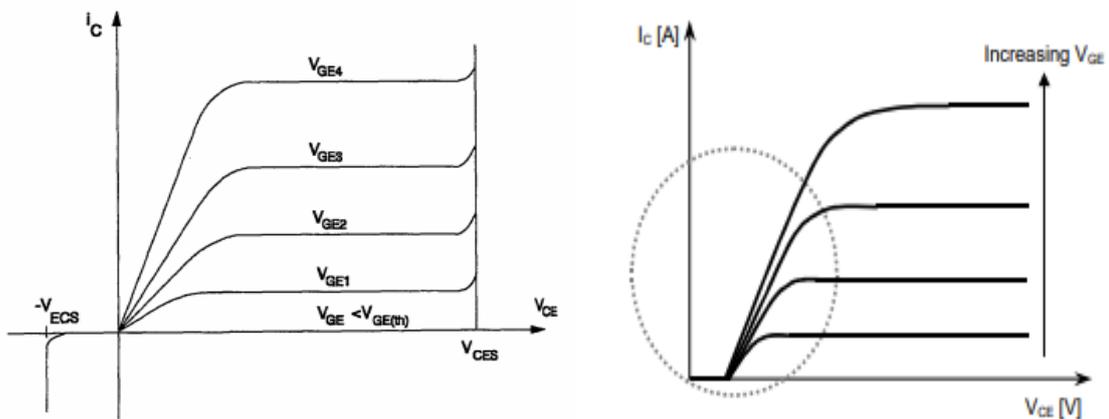


Figure.2. 15: Caractéristique de sortie  $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$ .

## 8. La principale cause de destruction de modules IGBT

La destruction des modules IGBT est principalement due à des problèmes thermiques résultant d'une élévation excessive de la température. Cela entraîne des changements irréversibles

dans les puces IGBT et les diodes, conduisant à la défaillance du composant [34]. Il est crucial de contrôler la température pour assurer le bon fonctionnement et la durabilité des modules IGBT.

L'élévation anormale de la température dans les modules IGBT peut être causée de différentes manières :

- Cyclage et fatigue thermique : Les cycles de température répétés peuvent entraîner une augmentation anormale de la température du module IGBT [35]. Cela provoque une dégradation des brasures et du contact surfacique, réduisant ainsi le transfert thermique et augmentant la résistance thermique locale. Si cette augmentation continue, la température peut atteindre un niveau critique entraînant la destruction du module.
- Court-circuit : En cas de court-circuit, une puissance élevée est dissipée, ce qui entraîne une augmentation rapide de la température. En l'absence de protection adéquate, cela peut entraîner la destruction du module IGBT en peu de temps..
- Amorçage dynamique : Les variations rapides de tension ( $dv/dt$ ) peuvent provoquer un amorçage irréversible dans la structure de l'IGBT, entraînant sa défaillance et le rendant inutilisable.
- Avalanche : Lorsque le module IGBT s'ouvre, une surtension peut survenir en raison de la décroissance du courant dans les inductances du circuit. Cette surtension peut dépasser la tension limite du composant, provoquant une avalanche. Cette situation entraîne une augmentation rapide de la température des puces diodes et IGBT.

## 9. Gestion thermique dans la conception de composants électroniques

La chaleur est générée lorsque le courant traverse les composants électroniques. Il doit être refroidi pour éviter la surchauffe. Ceci peut être réalisé avec des boîtiers thermiquement conducteurs, des dissipateurs thermiques en aluminium ou en cuivre et des ventilateurs pour améliorer le flux d'air. Ces ventilateurs sont placés à proximité des composants électroniques pour améliorer la circulation de l'air et la dissipation de la chaleur. Le transfert de chaleur est un aspect important de la conception des composants électroniques pour éviter les dommages dus à la surchauffe.

En somme, le transfert de chaleur est un facteur important à prendre en compte lors de la conception de composants électroniques. Les concepteurs de circuits et les ingénieurs doivent tenir compte de plusieurs facteurs pour assurer une dissipation thermique adéquate et éviter une surchauffe qui pourrait endommager les composants.

## 10. Les modes de transfert de chaleur

Trois mécanismes physiques permettant le transfert de chaleur entre des corps à des températures différentes : la conduction, le rayonnement et la convection.

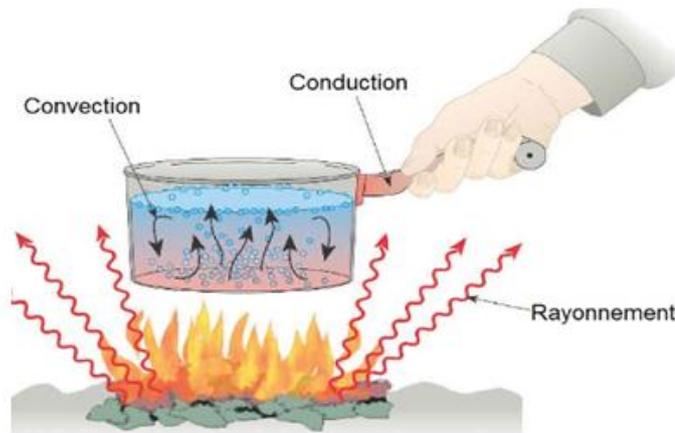


Figure.2. 16: les modes de transfert de chaleur.

### A. La conduction

La conduction thermique se produit lorsqu'il y a un transfert de chaleur entre les particules d'un objet ou entre des objets à des températures différentes. Ce transfert de chaleur se produit sans mouvement macroscopique des particules et dépend de facteurs tels que la géométrie, l'épaisseur et le matériau des objets impliqués, ainsi que de la différence de température entre eux. La conduction thermique est un processus de transfert d'énergie qui se produit à travers les solides, les liquides et les gaz, et qui permet l'équilibrage des températures entre les régions en contact direct.

### B. La convection

La convection est un phénomène de transfert de chaleur qui se produit dans les liquides et les gaz en mouvement. Il est caractérisé par le déplacement des particules du fluide entre différentes régions de température, favorisant ainsi un échange intense d'énergie thermique. Ce mouvement des particules entraîne un mélange et une interaction énergétique entre elles, permettant ainsi le transfert de chaleur et de quantité de mouvement.

### C. Le rayonnement

Le refroidissement radiatif se produit lorsque la chaleur d'une surface chaude est transférée à une surface plus froide, comme un mur structurel. Ce processus dépend de l'émissivité du matériau constituant la surface chaude. L'émissivité (notée  $\epsilon$ ) est un coefficient adimensionnel qui représente la capacité d'un matériau à émettre de l'énergie par rayonnement.

---

## 11. Transfert de chaleur dans l'IGBT

Dans le cas des IGBT, la conduction est prédominante, suivie de près par la convection forcée (air, eau). Selon la Figure 2.17 [36], la chaleur est dissipée de la surface supérieure de la puce vers la surface inférieure de la plaque de base.

Le transfert de chaleur dans les IGBT est principalement assuré par conduction, mais la convection forcée joue également un rôle important. La chaleur se dissipe de la surface supérieure de la puce vers la surface inférieure de la plaque de base (semelle).

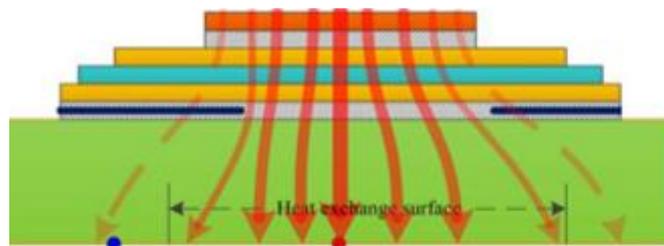


Figure.2. 17: Schéma de transfert de chaleur dans le module IGBT [36].

## 12. Problèmes thermiques dans l'IGBT

Le problème thermique des IGBT suscite de plus en plus d'inquiétudes en raison de l'augmentation des pertes de chaleur dans de nombreuses applications. Ces pertes de chaleur peuvent être classées en deux catégories : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

Il existe également d'autres pertes dans l'IGBT telles que les pertes de fuite et les pertes de diode inverse, mais celles-ci sont relativement faibles par rapport aux pertes de commutation et de conduction [37].

- **Perte de puissance**

L'analyse thermique des composants électroniques met en évidence une interaction non linéaire entre le champ de température interne du dispositif, influencé par la chaleur qu'il génère, et l'état thermique des sources externes régulé par les lois électriques. Cette interaction crée un système bouclé appelé couplage électrothermique.

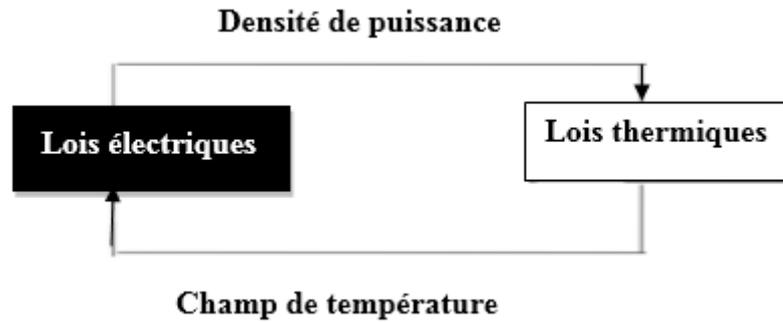


Figure.2. 18 : Schéma de principe du couplage électrothermique.

Trois types de pertes sont à considérer lors du fonctionnement d'un interrupteur de puissance :

1. Pertes de conduction : ces pertes surviennent lorsque l'interrupteur est en état passant et sont dues à la résistance interne de l'interrupteur. Elles dépendent du courant qui le traverse et de la tension aux bornes de l'interrupteur.
2. Pertes de commutation : pertes dynamiques lors des changements d'état de l'interrupteur (ouverture et fermeture), causées par les charges accumulées et la dissipation d'énergie.
3. Pertes de blocage : ces pertes surviennent lorsque l'interrupteur est en état bloqué, c'est-à-dire qu'il bloque le courant. Elles sont généralement dues à une tension résiduelle aux bornes de l'interrupteur.

En notant  $v(t)$  et  $i(t)$  les formes d'onde de tension et de courant respectivement aux bornes de l'interrupteur, et  $T$  la période de ces signaux, la puissance totale dissipée dans le composant peut être calculée en utilisant la formule suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (2.1)$$

Nous devons choisir soigneusement une structure de puissance qui déterminera la forme des signaux  $v(t)$  et  $i(t)$ . Dans notre cas, nous avons choisi la cellule de commutation la plus élémentaire comme structure de puissance. Dans la suite de notre étude, nous imposerons que la puissance dissipée pendant la phase de tenue en tension soit prise en compte, et nous supposerons que le régime thermique est stationnaire.

### ➤ Pertes à la fermeture

Pendant la phase d'amorçage, il est important de prendre en compte les phénomènes liés à l'ouverture de la diode, car l'interrupteur et la diode antiparallèle sont traversés par des courants complémentaires. De plus, le front de courant est contrôlé par l'interrupteur, ce qui signifie que la tension à ses bornes est imposée, non seulement par la tension d'alimentation  $E$ , mais également par

l'inductance parasite de la cellule de commutation, également appelée inductance de maille. Ces facteurs doivent être pris en compte lors de l'étude de la commutation de l'interrupteur lors de sa fermeture.

### ➤ Pertes à l'ouverture

L'ouverture d'un IGBT se divise en deux parties distinctes en ce qui concerne le courant. La première partie, très rapide, correspond au blocage de la fonction MOS de l'interrupteur, ce qui entraîne une surtension due à l'inductance de la boucle de commutation.

Pour réduire les pertes de puissance dans l'IGBT, il est important de sélectionner des IGBT ayant une faible résistance interne afin de diminuer les pertes de conduction. De plus, il est essentiel de minimiser les temps de commutation pour réduire les pertes de commutation. L'utilisation de diodes à récupération rapide peut être avantageuse pour réduire les pertes inverses de la diode.

Par ailleurs, l'utilisation de techniques de refroidissement telles que des dissipateurs thermiques ou des systèmes de refroidissement liquide peut contribuer à maintenir la température de fonctionnement de l'IGBT à des niveaux acceptables.

## 12.1. Pertes par conduction de l'IGBT

Les pertes de conduction sont causées par la résistance interne de l'IGBT lorsqu'il est en mode passant. Cette résistance interne entraîne une chute de tension dans l'IGBT et une dissipation de puissance sous forme de chaleur. Les pertes de conduction augmentent avec la valeur du courant passant dans l'IGBT. Elles dépendent principalement du rapport cyclique (duty cycle), du courant de charge et de la température de jonction.

Les pertes par conduction peuvent être représentées comme le produit du courant conduit instantané  $i_C(t)$  et de la tension collecteur-émetteur correspondante  $u_{CE}(t)$  [38].

$$P_{con}(t) = i_C(t) u_{CE}(t) \quad (2.2)$$

## 12.2. Pertes de commutation de l'IGBT

Les pertes de commutation de l'IGBT sont dues au temps nécessaire pour passer de l'état bloqué à l'état passant et vice versa. Lors de la transition de l'état bloqué à l'état passant, les charges accumulées dans la capacité de jonction de l'IGBT doivent être éliminées, ce qui entraîne une perte de puissance appelée "perte de commutation directe". Lors de la transition de l'état passant à l'état bloqué, le courant doit être arrêté, ce qui nécessite l'extraction d'une certaine quantité de charge de la capacité de jonction, entraînant une autre perte de puissance appelée "perte de commutation indirecte".

De même, la puissance instantanée dissipée de l'IGBT pendant les processus d'activation et de désactivation est égale au produit de courant  $i_C(t)$  et de tension  $u_{CE}(t)$ . Cependant, en raison de la courte durée de ces processus (généralement de l'ordre de plusieurs centaines de nanosecondes), l'énergie dissipée pendant les phases d'allumage et d'extinction est plus significative. L'énergie d'allumage ( $E_{on}$ ) et l'énergie d'extinction ( $E_{off}$ ) peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$E_{on}(t) = \int i_C u_{CE}(t) dt \quad (2.3)$$

$$E_{off}(t) = \int i_C u_{CE}(t) dt \quad (2.4)$$

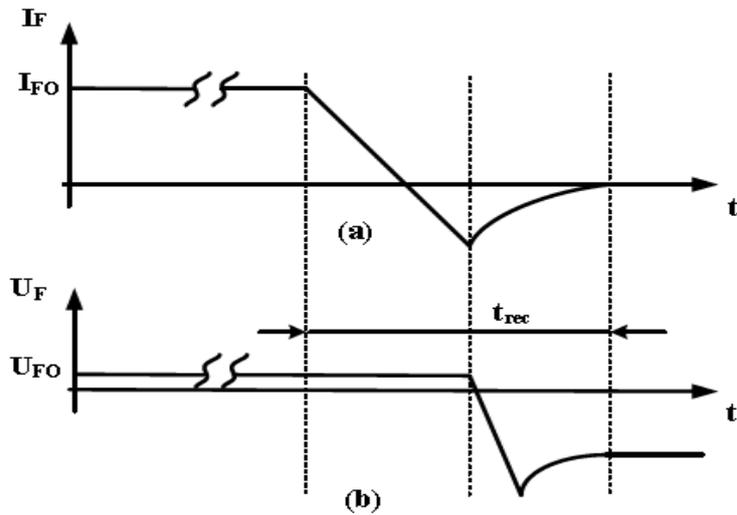
### 12.3. Pertes de la diode de roue libre

La diode de roue libre présente à la fois des pertes par conduction et des pertes par commutation. Les pertes par conduction se produisent lorsque la diode est en mode de conduction, laissant passer le courant. Les pertes par commutation se produisent lors de la transition entre les états de conduction et d'arrêt de la diode, ce qui entraîne des pertes d'énergie supplémentaires. Les pertes par conduction sont également représentées par le produit de la chute de tension instantanée de la diode  $u_F$  et du courant  $i_F$  traversant la diode.

$$p_{Fcon}(t) = i_F(t) * u_F(t) \quad (2.5)$$

Normalement, les pertes de commutation de la diode sont négligées en raison de leur temps d'activation très court par rapport à la période de commutation. [39].

Les pertes à la coupure de la diode sont principalement causées par les pertes de récupération inversée de la diode. Ces pertes se produisent lors de la transition de la diode de l'état passant à l'état bloquant. Les formes d'ondes de tension et de courant de la diode pendant la transition vers la désactivation sont illustrées à la figure 2.19.



**Figure.2. 19:** Les formes d'ondes de tension et de courant de la diode pendant la transition vers la désactivation.

Comme pour la dissipation de l'énergie de commutation de l'IGBT, l'énergie de récupération de la diode  $E_{rec}$  peut être définie comme suit :

$$E_{rec}(t) = \int i_F u_F(t) dt \quad (2.6)$$

L'effet de la température sur la robustesse des composants IGBT est une caractéristique essentielle à considérer, surtout dans des conditions de haute température. Il est important d'étudier comment la température affecte les caractéristiques électriques de ces composants, notamment lorsqu'ils sont utilisés dans des applications soumises à des contraintes thermiques sévères.

### 13. Analogie thermo-électrique

Les phénomènes de la conduction thermique et la conduction électrique ont des similitudes dans leurs lois physiques, mais des différences existent en raison des propriétés des matériaux et de la présence de phénomènes comme la convection et le rayonnement thermique soit donc :

- la loi de Fourier pour la conduction thermique [37] :

$$\vec{\varphi} = -k \text{ grad}(T) \quad (2.7)$$

- la loi d'Ohm pour la conduction électrique :

$$\vec{J} = -\sigma_e \text{ grad}(V) \quad (2.8)$$

**Tableau.2.1.** Analogie des variables physiques des systèmes thermiques et électriques [7].

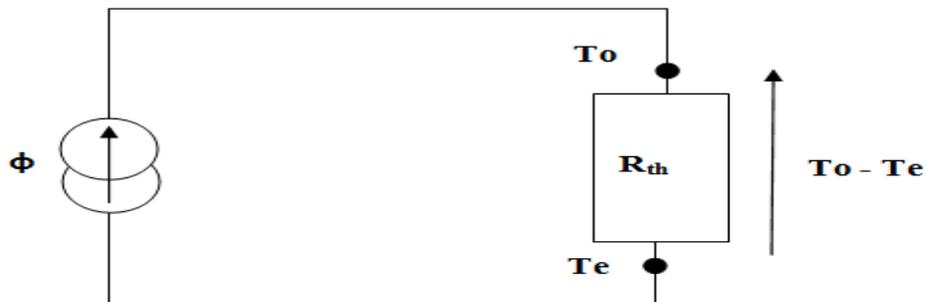
Thermique		Électrique	
Température	T en K	Tension	U en V
Débit thermique	P en W	Courant	I en A
Capacité thermique	C <sub>th</sub> en W·s/K	Capacité électrique	C en A·s/V
Conductivité thermique	R <sub>th</sub> en K/W	Conductivité électrique	R en V/A

### 14. Résistance thermique

La résistance thermique mesure la capacité d'un matériau isolant à résister aux variations de chaleur. Elle dépend de la conductivité thermique du matériau et de son épaisseur. Dans une structure homogène de section S et d'épaisseur e, traversée par un flux de chaleur uniforme selon un axe normal à la section, la résistance thermique peut être calculée en utilisant la formule  $R_{th} = (e / k * S)$ . Cependant, cette approche unidimensionnelle ne tient pas compte des variations de conductivité thermique dans le matériau ni des phénomènes de convection ou de rayonnement thermique. Par conséquent, cette formule offre une estimation simplifiée de la résistance thermique, mais des modèles plus complexes sont nécessaires pour prendre en compte ces facteurs dans des situations réelles. Dans des cas plus complexes, d'autres facteurs et modèles peuvent être nécessaires pour évaluer la résistance thermique avec précision.

$$R_{th} = \frac{e}{KS} \quad (2.9)$$

K étant la conductivité thermique du matériau.



**Figure.2. 20:** Schéma équivalent thermo-électrique.

Ce schéma, basé sur le formalisme de la théorie des circuits électriques, permet de traiter l'équation stationnaire de la chaleur de manière analogique. Il offre la possibilité d'appliquer des concepts tels que la mise en série ou en parallèle de résistances, l'utilisation de sources de courant liées à des nœuds de potentiel et de sources de tension pour modéliser les conditions aux limites. Ainsi, il devient possible de modéliser de manière unidimensionnelle des assemblages de puissance et de prendre en compte les phénomènes électrothermiques liés à la dissipation de puissance dans les puces semi-conductrices. Ce schéma ouvre de nombreuses perspectives pour une analyse approfondie des systèmes thermiques et électrothermiques.

## 15. Capacité thermique

La capacité thermique est une mesure de l'augmentation de l'énergie interne d'un corps en réponse à une élévation de température. La capacité thermique ( $C$ ) d'un solide homogène est calculée en multipliant la masse volumique ( $\rho$ ), la chaleur massique ( $C_p$ ) et le volume ( $V$ ) du solide. La formule générale pour la capacité thermique est :

$$C = \rho * C_p * V \quad (2.10)$$

La capacité thermique est une mesure de la quantité d'énergie thermique nécessaire pour augmenter la température d'un corps d'une unité. Elle dépend de la masse volumique, de la chaleur massique et du volume du corps. La capacité thermique est utilisée pour caractériser la réponse thermique des matériaux et des systèmes.

## 16. L'impédance thermique

L'impédance thermique est une mesure de la résistance thermique d'un matériau ou d'un système à la dissipation de chaleur. Elle est exprimée en degrés Celsius par watt ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) et représente la capacité d'un matériau à conduire ou dissiper la chaleur. Une impédance thermique élevée indique une résistance thermique importante, ce qui signifie que le matériau aura plus de difficulté à dissiper la chaleur efficacement.

## **17. Conclusion**

Pour conclure ce deuxième chapitre, on a vu que la structure et les matériaux des IGBT jouent un rôle essentiel dans leurs performances et leurs pertes de puissance. En effet, une conception multicouche utilisant des matériaux tels que le silicium, l'aluminium, le cuivre et le tungstène permet une commutation efficace de puissance. De plus, les pertes de puissance sont principalement dues à la résistance interne du dispositif et au processus rapide de commutation. Ainsi, l'optimisation de la structure interne et le choix de matériaux appropriés sont des facteurs clés pour réduire ces pertes et améliorer l'efficacité globale des IGBT.

Les IGBT génèrent de la chaleur pendant leur fonctionnement en raison des pertes de conduction et de commutation. Pour éviter une accumulation excessive de chaleur, il est nécessaire de dissiper efficacement cette chaleur à partir des IGBT vers le dissipateur thermique ou le système de refroidissement.

---

# **Chapitre III : Modèle électrothermique d'un onduleur à base d'IGBT**

---

## **1. Introduction**

L'analyse thermique est un aspect essentiel de la conception des systèmes électroniques, permettant de gérer efficacement la dissipation de chaleur. Parmi les approches utilisées pour modéliser le comportement thermique des composants et des circuits, les méthodes de réseau RC thermique jouent un rôle important.

Les phénomènes physiques qui influencent le comportement électrique des dispositifs à semi-conducteurs sont étroitement liés à la température de jonction. De même, la température de jonction est fortement influencée par la dissipation de puissance, qui est déterminée par les signaux électriques appliqués. Actuellement, plusieurs tentatives de modélisation électrothermique sont en cours, mais des défis subsistent en termes de méthodologie, notamment en raison des différences de temps de réponse électriques et thermiques [38].

Une méthode est étudiée pour calculer les pertes en commutation et en conduction, ainsi que pour estimer la température de jonction des semi-conducteurs (IGBT et diode) dans un onduleur triphasé. Cette méthode se base sur la détection des valeurs instantanées du courant de charge à commuter et des instants de commutation. Son objectif est d'évaluer avec précision les pertes énergétiques et thermiques associées à la commutation, ainsi que la température de jonction des composants.

Ce chapitre se concentre sur le modèle thermique de l'onduleur. Nous présenterons la méthode du réseau thermique et notre modèle électrothermique basé sur le logiciel Portunus. Ce modèle sera utilisé pour simuler les performances thermiques de l'IGBT dans différentes conditions de fonctionnement.

L'objectif de notre travail se concentre sur l'analyse des performances d'un onduleur en fonction de la fréquence de commutation et du courant de conduction. L'objectif principal est d'évaluer l'efficacité de notre modèle thermique pour prédire avec précision les températures de jonction dans des conditions de fonctionnement réalistes. Nous examinons les formes d'onde de puissance, les pertes de conduction et les températures de jonction des IGBT et des diodes pour comprendre l'impact de ces paramètres sur le système. Ces informations sont essentielles pour la conception et l'optimisation des onduleurs, permettant ainsi d'améliorer leur efficacité et leur fiabilité.

## 2. La modélisation électrothermique

La modélisation électrothermique est utilisée pour tenir compte de l'impact de la température sur les paramètres électriques des composants électroniques. Dans cette section, nous examinerons les différentes approches utilisées pour améliorer la prise en compte des aspects thermiques lors de la conception de composants et de circuits électroniques. La température de fonctionnement joue un rôle essentiel dans le comportement électrique des composants actifs, et les variations thermiques peuvent entraîner des dommages et des défaillances. Au fil des années, les modèles thermiques ont été améliorés, mais il n'existe pas de modèle universel adapté à toutes les étapes de la conception. Ainsi, plusieurs types de modèles, tels que les modèles numériques maillés, analytiques, comportementaux et compacts, ont été développés pour répondre aux divers besoins des ingénieurs. [39].

### 2.1. Méthodes de modélisation électrothermique

Dans cette section, nous examinerons différentes méthodes de modélisation électrothermique pour développer des modèles réalistes et faciles à mettre en œuvre. Ces méthodes peuvent être regroupées en deux catégories principales :

- La méthode directe de modélisation électrothermique permet de traiter simultanément les phénomènes électriques et thermiques dans un même simulateur, ce qui permet une représentation complète des interactions entre l'électricité et la chaleur.
- La méthode de relaxation pour la modélisation électrothermique consiste à traiter séparément les aspects thermiques et électriques en utilisant des simulateurs thermiques et électriques distincts. Les résultats de ces simulateurs sont ensuite combinés pour obtenir une estimation globale de la distribution de chaleur dans le composant.

Ces deux approches présentent des avantages et des limitations distincts, et le choix de la méthode dépend des exigences spécifiques du modèle électrothermique ainsi que des ressources disponibles pour la simulation.

## 3. Réseau RC thermique

Les méthodes de réseau RC thermique peuvent être classées en deux catégories : les méthodes basées sur la structure et les méthodes basées sur le comportement.

### 3.1. Réseau RC structurel

Le réseau RC basé sur la structure est également appelé réseau thermique paramétrique basé sur la physique. Cette méthode repose sur le principe selon lequel l'équation de conduction

thermique présente une forme similaire à celle de l'équation de la ligne de transmission. Le problème de la conduction thermique unidimensionnelle dans un matériau homogène isotrope sans tenir compte de la dépendance des caractéristiques thermiques par rapport à la température peut être exprimé comme suit [40] :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{c \cdot \rho}{\lambda_{th}} * \frac{\partial T}{\partial t} \quad (3.1)$$

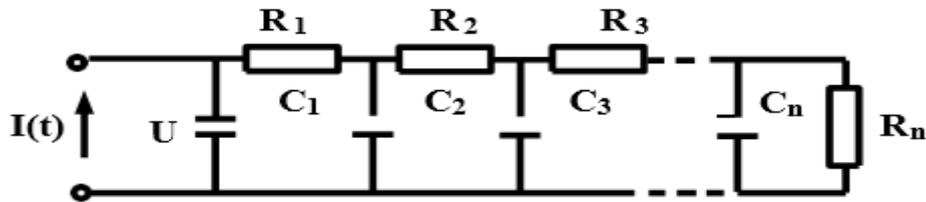
Où T est la température et x les coordonnées dans la direction de propagation de la chaleur du dispositif,  $\lambda_{th}$  la conductance thermique spécifique, c la capacité thermique spécifique et  $\rho$  la densité du matériau.

Par ailleurs, l'équation différentielle de la ligne de transmission électrique sans inductance peut être exprimée comme suit :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = C' R' \frac{\partial U}{\partial t} \quad (3.2)$$

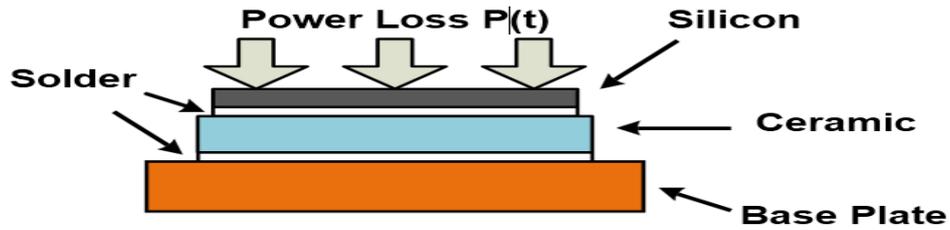
Où U décrit la tension, C'est la capacité par unité de longueur et R' représente la résistance par unité de longueur.

Il est donc évident que (3.1) et (3.2) ont la même structure, et puisqu'une ligne de transmission peut être décrite par un réseau RC comme le montre la figure 3.1, il s'ensuit que le problème de la conduction thermique peut également être décrit par un réseau RC similaire.



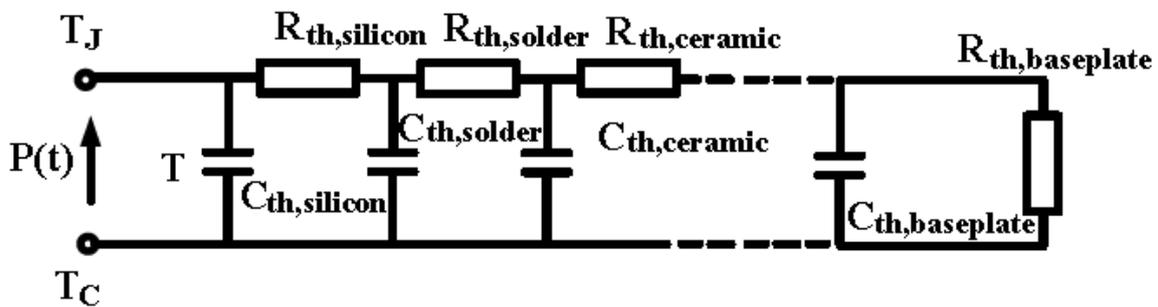
**Figure.3. 1:** Schéma du circuit équivalent de la ligne de transmission.

L'IGBT est un dispositif de puissance vertical, ce qui signifie que sa structure interne peut être segmentée en plusieurs couches comme le montre la figure 3.2. Pour chaque couche, l'épaisseur est beaucoup plus petite que les autres dimensions, de sorte qu'un processus de conduction unidimensionnel est toujours supposé dans la méthode du réseau RC basée sur la physique [41].



**Figure.3. 2:** Schéma du circuit équivalent de la ligne de transmission.

En utilisant les variables physiques analogues du système thermique au circuit équivalent de la ligne de transmission, le réseau RC thermique correspondant au module IGBT de la figure 3.2 peut être obtenu comme le montre la figure 3.3, où chaque anneau RC correspond à une couche de matériau différente dans le module IGBT.



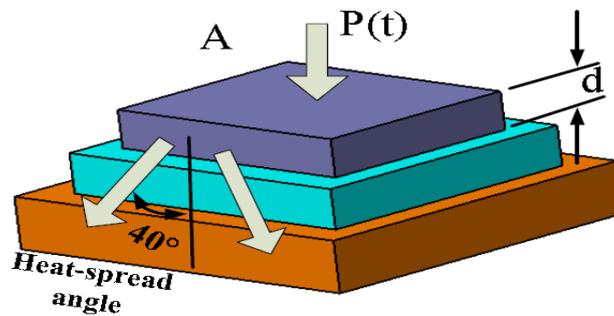
**Figure.3. 3:** Schéma de circuit équivalent de la ligne de transmission pour la conduction thermique.

Étant donné que l'on suppose un flux de chaleur quasi-D dans le système, la résistance thermique  $R_i$  et la capacité thermique  $C_i$  de chaque couche peuvent être estimées à l'aide des équations suivantes.

$$R_{th,i} = \frac{d_i}{\lambda_{th} A_{t\Box,i}} \quad (3.3)$$

$$C_{th,i} = \rho * c * d * A_j \quad (3.4)$$

Où  $A_i$  et  $d_i$  représentent la surface de section transversale et l'épaisseur de la couche  $i$ , comme le montre la figure 3.4.



**Figure.3. 4:** Schéma de circuit équivalent de la ligne de transmission pour la conduction thermique.

Une limitation de cette méthode est l'hypothèse selon laquelle la température est uniformément répartie sur la surface de chaque couche, ce qui ne correspond pas à la réalité. L'effet de propagation de la chaleur doit être pris en compte, mais cela introduit des erreurs car les surfaces des matériaux conducteurs de chaleur ont des sections transversales différentes. De plus, un angle de propagation de la chaleur d'environ  $40^{\circ}$  est généralement supposé. La capacité thermique est également difficile à déterminer précisément sans prendre en compte la diffusion de la chaleur en trois dimensions. Par conséquent, la précision de ce modèle thermique pour prédire la température de jonction est un problème important. De plus, cette méthode peut ne pas estimer correctement la convection de chaleur de la plaque froide vers le liquide de refroidissement en utilisant un coefficient de transfert de chaleur constant [7].

### 3.2. Réseau RC (Foster) basé sur le comportement et définition de l'impédance thermique

Le modèle de réseau structurel mentionné ci-dessus présente des avantages significatifs en termes de vitesse de calcul, car il permet de réduire le nombre de nœuds dans la simulation numérique, ce qui accélère les calculs. Cependant, pour une prédiction plus précise des flux de chaleur et de liquide de refroidissement dans des zones complexes, des approches expérimentales ou numériques telles que FEA et CFD sont nécessaires. Une méthode de modélisation combinant les avantages du réseau thermique, des outils numériques et des tests expérimentaux est proposée.

La méthode du réseau RC basé sur le comportement, également appelée réseau d'accueil, est utilisée pour résoudre ce problème de modélisation thermique. Elle implique l'extraction des éléments R et C d'un circuit équivalent en ajustant la courbe dynamique thermique mesurée. L'étape cruciale de cette méthode consiste à calculer l'impédance thermique transitoire en chauffant ou en refroidissant le composant avec une dissipation de puissance spécifiée jusqu'à ce que la température de jonction atteigne son équilibre. Ainsi, cette approche permet de caractériser avec précision le

comportement thermique du composant. Pour estimer l'augmentation de température ( $\Delta T$ ) dans le composant, une méthode courante consiste à fixer le boîtier à une température constante ( $T_{ref}$ ) et à mesurer les variations de la température de jonction ( $T_j$ ) en fonction du temps ( $t$ ). Cette mesure peut être réalisée à l'aide de caméras infrarouges ou de paramètres électriques sensibles à la température (TSEP) [7].

La définition de l'impédance thermique transitoire peut être exprimée comme suit :

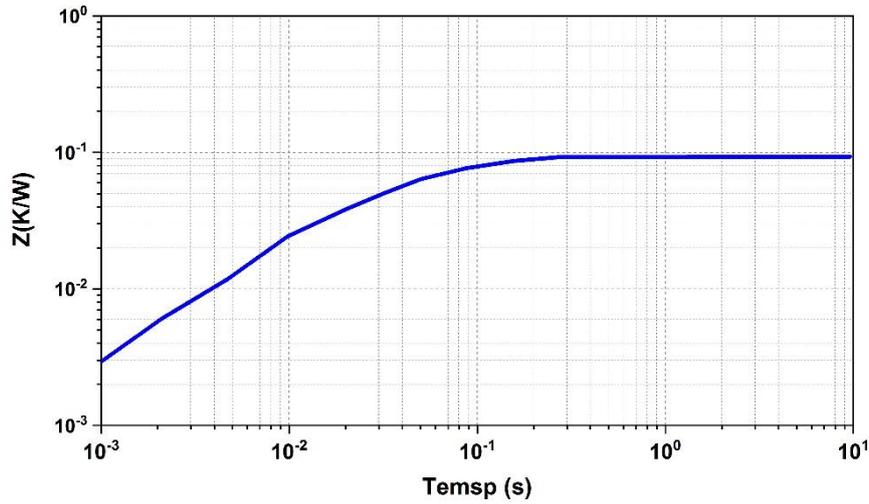
$$Z_{th}(t) = \frac{T_j - T_{ref}}{P} \quad (3.5)$$

Lorsque le système thermique peut être considéré comme linéaire et invariant dans le temps (LTI), l'impédance thermique transitoire est équivalente à la réponse en échelon du système avec une condition initiale nulle. Cette impédance thermique transitoire fournit une description complète du comportement thermique du système [42]. Une fois que la réponse en échelon est obtenue, que ce soit par des mesures expérimentales ou par une analyse numérique, il est possible de prédire la température transitoire de la jonction pour n'importe quel profil de dissipation de puissance  $P(t)$  en utilisant l'équation suivante :

$$T_j(t) = T_0 + \int_0^t P(\tau) Z_{th}(t - \tau) d\tau \quad (3.6)$$

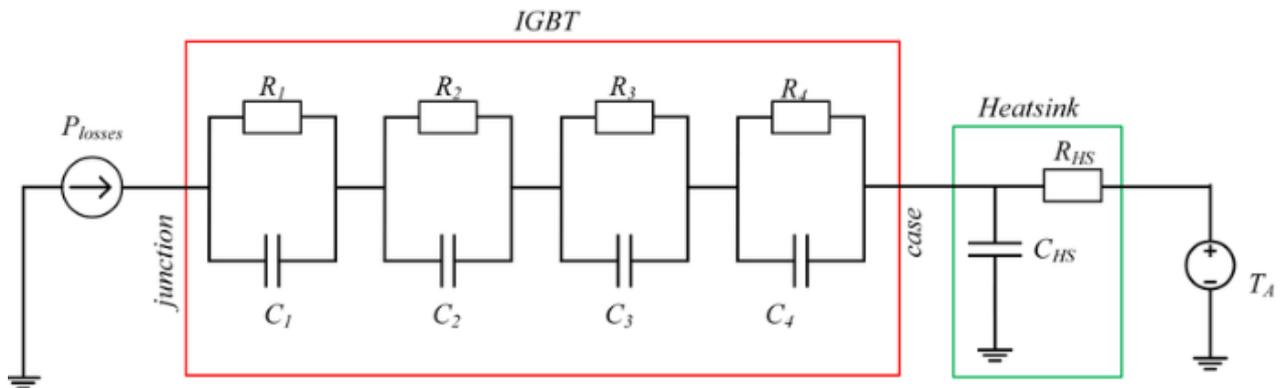
Où  $T_0$  est la température initiale et  $Z_{th}(t)$  est la dérivée temporelle de l'impédance thermique, qui correspond à la réponse thermique impulsionnelle du système.

Cette méthode considère le problème thermique comme un système avec la perte de puissance en tant qu'entrée et l'augmentation de la température en tant que sortie. Elle se concentre uniquement sur le comportement thermique transitoire du système et ne prend pas en compte la structure physique. Pour faciliter l'analyse thermique, les fabricants de modules IGBT fournissent généralement aux utilisateurs la courbe d'impédance thermique transitoire de la jonction au boîtier ( $Z_{jc}$ ). Cette courbe, comme illustrée à la Figure (3.5), permet aux utilisateurs de réaliser des analyses thermiques plus précises en tenant compte des caractéristiques spécifiques du module IGBT.



**Figure.3. 5:** Courbe d'impédance thermique transitoire typique.

Le problème consiste à trouver un réseau équivalent qui reproduit la courbe d'impédance thermique transitoire mesurée ou simulée en réponse à un échelon de température. Il existe plusieurs réseaux qui peuvent répondre à cette exigence, mais le réseau de Foster, présenté à la figure 3.6, est largement utilisé car il permet d'extraire facilement les coefficients à partir de la courbe d'impédance thermique mesurée ou simulée [43].



**Figure.3. 6:** Réseau de Foster typique.

En utilisant le réseau de Foster, la courbe d'impédance thermique transitoire peut être ajustée dans une série composée d'un nombre fini de termes exponentiels comme indiqué dans (3.7) :

$$Z_{jc}(s) = \sum_{i=1}^n R_i * (1 - \exp(-\frac{t}{R_i C_i})) \quad (3.7)$$

La fonction de transfert du réseau de Foster est obtenue en appliquant la transformée de Laplace à (3.7) :

$$Z_{jc}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{R_i / \tau_i}{s + 1 / \tau_i} \quad (3.8)$$

Où  $\tau_i$  est le produit de  $R_i$  et  $C_i$ , et est appelé la constante de temps thermique.

Le modèle de réseau RC, basé sur le comportement, permet de concilier une vitesse de calcul élevée et une grande précision. Il peut être facilement intégré à des simulateurs de circuits tels que Portunus pour réaliser des simulations électrothermiques, ce qui en fait la méthode la plus couramment utilisée de nos jours. Cependant, cette méthode de modélisation présente encore quelques limitations, auxquelles le modèle développé dans ce chapitre vise à remédier.

Le comportement thermique et électrique des composants et systèmes électroniques sont interdépendants. Les variations de température influencent les propriétés électriques des semi-conducteurs, tandis que la puissance dissipée et les conditions de refroidissement affectent la température de la jonction. Afin d'assurer la fiabilité et d'optimiser la conception thermique des systèmes électroniques, il est crucial d'estimer de manière précise le comportement électrothermique des circuits et des composants. Cela nécessite de prendre en compte les interactions entre les propriétés électriques et thermiques, ainsi que de considérer les facteurs tels que les boîtiers, les conditions de fonctionnement et l'emplacement des composants sur les circuits imprimés.

#### **4. Principe de la simulation électrothermique**

La simulation électrothermique est une approche utilisée pour résoudre simultanément les problèmes électriques et thermiques qui sont interconnectés. Lors de la modélisation des semi-conducteurs, le modèle électrique doit prendre en compte le comportement électrique du dispositif en fonction de ses propriétés physiques et de sa sensibilité à la température. D'autre part, le modèle thermique est utilisé pour estimer l'évolution et la répartition de la température à l'intérieur du dispositif, en prenant en compte les sources internes de chaleur ainsi que les échanges thermiques avec l'environnement.

Des études ont été menées afin de coupler le comportement électrique des composants de puissance avec leur impact thermique global. Ces études suivent plusieurs étapes. Tout d'abord, un modèle électrique du composant électronique est créé (MOS, IGBT, diode, etc.). Ensuite, les paramètres du modèle électrique qui sont influencés par la température sont définis, tels que les mobilités, les concentrations de porteurs, les durées de vie des porteurs, etc. Ensuite, un modèle thermique est développé pour représenter la structure du composant, y compris son boîtier et son système de refroidissement. Enfin, une communication est établie entre les modèles électrique et thermique.

#### 4.1. Simulation électrothermique avec le modèle Foster

Le réseau de Foster est une représentation comportementale du système qui présente certaines contradictions avec les caractéristiques physiques de l'évolution du transfert de chaleur. Par exemple, il suppose une propagation instantanée de la chaleur, alors qu'en réalité il y a un délai dû au temps nécessaire pour que l'emballage se réchauffe avant de chauffer le dissipateur de chaleur. De plus, dans un réseau de Foster, l'énergie stockée dans un condensateur thermique est supposée dépendre de la différence de température entre les nœuds adjacents, alors qu'en réalité elle dépend de la température absolue des composants. Le modèle du réseau de Foster présente des incohérences avec les caractéristiques physiques réelles du transfert de chaleur, telles que le délai dans la propagation de la chaleur et la dépendance de l'énergie stockée par rapport à la température absolue.

La simulation électrothermique avec le modèle Foster permet d'étudier les interactions entre les aspects électriques et thermiques d'un système. Ce modèle utilise des équations différentielles pour représenter les comportements thermiques des composants électroniques, tels que les puces dans un circuit. La simulation permet de prédire les températures, évaluer les pertes thermiques, optimiser le refroidissement et assurer le bon fonctionnement des composants électroniques. Des logiciels spécialisés comme "Portunus" sont utilisés pour réaliser cette simulation électrothermique avec le modèle Foster.

#### 4.2. Implémentation du modèle électrothermique dans le simulateur en temps réel

Dans le chapitre 2, les pertes de commutation ont été mesurées à différents courants et températures du dispositif pour une certaine tension du lien continu, une tension de gâchette appliquée et une résistance de gâchette. Les pertes de conduction sont exprimées comme une fonction du courant et de la température du dispositif. En combinant ces deux modèles, le modèle électrothermique peut être construit pour prédire en temps réel la température de jonction de l'onduleur.

Le schéma du modèle électrothermique est présenté à la figure 3.7. Pour tenir compte des effets des températures de jonction sur les pertes de puissance, on utilise les températures de jonction estimées dans le calcul des pertes de puissance. Le modèle thermique tient compte également des effets de couplage thermique. Les pertes de puissance totales de l'IGBT comprennent à la fois les pertes de commutation et les pertes de conduction. Les pertes de puissance de la diode sont constituées des pertes de conduction et des pertes de récupération de la diode. Ces pertes dépendent à la fois du courant et de la température de jonction. Il est important de noter que les

températures de jonction des IGBT et des diodes peuvent être différentes. En réalité, les pertes de puissance des IGBT et des diodes dans la partie haute et la partie basse de l'onduleur peuvent également différer. [7].

Comme le montre la figure 3.7, les pertes de puissance dans chaque dispositif (IGBT ou diode) dépendent du courant conduit et de la température dans ce dispositif, nous devons donc décider quand et quel dispositif conduit le courant afin d'obtenir le profil des pertes de puissance de ce dispositif dans le modèle de simulation.

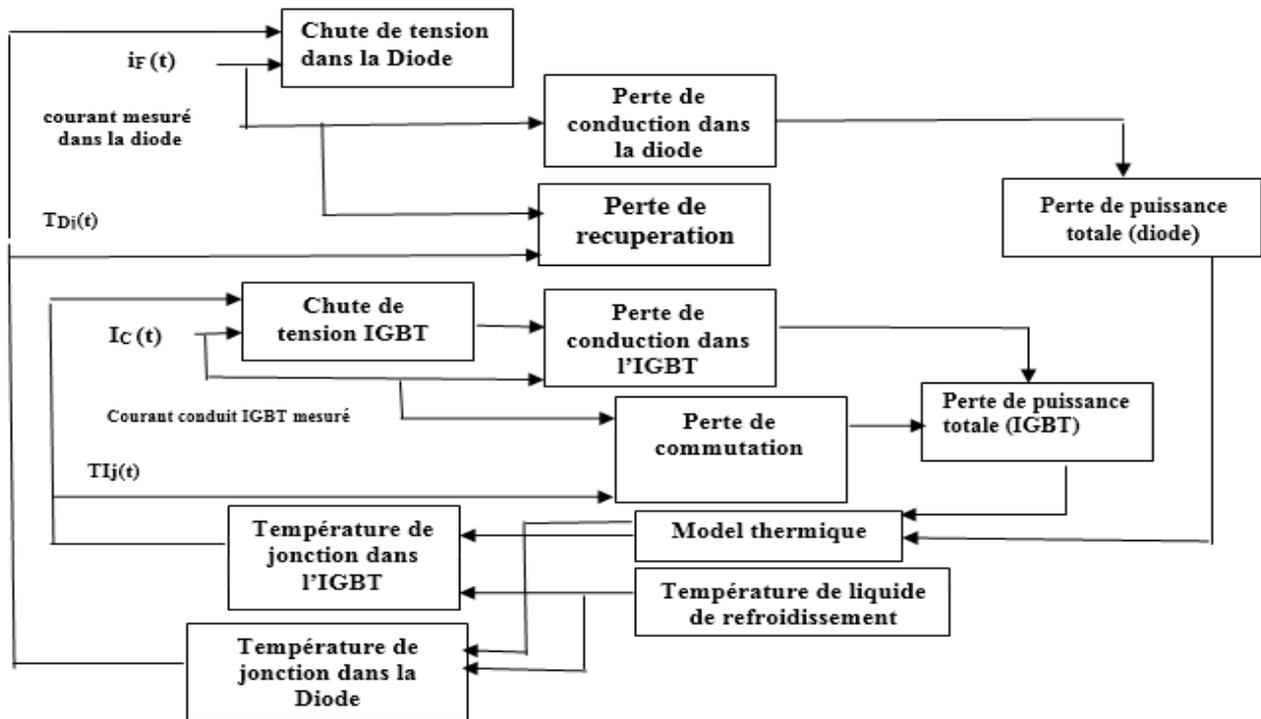
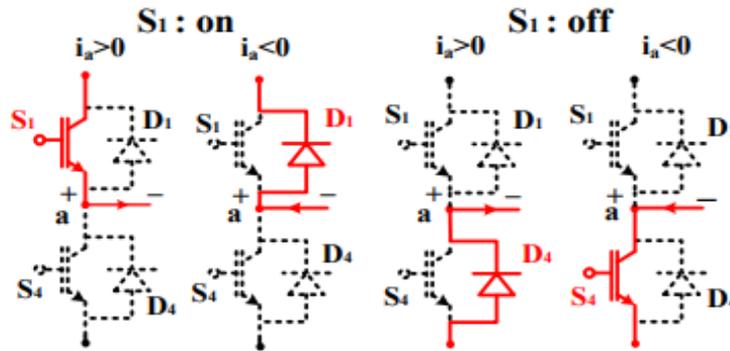


Figure.3. 7 : Diagramme du modèle électrothermique.

Les IGBT et les diodes de la phase A sont discutés à titre d'exemple, comme indiqué dans la Figure III.8. La méthode de détermination du chemin du courant est la suivante : lorsque l'IGBT côté haut S1 est allumé et que S2 est éteint, si le courant de charge  $i_a$  est positif, alors le courant circule à travers S1 lui-même. Cependant, si le courant est négatif, il ne peut circuler que par la diode côté haut D1. De manière opposée, lorsque S1 est éteint et que S4 est allumé, si le courant de charge est positif, alors le courant circule à travers la diode côté bas D4, sinon il circule à travers S4.



**Figure.3. 8:** Commutation du courant avec les chemins de courant mis en évidence [44].

## 5. Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé

Les pertes totales de puissance (pertes de conduction et de commutation) de l'IGBT et de la diode dans un onduleur sont déterminées par les caractéristiques du dispositif et les conditions de fonctionnement de l'ensemble de l'onduleur (charge, topologie du circuit, séquence de fonctionnement). Du côté du dispositif, nous avons exprimé les pertes de puissance de l'IGBT et des diodes en fonction du courant du dispositif et de la température de jonction. Il est donc maintenant nécessaire de discuter du principe de fonctionnement de l'ensemble de l'onduleur pour déterminer comment les pertes se produisent dans chaque IGBT et diode pendant le fonctionnement.

L'onduleur utilisé dans ce mémoire est un onduleur triphasé à source de tension ( $E$ ) et l'objectif de cet onduleur est de convertir une tension d'entrée continue à une sortie alternative source de courant triphasé. Figure 3.9 montre la topologie de l'onduleur étudié. Il est composé de trois phases avec deux commutateurs (IGBT) et deux diodes dans chaque phase.

### 5.1. Simulation du couplage électro-thermique des pertes et des températures

Un modèle électro-thermique d'un IGBT est généralement utilisé pour prédire les performances électriques et thermiques de l'IGBT dans différentes conditions de fonctionnement. Ce type de modèle prend en compte à la fois les caractéristiques électriques et thermiques du dispositif (Annexe).

Le couplage électro-thermique est possible une fois que les modèles électrique et thermique sont établis, ils peuvent être couplés pour prédire les performances électrothermiques de l'IGBT lors de son fonctionnement dans un convertisseur de puissance.

Il convient de noter que l'établissement précis d'un modèle électro-thermique de l'IGBT peut être complexe et dépendra des spécifications du dispositif, des conditions de fonctionnement et de

la précision requise dans la prédiction des performances. Il est généralement recommandé de se référer aux spécifications et documents techniques fournis par le fabricant de l'IGBT, qui peuvent contenir des informations détaillées sur le modèle électro-thermique recommandé pour le dispositif spécifique.

Il existe plusieurs logiciels de simulation électro-thermique largement utilisés pour modéliser les IGBT et prédire leurs performances électriques et thermiques. On peut citer quelques-uns des logiciels couramment utilisés dans ce domaine :

1. **PLECS** : **PLECS** (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation) est un logiciel de simulation de circuits électriques basé sur Matlab/Simulink. Il dispose de bibliothèques dédiées aux composants de puissance, y compris les IGBT, et permet de modéliser les performances électriques et thermiques des dispositifs de puissance.
2. **COMSOL Multiphysics** : COMSOL Multiphysics est un logiciel de simulation multiphysique qui permet de résoudre des équations couplant plusieurs phénomènes physiques, y compris l'électrique et le thermique. Il est largement utilisé pour la modélisation électro-thermique des dispositifs de puissance tels que les IGBT.
3. **ANSYS Icepak** : ANSYS Icepak est un logiciel de simulation thermique qui permet de modéliser les transferts thermiques dans des systèmes électroniques complexes. Il est souvent utilisé pour la modélisation thermique des IGBT et la prédiction de leurs températures de fonctionnement.
4. **Simcenter T3STER** : Simcenter T3STER (anciennement appelé T3Ster) est un logiciel spécifiquement conçu pour la caractérisation thermique des composants de puissance, y compris les IGBT. Il permet de mesurer et de modéliser les propriétés thermiques des dispositifs et de prédire leurs températures de fonctionnement.
5. **Portunus** : est un logiciel de simulation de systèmes électroniques et électriques développé par Adaptive\_Solution. Il dispose de modèles de composants de puissance, y compris les IGBT, qui permettent de modéliser leurs performances électrothermiques.

Ces logiciels offrent différents niveaux de complexité et de fonctionnalités. Il est important de choisir celui qui convient le mieux à vos besoins spécifiques, en fonction des caractéristiques de l'IGBT que vous souhaitez modéliser et des performances que vous souhaitez prédire. Pour notre cas nous avons choisi le logiciel « **Portunus** » pour réaliser le modèle électro-thermique de l'IGBT pendant le fonctionnement dans un onduleur à deux niveaux alimentant une charge à courant constant.

Pour cette étude nous avons utilisé un module IGBT de marque Infineon de type BSM300GB120DLC (1200V/300A) dont de nombreuses données électriques et thermiques sont données par le constructeur (Voir annexe).

### Modèle electro-Thermique d'un onduleur triphasé

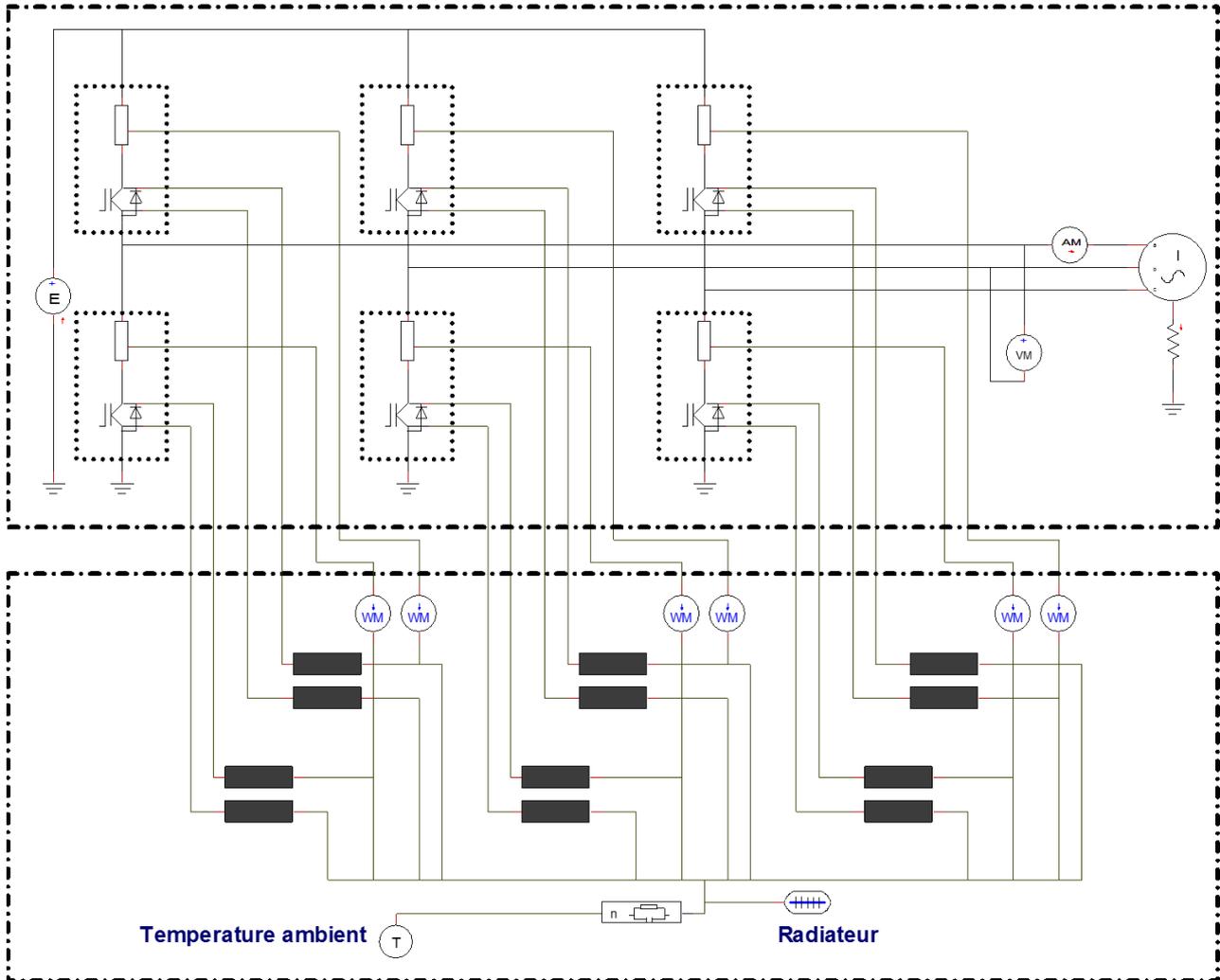


Figure.3. 9: Schéma du model thermique de l'onduleur triphasé.

## 6. La modulation vectorielle d'espace (SVM - Space Vector Modulation)

La stratégie de modulation vectorielle (SVM) est largement utilisée pour améliorer la qualité de l'énergie électrique. Elle offre une flexibilité significative pour optimiser les topologies de commutation, ce qui en fait une option préférée pour une exécution sur un calculateur numérique [45, 46, 47].

La Modulation Vectorielle d'Espace (SVM) est une technique utilisée dans les onduleurs à deux niveaux à trois phases. Elle permet de générer des signaux de commande pour les interrupteurs de l'onduleur afin de produire une tension de sortie sinusoïdale de haute qualité. La SVM utilise un système de coordonnées pour représenter les vecteurs de tension possibles. Ces vecteurs sont répartis de manière régulière sur un cercle appelé cercle de référence. Un vecteur de référence est sélectionné en fonction de la tension de sortie souhaitée. La SVM permet de minimiser les harmoniques indésirables et de produire une tension de sortie de haute qualité.

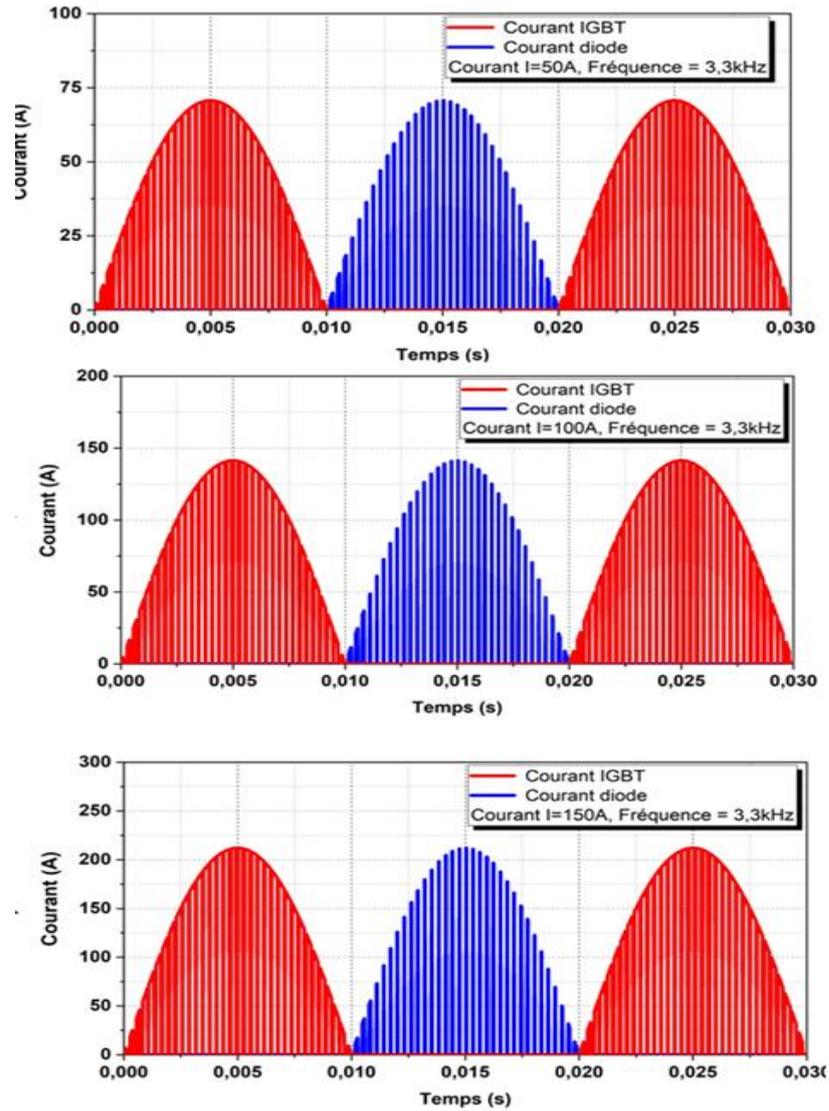
### 6.1. Principe de la modulation vectorielle (SVM)

La modulation vectorielle vise à répartir le temps de conduction entre les différents vecteurs pendant une période d'échantillonnage  $T_e$  dans un onduleur triphasé. Cette technique permet de contrôler efficacement la sortie de l'onduleur en optimisant l'utilisation des vecteurs disponibles. [48, 49, 50].

## 7. Effet de conduction

L'effet de conduction dans les IGBT a un impact significatif sur les pertes de puissance et la dissipation thermique. Pour prédire avec précision les performances de l'IGBT, un modèle électrothermique est utilisé, prenant en compte cet effet. Cela permet une conception optimisée des systèmes de puissance dans lesquels les IGBT sont utilisés.

Ce travail a été réalisé sur différentes plages de courant de charges. La fréquence de commutation de l'IGBT a été fixée à  $f = \frac{1}{T} = 3,3kHz$  pour des courants charge variables. Nous montrons sur la figure 10 l'évolution du courant dans l'IGBT et dans la diode lorsque le courant de charge passe par 50A, 100A et 150A, tout en gardant la fréquence de commutation constante.



**Figure.3. 10:** Courant dans l'IGBT et la diode à 50A ,100A et 150A.

Les pertes de conduction directe se produisent lorsque l'IGBT et la diode sont mis en conduction et conduisent le courant de manière directe à travers la région de canal. Ces pertes sont principalement dues à la résistance ohmique de la région de canal, également appelée résistance  $R_{ds(on)}$ . La figure 3 .11 montre l'évolution des pertes par conduction et par commutation dans un IGBT et une diode en fonction du temps. Les pertes totales dans les deux jonctions sont données sur la figure 3.12.

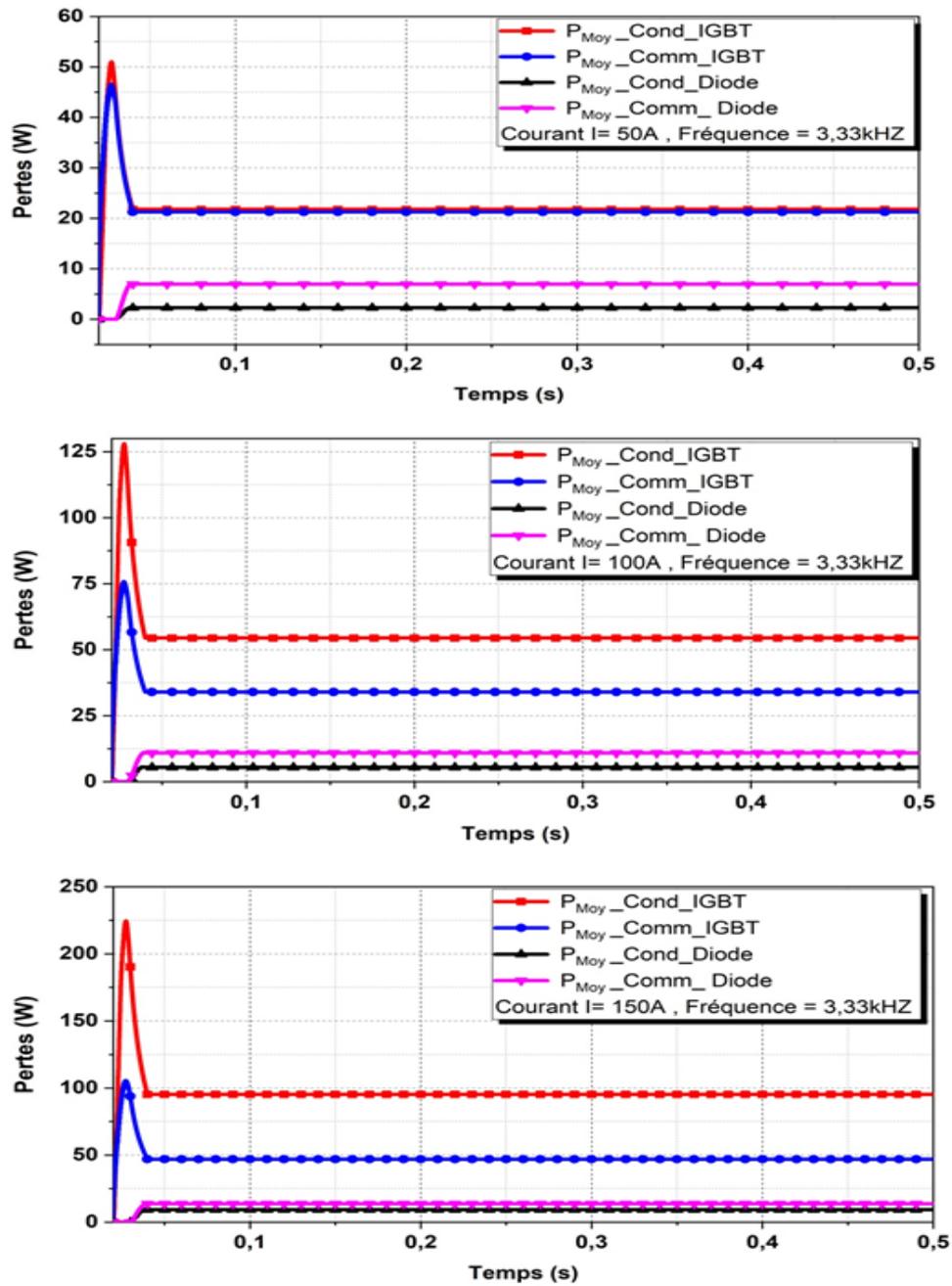


Figure.3. 11: Les pertes de puissance (conduction et commutation) de l'IGBT et la diode à 50A ,100A, et 150A.

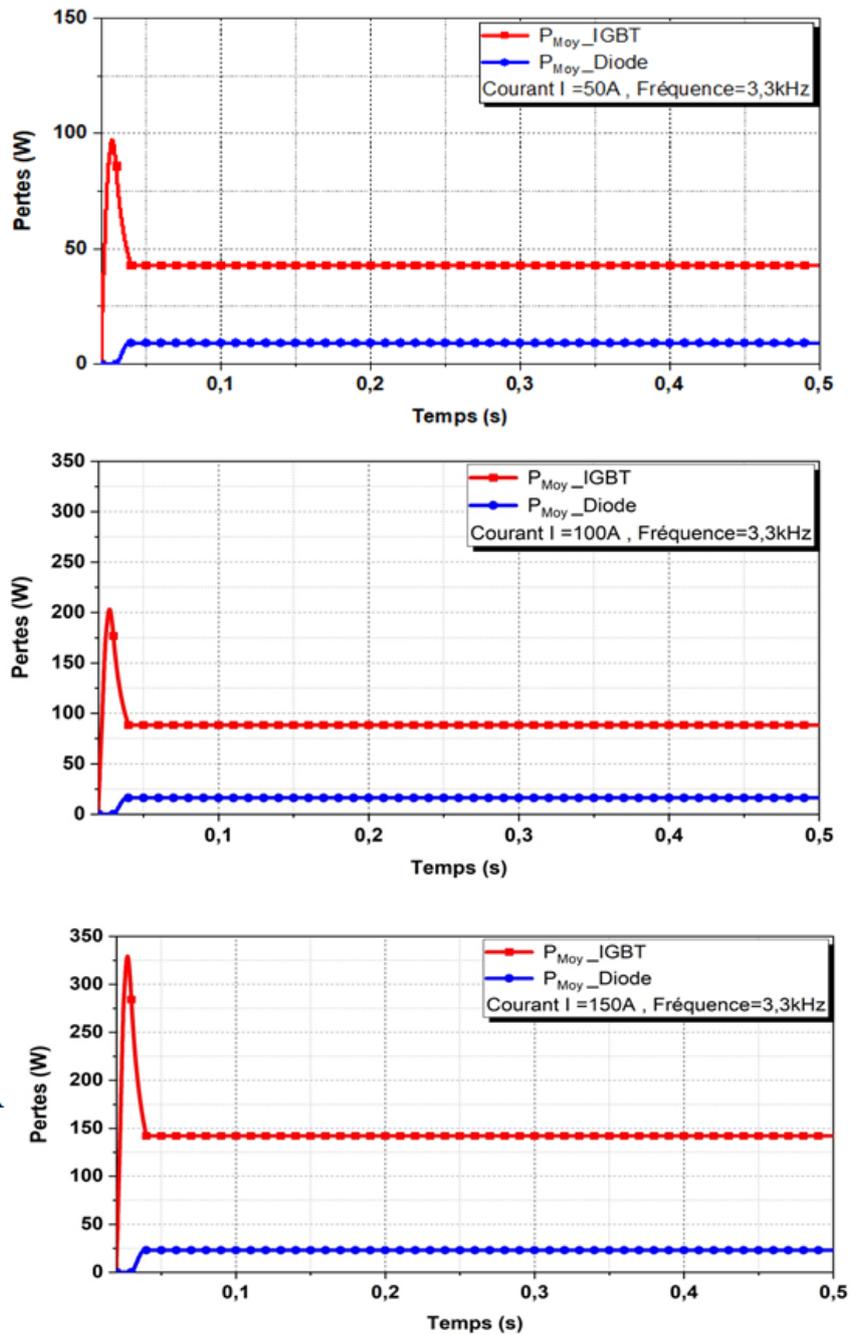


Figure.3. 12: Les pertes moyennes totales a 50A ,100A et 150A.

### ➤ Interprétation des résultats

Les figures résultantes les pertes dans la jonction de l'IGBT et celle de la diode montrent que les pertes de conduction dans l'IGBT et dans la diode sont généralement proportionnelles au courant de conduction. Cependant, la relation précise dépend de la résistance de canal du dispositif et peut varier légèrement en fonction des spécifications du fabricant et des conditions de fonctionnement. Les pertes de conduction directe sont principalement dues à la résistance ohmique de la région de

canal de l'IGBT et de la diode, également appelée résistance  $R_{ds(on)}$ . La résistance  $R_{ds(on)}$  est généralement spécifiée par le fabricant dans la fiche technique du dispositif.

La résistance de canal peut être approximée comme étant constante sur une plage de courant de fonctionnement donnée. Les pertes de conduction peuvent être calculées en multipliant la résistance de canal ( $R_{ds(on)}$ ) par le carré du courant de conduction ( $I_C$ ) et cela signifie que les pertes de conduction augmentent de manière quadratique avec le courant de conduction. Ainsi, plus le courant de conduction est élevé, plus les pertes de conduction seront importantes.

Les figures montrent également que les pertes par commutation sont clairement augmentées malgré que la fréquence de commutation reste constante. Cette augmentation est de manière quadratique avec le courant de conduction. Cela signifie que les pertes par commutation peuvent être proportionnelles au carré du courant de conduction. Dans cette approximation, les pertes par commutation lorsque la fréquence est constante peuvent être calculées en multipliant le carré du courant de conduction ( $I_C^2$ ) par un coefficient de perte par commutation ( $K$ ).

Le coefficient de perte par commutation ( $K$ ) dépend du dispositif spécifique, des conditions de fonctionnement et du schéma de commutation utilisé. Il peut être fourni par le fabricant de l'IGBT ou peut être déterminé expérimentalement ou par des outils de simulation.

Finalement, les figures(13,14) montrent l'évolution des pertes totales dans l'IGBT et dans la diode en fonction du courant de conduction.

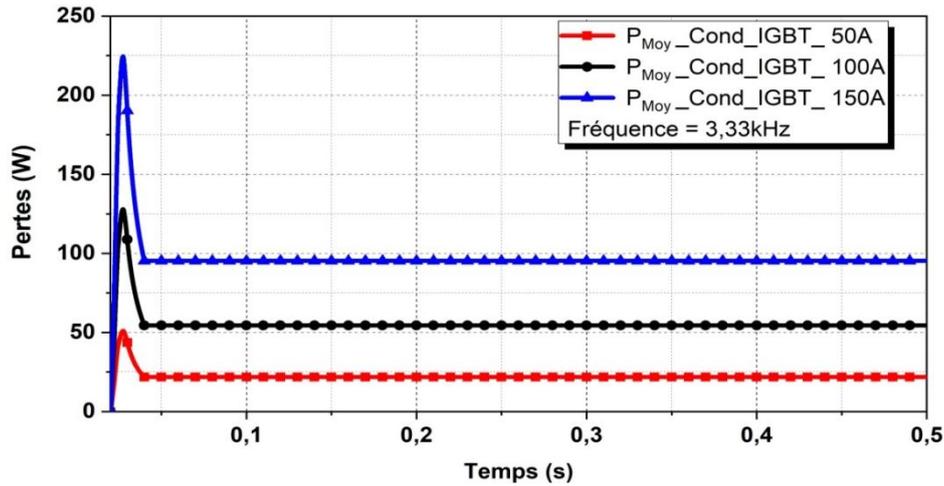


Figure.3. 13: Pertes par conduction dans l'IGBT en fonction du courant.

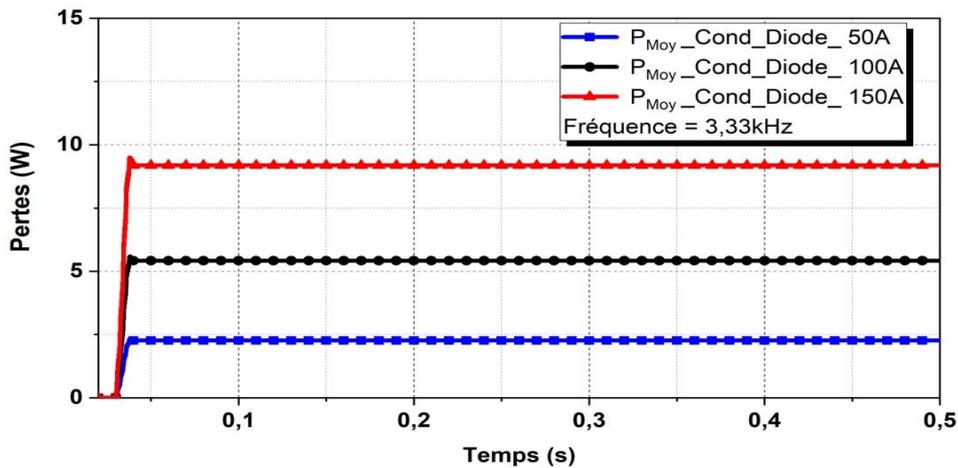
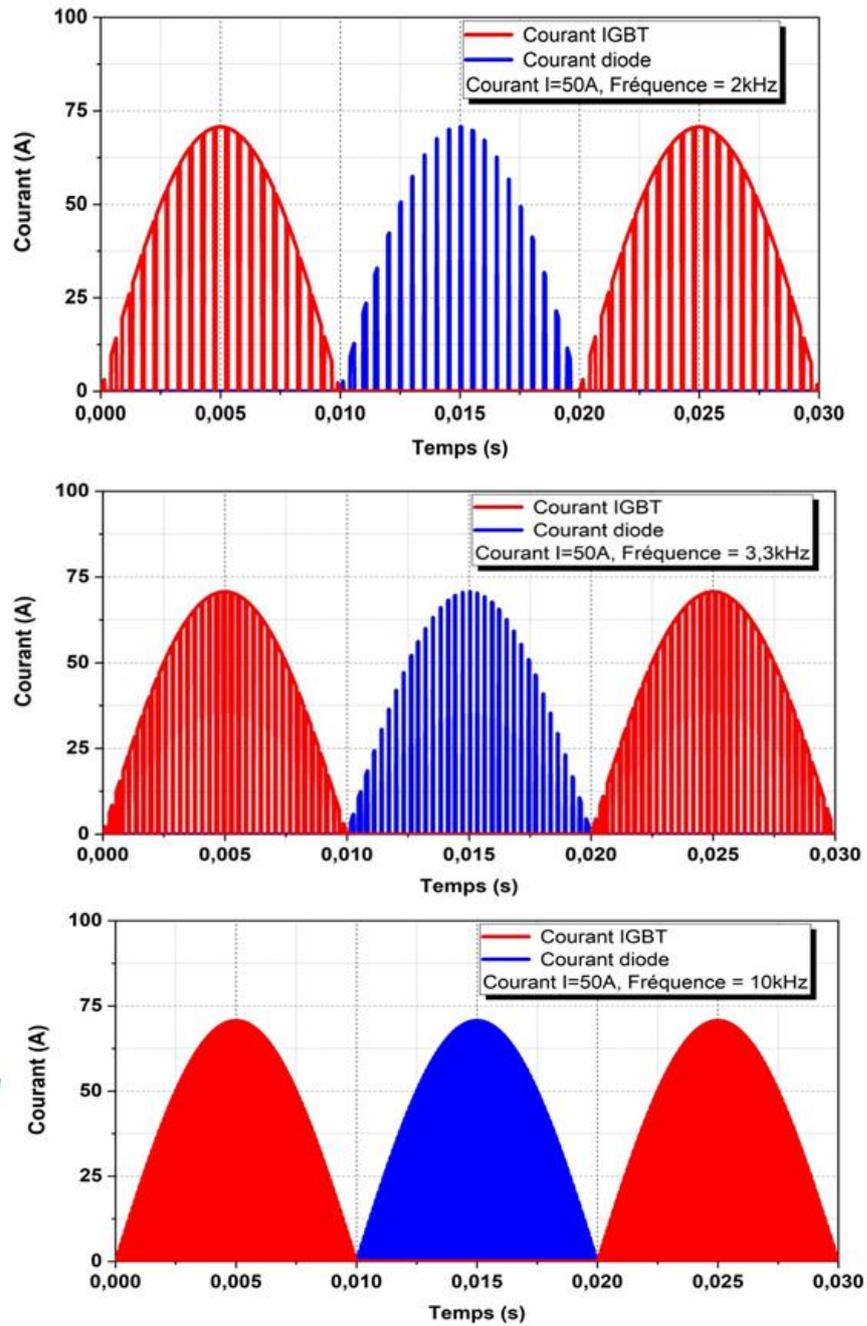


Figure.3. 14: Pertes par conduction dans la diode en fonction du courant.

## 8. Effet de commutation

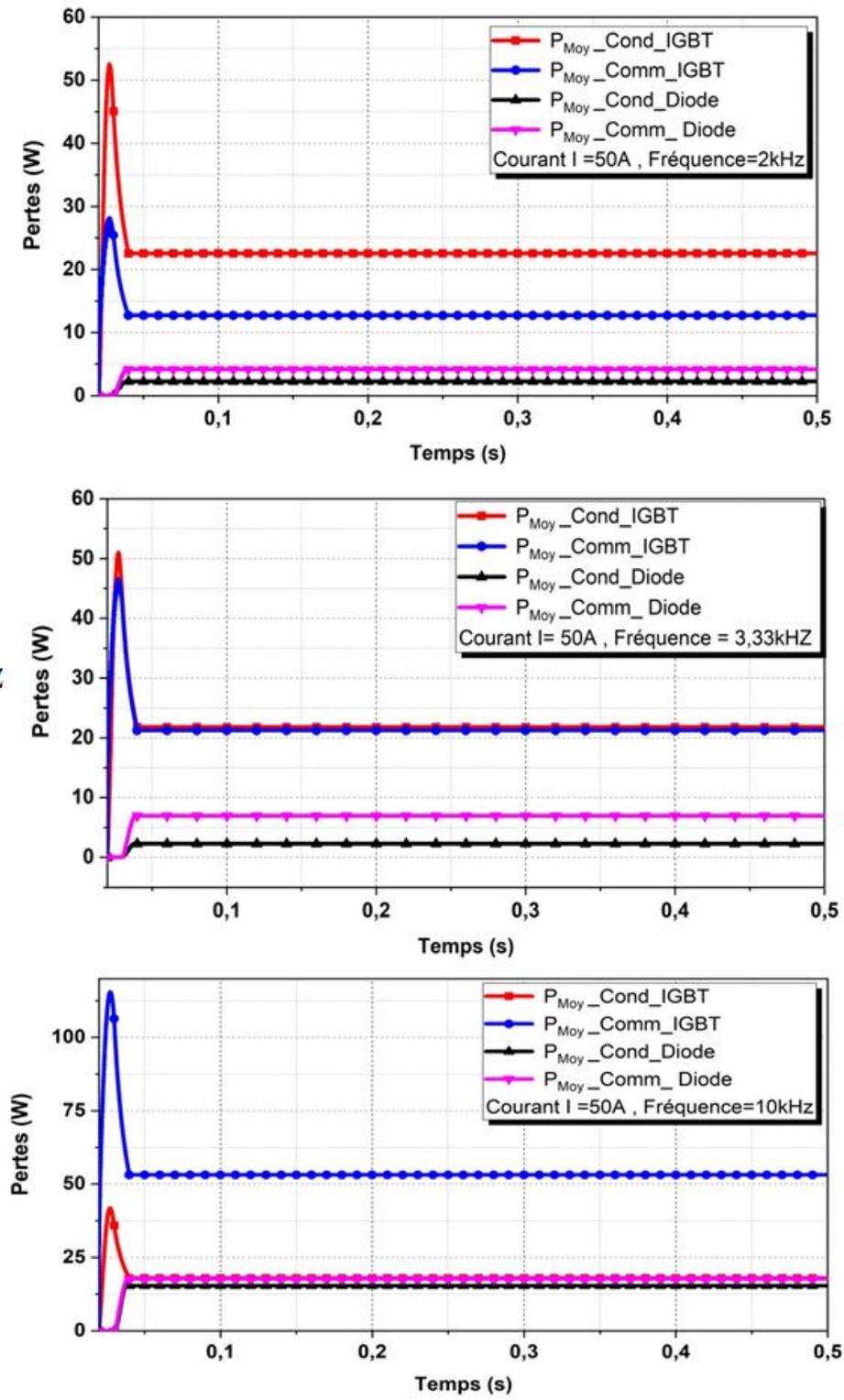
Les pertes de commutation dans les composants IGBT représentent généralement une part importante des pertes totales. Ces pertes surviennent lors de la transition de l'état ON à l'état OFF et vice versa de l'IGBT. Elles dépendent principalement des niveaux de courant et de tension commutés, de la température et de la fréquence de commutation. Nous étudions dans cette partie l'influence de différentes fréquences de commutation sur les pertes dans l'IGBT et dans la diode. Pour ce faire, nous avons choisi trois niveaux de la fréquence de commutation (2 kHz, 3,3 kHz et 10 kHz) tout en gardant un courant de conduction fixe à 50 A. Pour montrer l'effet de commutation, nous avons tracé sur la figure 3. 15 les courants dans les deux jonctions de l'IGBT et dans la diode.



**Figure.3. 15:** Courant dans l'IGBT et la diode à 2khz ,3.3khz et 10khz.

Les pertes de commutation et de conduction correspondant aux fréquences de commutation sont montrées sur la figure 3.16.

Les pertes moyennes totales dans les deux jonctions sont données sur la figure 3.17.



**Figure.3. 16:** Les pertes de puissance (conduction et commutation) de l'IGBT et la diode à 2khz ,3.3khz, et 10khz.

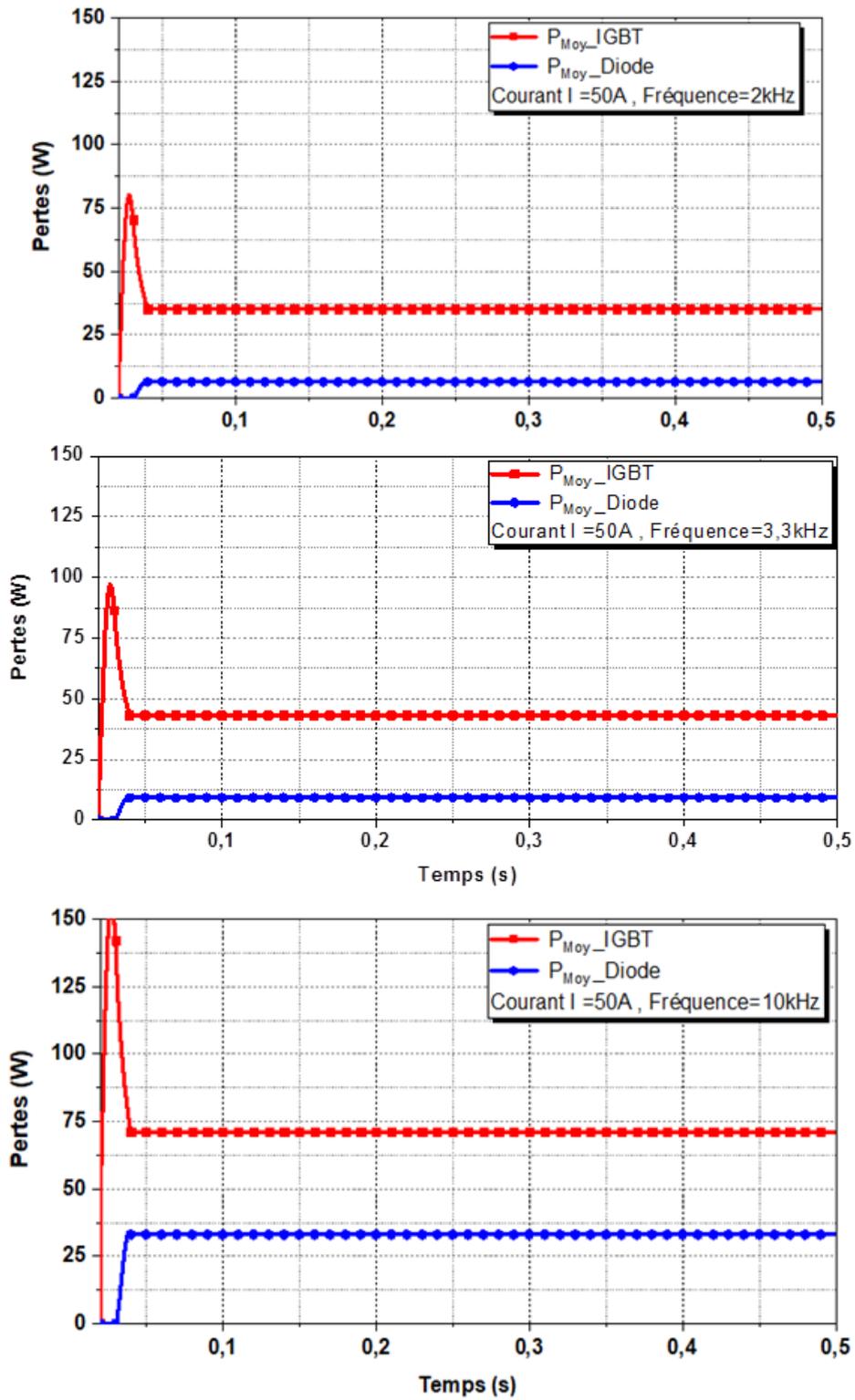


Figure.3. 17: Les pertes moyennes totales à 2khz ,3.3khz et 10khz.

### ➤ Interprétation des résultats

La fréquence de commutation a un effet significatif sur les pertes par commutation dans un IGBT ou dans la diode. Les pertes par commutation comprennent les pertes de charge/décharge des capacités parasites du dispositif et les pertes d'énergie causées par les transitions de tension et de

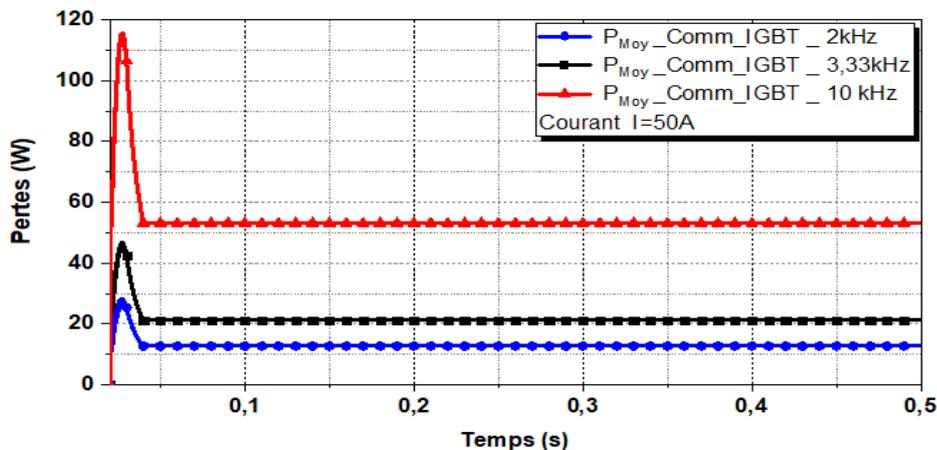
courant pendant la commutation. Les figures précédentes montrent que à mesure que la fréquence de commutation augmente, les pertes par commutation augmentent également en raison des transitions plus rapides du courant et de la tension. Cela est principalement dû aux deux facteurs suivants :

- Les pertes par commutation comprennent les pertes de charge/décharge des capacités parasites internes de l'IGBT, telles que la capacité de grille, la capacité de collecteur et les capacités de transition de jonction. Ces capacités doivent être chargées et déchargées lors des transitions de commutation. À une fréquence de commutation plus élevée, les transitions se produisent plus fréquemment, ce qui entraîne une augmentation des pertes de charge/décharge et des pertes par commutation.
- Pendant la commutation d'un IGBT, il y a des transitions rapides du courant et de la tension, ce qui entraîne des pertes d'énergie. À des fréquences de commutation plus élevées, ces transitions se produisent plus fréquemment, ce qui entraîne une augmentation des pertes d'énergie associées. Les pertes d'énergie dépendent des caractéristiques spécifiques de l'IGBT, telles que la tension de seuil, la résistance de canal, la tension de claquage, etc.

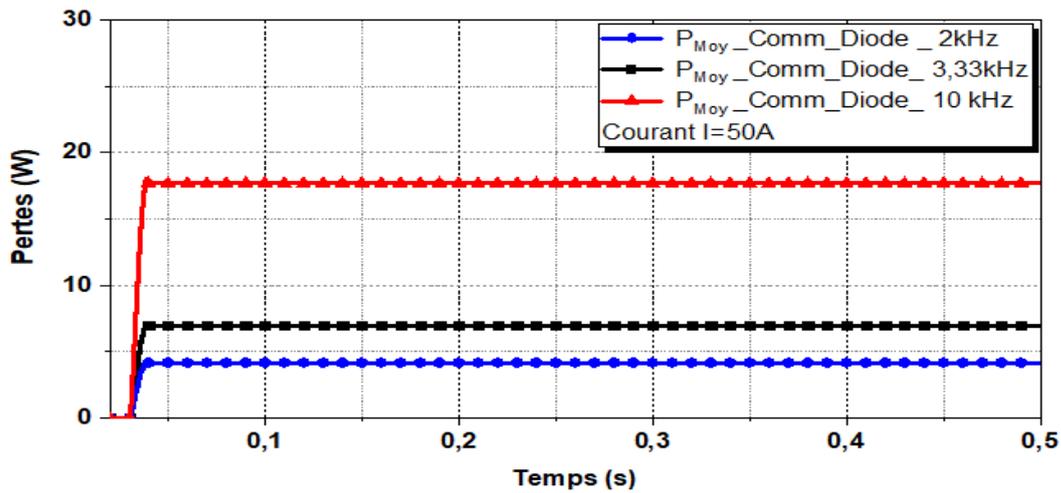
D'après les courbes de pertes, il est important de noter que les pertes par commutation augmentent généralement de manière non linéaire avec la fréquence de commutation.

### 9. Comparaison des pertes de commutation pour L'IGBT et la Diode

Les courbes des figures 18.19 montrent l'évolution des pertes par commutations dans les deux jonctions de l'IGBT et dans la diode.



**Figure.3. 18:** Pertes par commutation dans l'IGBT en fonction de la fréquence de commutation.



**Figure.3. 19:** Pertes par commutation dans la Diode en fonction de la fréquence de commutation.

## 10. Influence d'effet de commutation et de conduction sur la température

La relation entre les pertes de puissance dans un IGBT et la température du dispositif est généralement décrite par le modèle de résistance thermique de la jonction ( $R_{th}(j-c)$ ).

Le modèle de résistance thermique-jonction à boîtier définit la relation entre la différence de température entre la jonction du dispositif ( $T_j$ ) et le boîtier ( $T_c$ ) et les pertes de puissance ( $P$ ) :

$$\Delta T_j = P * R_{th}(j-c) \quad (3.10)$$

Dans cette équation,  $\Delta T_j$  est la différence de température entre la jonction du dispositif et le boîtier,  $P$  est la puissance dissipée dans l'IGBT ou dans la diode et  $R_{th}(j-c)$  est la résistance thermique-jonction à boîtier.

Il est important de noter que la relation entre les pertes de puissance et la température de l'IGBT et de la diode est également influencée par d'autres facteurs tels que les caractéristiques du système de refroidissement, l'environnement ambiant, la durée de fonctionnement, etc.

La relation entre les pertes de puissance et la température peut être utilisée pour évaluer les performances thermiques de l'IGBT dans des applications spécifiques (onduleur). Et les spécifications techniques de l'IGBT mentionnées dans l'annexe, le modèle électro-thermique proposé il peut estimer la température des jonctions de l'IGBT et de la diode en fonction des pertes dues aux conductions et commutation. Les figures (20, 21, 22 et 23) montrent les températures de jonctions (IGBT et diode) estimé en fonction des différentes pertes.

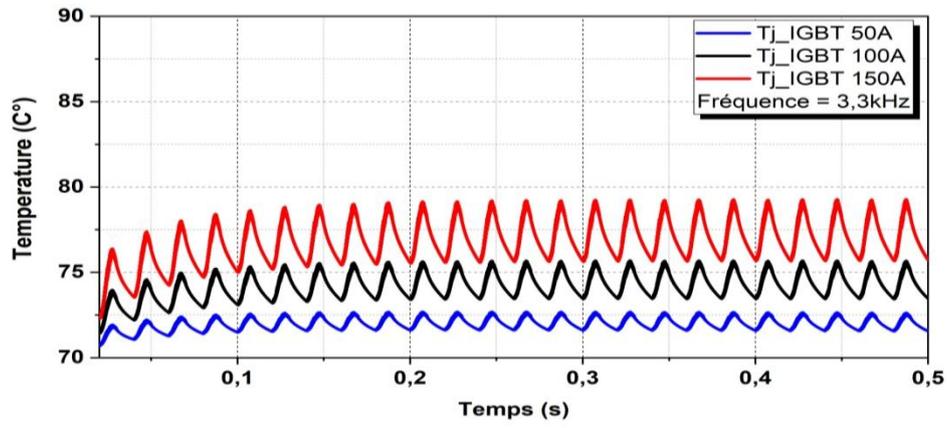


Figure.3. 20: Variation de la température de la jonction l'IGBT en fonction du courant conduction.

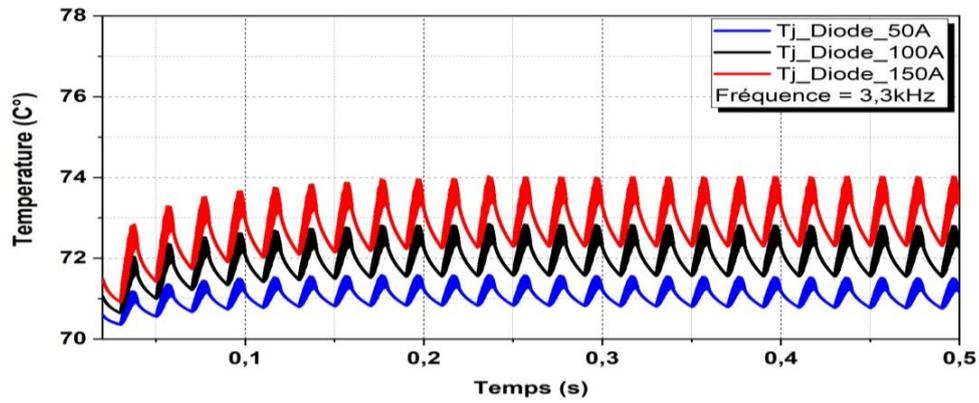


Figure.3. 21: Variation de la température de la jonction diode en fonction du courant conduction.

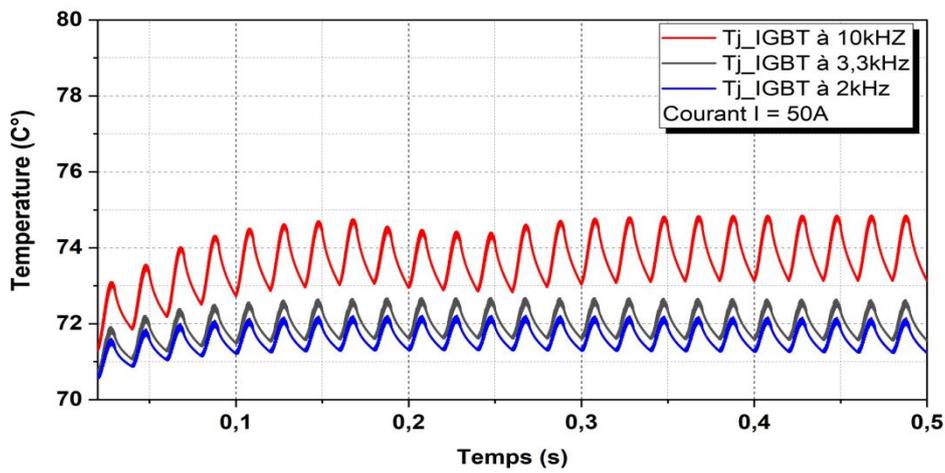
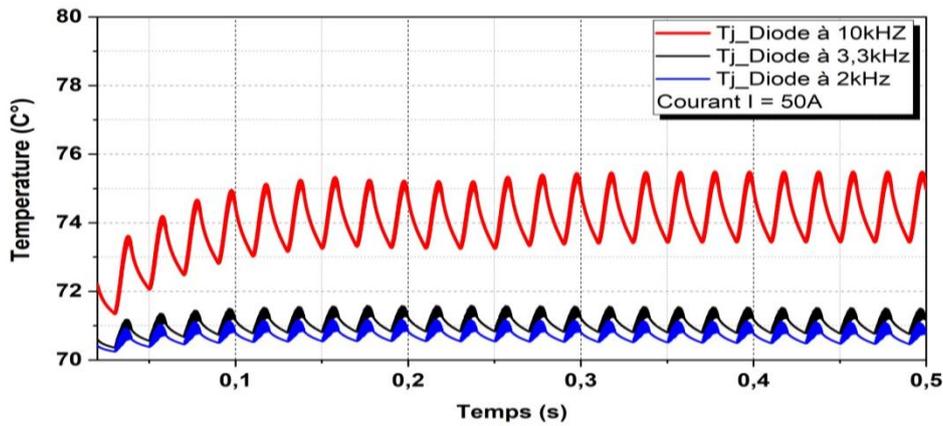


Figure.3. 22: Variation de la température de la jonction IGBT en fonction de la fréquence de commutation.



**Figure.3. 23:** Variation de la température de la jonction diode en fonction de la fréquence de commutation.

### ➤ L'interprétation des résultats

D'après les courbes de l'évolution de la température dans la jonction de l'IGBT et celle de la diode, il est clair que les pertes de conduction et de commutation ont une influence directe sur la température de l'onduleur. Ces pertes d'énergie sont converties en chaleur, ce qui entraîne une élévation de la température de l'IGBT.

Les pertes de conduction et de commutation contribuent à l'accumulation de chaleur dans l'IGBT, ce qui augmente sa température. Si la dissipation thermique du dispositif n'est pas adéquate (Radiateur), la température peut continuer à augmenter, entraînant une détérioration des performances et une réduction de la durée de vie du dispositif.

## 11. Conclusion

Le but de ce chapitre est de tester le comportement thermique d'un onduleur triphasé utilise des IGBTs. La simulation électrothermique transitoire de l'onduleur a été mise en œuvre dans un simulateur. Ce modèle électrothermique est ensuite utilisé pour prédire les températures des jonctions de l'onduleur dans différentes conditions de fonctionnement. Ensuite, on suit la fluctuation de température de jonction à différents gamme de courant et de fréquences, l'importance de prendre en compte la dépendance de la température des pertes de puissance et des effets de couplage thermique croisé dans le modèle thermique lors de la conception de l'onduleur est évaluée.

---

# **Conclusion générale**

---

## Conclusion Générale

Les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance ont connu une évolution technologique majeure axée sur l'amélioration de leur efficacité et de leur compacité. Ces améliorations sont principalement attribuées aux progrès réalisés dans la vitesse des composants semi-conducteurs de puissance, permettant ainsi de réduire les pertes liées à la commutation. Cependant, les pertes de commutation et de conduction demeurent une part importante des pertes totales dans les convertisseurs statiques. Les nouvelles configurations et technologies de conception, bien qu'offrant des avantages, peuvent poser des défis de dimensionnement en raison du phénomène de chauffage. La chaleur générée est directement liée aux pertes d'énergie du composant électronique (IGBT), et il est essentiel de limiter l'échauffement pour préserver l'intégrité du semi-conducteur et éviter toute détérioration.

La prédétermination des pertes de commutation et de conduction ainsi que d'autres performances des convertisseurs statiques sont utiles dans ce contexte. L'évolution des caractéristiques de l'IGBT monté dans un onduleur révèle des changements liés à des dégradations du composant et les fluctuations de température. Pour comprendre ces phénomènes internes, il est possible de simuler ces dégradations fonctionnelles du composant dans un point de fonctionnement pour une application industrielle. Une fois maîtrisée, cette simulation permet de prédire les dégradations.

Un modèle rapide et précis de perte de puissance dépendant de la température a été développé. Les pertes par conduction sont calculées à partir des spécifications techniques, tandis qu'un modèle de perte de commutation est mis en place. De plus, un modèle thermique complet de l'onduleur, prenant en compte l'effet de couplage thermique, a été développé. L'utilisation d'un modèle de réseau thermique basé sur le comportement pour représenter l'onduleur, incluant les modules de puissance et le dissipateur de chaleur, a été validée et analysée.

Le but de cette étude était de présenter un modèle précis pour le calcul des pertes dans un convertisseur. La modélisation du comportement électrothermique de l'IGBT de puissance à l'aide du logiciel de simulation "Portunus" a montré une bonne corrélation avec les données du fabricant pour un IGBT de référence spécifique. Cela confirme l'approche de modélisation utilisée, offrant ainsi la possibilité de dimensionner les besoins énergétiques du composant lors des commutations.

## Références bibliographiques

- [1] M. Talel CHEBBAH « Étude et simulation d'un convertisseur multiniveaux type PUC », École de technologie supérieur université du QUÉBEC, 2014.
- [2] S. CARBELLI "Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique". Thèse (2010) Université Paul Sabatier (Toulouse III).
- [3] A. Agbossou. Modélisation et mise en œuvre de l'IGBT dans un onduleur de moyenne puissance. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1996.
- [4] M. Akhbari « Modèle de cellule de commutation pour les études des pertes et de performances CEM » Thèse de INP Grenoble France, 2000.
- [5] M. Pinard « Convertisseur et EP command, description mise en œuvre» Dunod, Paris 2007
- [6] R. KACHENOURA, « Etude des pertes dans les convertisseurs statiques », THESE de DOCTORAT, Electrotechnique, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, 2015.
- [7] K. Yang, M.A.Sc et B.Eng, « transient electro-thermal analysis of traction inverters», Une thèse pour l'obtention du diplôme de Maître en sciences appliquées, Département de génie mécanique et à l'École des études supérieures, Université McMaster, Hamilton, Ontario, 2014.
- [8] G.Séguie, F.Lubriquer , PH.Delarue, « structures, commandes, applications »,livre 10<sup>e</sup> éditions, Electronique de puissance, Dunod, Paris, 2004,2011,2015.
- [9] M.N. Sabry, Compact Thermal Models for Electronic Systems, IEEE Transactions on components and packaging technologies, Vol.26, N°1 (2003), 179-185
- [10] H. Foch, « Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3152, 1989.
- [11] J.Luc Fock.S.Toou, « Caractérisation et modélisation de composants IGBT et diode PIN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques », Micro et nanotechnologies/Microélectronique, Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2010. Français.
- [12] B.J. Baliga, "Power Semiconductors Devices", North Carolina State University, PWS Publishing Company, 1996.

---

[13] [https://www.lycéechampollion.fr/IMG/pdf/plan\\_conversion\\_electronique\\_depuissance\\_20.pdf](https://www.lycéechampollion.fr/IMG/pdf/plan_conversion_electronique_depuissance_20.pdf)

[14] H. Foch, F. Forest, T. Meynard, « Onduleurs de tension », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3176, 1998.

[15] M. Musallam and C.M. Johnson, "Real-time compact thermal models for health management of power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1416–1425, Jun. 2010.

[16] A. S. Shanmuga and R. Velraj, "Thermal management of electronics: A review of literature," *Thermal Science*, vol. 12, no. 2, pp. 5-26, Feb. 2008.

[17] M. Bouarroudj-Berkani, « Etude de la fatigue thermomécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour des applications de traction de véhicules électriques et hybrides », thèse de maîtrise, École normale supérieure de Cachan – ENS, Cachan, 2008).

[18] E. WOIRGARD, "Contribution à l'étude d'une intégration hybride adaptée à l'électronique automobile", Thèse de doctorat, Université Bordeaux1, 1992.

[19] M. Ciappa, "Selected failure mechanisms of modern power modules", *Microelectronics Reliability*, Vol.42, n°4-5, pp.653-667, April-May 2002.

[20] G. Maranzana, « Modélisation thermique des composants électroniques de puissance par la méthode des quadripôle », Autre [cond-mat.other], Institut National Polytechnique, Lorraine, 2005.

[21] P. Leturcq, « Semi-conducteurs de puissance unipolaires et mixtes (partie 2) », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3109, 2002.

[22] P. Leturcq, « Physique des semi-conducteurs de puissance », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3102, 1999.

[23] J. Legal « Intégration des fonctions de protection avec les dispositifs IGBT », Micro et nanotechnologies/Microélectronique, Université Paul Sabatier, Toulouse III, 2010.

[24] MGE UPS systems « Utilisation des IGBT dans les ASI » ; 1998.

[25] Fairchild Semiconductor IGBT BASIC Application Note AN9016, February 2000

[26] Fairchild Semiconductor CALCULATION OF MAJOR IGBT OPERATING PARAMETERS Application Note ANIP9931E, August 1999

- 
- [27] R.Bausière, F.Labrique et G.Seguir « les convertisseurs de l'électronique de puissance : la conversion continue – continue (2ème édition chapitre 3 », 2-7430-0139-9.
- [28] N.Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, “POWER ELECTRONICS CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN chapitre 5”, 0-471-50537-4.
- [29] R.W.Erickson, “FUNDAMENTALS of POWER ELECTRONICS Chapitre 2 & 5”, 0-412-08541-0.
- [30] P.M. Shenoy, J.Yedinak, J.Gladish, “High performance 300 V IGBTs”; Industry Applications Society Annual Meeting, 1994. Conference Record of the 1994 IEEE , Volume, Issue, 2-6 Oct 1994 Pages: 1174 - 1181 vol.2.
- [31] A.ZÉANH, « Contribution à l'amélioration de la fiabilité des modules IGBT utilisés en environnement Aéronautique », thèse en vue de l'obtention du doctorat, Génie Mécanique, Mécanique des Matériaux, Institut National Polytechnique de Toulouse, TOULOUSE, 2009.
- [32] P. McCluskey & al. "Packaging of power electronics for high temperature applications", Advancing Microelectronics, pp 19-24, January/Fbruary 1998.
- [33] O. N. Faur, "Modélisation thermoélectrique des modules IGBT pour une opération transitoire", thèse de maîtrise, Département de technologie de l'énergie, Université d'Aalborg, Danemark, 2013.
- [34] A.AMMOUS, « Modélisation électrothermique de l'IGBT (Transistor Bipolaire à Grille Isolée) Application à la simulation du courts-circuits », Thèse de doctorat, INSA de Lyon, octobre 1998. 37.
- [35] G.COQUERY, R.LALLEMAND, M.PITON, D.WAGNER, H.BERG et S.KARLHEINZ, «<Reliability improvement of the soldering thermal fatigue with AlSiC technology on traction high power IGBT modules», dans «Proceedings of the 2003 European Power Electronics Conferences, [EPE99], p. non.
- [36] Y.Metayrek, “Analyse thermique à haute résolution spatiale par thermo réflectance de composants de puissance, Autre, Université Paris-Saclay, Paris, 2022.
- [37] Y.HAMRI, « modélisation de la dynamique thermique d'un IGBT en commutation dans un système électronique de puissance », mémoire de la maîtrise, génie électrique, université du Québec à Trois-Rivières, Québec, mars 2000.

- 
- [38] N.Mokeddem, « Analyse et modélisation de l'effet de la température sur les caractéristiques électriques d'un H.B.T de puissance », THESE Présentée pour l'obtention du grade de DOCTEUR EN SCIENCES, Microélectronique, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2020.
- [39] W. Habra, « Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance », Micro et nanotechnologies, Microélectronique. Université Paul Sabatier ,Toulouse III, 2007.
- [40] Y. Cengel and A. Ghajar, Fundamentals of heat and mass transfer: Fundamentals & Applications. New York, NY: McGraw-Hill, Feb.2010.
- [41] A.F. Robertson and D. Gross, “ An electrical-analog method for transient heat-flow analysis,” Journal of Research of the National Bureau of Standards, vol.61, no. 2, pp. 105-115, Aug. 1958.
- [42] X. Hu, S. Lin, S. Stanton, and W. Lian, “A foster network thermal model for HEV/EV battery modeling,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 4, pp. 1692-1699, Jul. 2011.
- [43] Z. Khatir, S. Carubelli, and F. Lecoq, “Real-time computation of thermal constraints in multichip power electronic devices,” IEEE Transactions on Component and Packaging Technologies, vol. 27, no. 2, pp. 337-344, Jun. 2004.
- [44] M. März and P. Nance, Thermal modeling of power electronic systems. Munich: Infineon Technologies; 2000.
- [45] M. T. Rodriguez, N. Y. A. Shammass, A.T. Plumpton, D. Newcombe, and D.E. Crees, “Static and dynamic finite element modelling of thermal fatigue effects in insulated gate bipolar transistor modules,” Microelectronics Reliability, vol. 40, no. 3, pp. 455- 463, Mar. 2000.
- [46] : Groupe schneider, Merlin gerin, medicon, sguare D, telemecanique “Les techniques de commande du moteur asynchrone” La magazine Schneider de l'enseignement technologique et professionnel Internationale, 1998
- [47] M. Yaichi, “Analyse de la technique SVM appliquée aux onduleurs multiniveaux”, Mémoire de Magister de l'université Djillali-Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Département d'électrotechnique, 2006.

---

[48] Djafer LALILI, “MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone”, Thèse de doctorat en Génie électrique, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Algérie, 2009

[49] A. Bouzidi, M. Bouchareb, “Commande par mode glissant d’un D-STATCOM multiniveaux”, Mémoire de Magister, Université de M’Sila, 2011.

[50] S. Senni, P. Wolfs, “Space vector modulation for three-leg voltage source inverters”, Central Queensland University.

---

# **ANNEXE**

## Technische Information / technical information

IGBT-Module  
IGBT-modules

# BSM300GB120DLC



62mm C-Serien Modul mit low loss IGBT2 und EmCon Diode  
62mm C-series module with low loss IGBT2 and EmCon diode

### IGBT-Wechselrichter / IGBT-inverter

#### Höchstzulässige Werte / maximum rated values

Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	$V_{CEs}$	1200	V
Kollektor-Dauergleichstrom DC-collector current	$T_C = 80^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$I_{C, nom}$ $I_C$	300 625	A A
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_P = 1 \text{ ms}$	$I_{CRM}$	600	A
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$P_{Tot}$	2500	W
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		$V_{GEs}$	+/-20	V

#### Charakteristische Werte / characteristic values

			min.	typ.	max.		
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 300 \text{ A}, V_{CE} = 15 \text{ V}$ $I_C = 300 \text{ A}, V_{CE} = 15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_{CE sat}$	2,10 2,40	2,60	V V	
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 12,0 \text{ mA}, V_{CE} = V_{CE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{GEth}$	4,5	5,5	6,5	V
Gateladung gate charge	$V_{CE} = -15 \text{ V} \dots +15 \text{ V}$		$Q_C$	3,20		$\mu\text{C}$	
Interner Gatewiderstand internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{Gint}$	1,0		$\Omega$	
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1 \text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{CE} = 0 \text{ V}$		$C_{in}$	21,0		nF	
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1 \text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{CE} = 0 \text{ V}$		$C_{res}$	1,40		nF	

Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 1200\text{ V}, V_{CE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$I_{CES}$			5,0	mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$I_{CES}$			400	nA
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-on delay time (inductive load)	$I_C = 300\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{CE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 3,3\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	$t_{don}$		0,11 0,12	$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 300\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{CE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 3,3\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	$t_r$		0,06 0,07	$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-off delay time (inductive load)	$I_C = 300\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{CE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 3,3\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	$t_{doff}$		0,55 0,57	$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 300\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{CE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 3,3\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	$t_f$		0,07 0,08	$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 300\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}, L_S = 60\text{ nH}$ $V_{CE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 6000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^\circ\text{C})$ $R_{Gon} = 3,3\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	$E_{on}$		24,0 35,0	mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 300\text{ A}, V_{CE} = 600\text{ V}, L_S = 60\text{ nH}$ $V_{CE} = \pm 15\text{ V}, du/dt = 4000\text{ V}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^\circ\text{C})$ $R_{Goff} = 3,3\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	$E_{off}$		25,0 36,0	mJ mJ
Kurzschlussverhalten SC data	$V_{CE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 900\text{ V}$ $V_{CEmax} = V_{CES} - L_{ICE} \cdot di/dt$ $t_P \leq 10\ \mu\text{s}, T_{vj} = 125^\circ\text{C}$		$I_{SC}$		1800	A
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro IGBT per IGBT		$R_{thJC}$		0,05	K/W
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{Pc/si} = 1\text{ W/(m}\cdot\text{K)} / \lambda_{gr/case} = 1\text{ W/(m}\cdot\text{K)}$		$R_{thCH}$		0,03	K/W

prepared by: Martin Knecht	date of publication: 2007-10-18
approved by: Wilhelm Rusche	revision: 3.2

Technische Information / technical information

IGBT-Module  
IGBT-modules

BSM300GB120DLC



**Diode-Wechselrichter / diode-inverter**

**Höchstzulässige Werte / maximum rated values**

Periodische Spitzensperrspannung repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	$V_{RRM}$	1200	V
Dauergleichstrom DC forward current		$I_F$	300	A
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forward current	$t_p = 1 \text{ ms}$	$I_{FRM}$	600	A
Grenzlastintegral $I^2t$ -value	$V_R = 0 \text{ V}, t_p = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$I^2t$	19000	$\text{A}^2\text{s}$

**Charakteristische Werte / characteristic values**

			min.	typ.	max.	
Durchlassspannung forward voltage	$I_F = 300 \text{ A}, V_{CE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 300 \text{ A}, V_{CE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_F$	1,80 1,70	2,30	V V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = 300 \text{ A}, -di_F/dt = 6000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $V_R = 600 \text{ V}$ $V_{CE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$I_{RM}$	350 420		A A
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = 300 \text{ A}, -di_F/dt = 6000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $V_R = 600 \text{ V}$ $V_{CE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$Q_r$	28,0 58,0		$\mu\text{C}$ $\mu\text{C}$
Abschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = 300 \text{ A}, -di_F/dt = 6000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $V_R = 600 \text{ V}$ $V_{CE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$E_{rr}$	9,00 21,0		mJ mJ
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro Diode per diode		$R_{thJC}$		0,125	KW
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{Pakete} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{Gehäuse} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		$R_{thCH}$	0,06		KW

prepared by: Martin Knecht	date of publication: 2007-10-18
approved by: Wilhelm Rusche	revision: 3.2

# Technische Information / technical information

IGBT-Module  
IGBT-modules

## BSM300GB120DLC



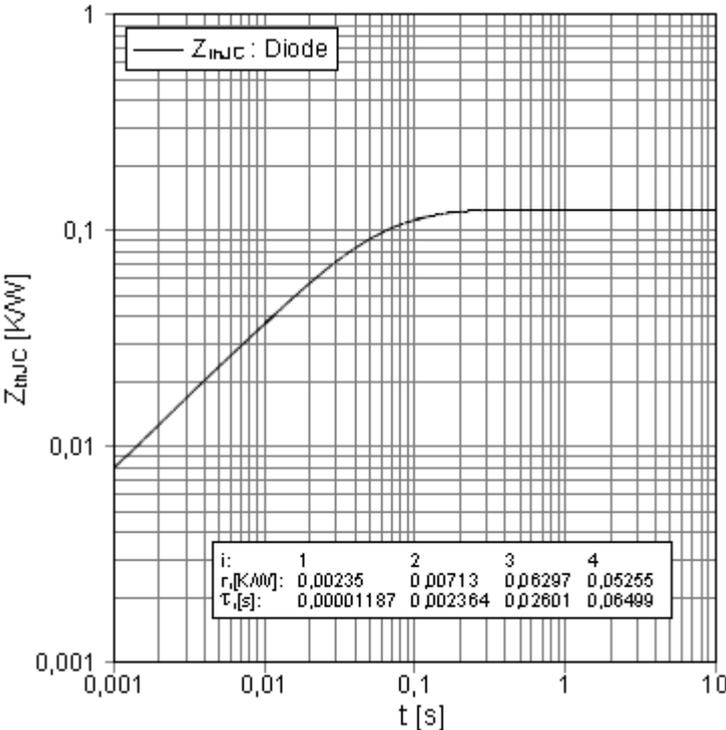
### Modul / module

Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V <sub>ISO</sub>	2,5		kV
Material Modulgrundplatte material of module baseplate			Cu		
Material für innere Isolation material for internal insulation			Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>		
Kriechstrecke creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		29,0 23,0		mm
Luftstrecke clearance distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		23,0 11,0		mm
Vergleichszahl der Kriechwegbildung comparative tracking index		CTI	> 400		
			min.	typ.	max.
Übergangswärmeleitwert thermal resistance, case to heatsink	pro Modul / per module $\lambda_{\text{Paste}} = 1 \text{ W/(m}^2\text{K)} / \lambda_{\text{Grease}} = 1 \text{ W/(m}^2\text{K)}$	R <sub>thCH</sub>	0,01		K/W
Modulinduktivität stray inductance module		L <sub>CE</sub>	20		nH
Modulleitwertwiderstand, Anschlüsse - Chip module lead resistance, terminals - chip	T <sub>C</sub> = 25°C, pro Schalter / per switch	R <sub>CC+EE</sub>	0,70		mΩ
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T <sub>vj max</sub>			150 °C
Temperatur im Schaltbetrieb temperature under switching conditions	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T <sub>vj sp</sub>	-40		125 °C
Lagertemperatur storage temperature		T <sub>stg</sub>	-40		125 °C
Anzugsdrehmoment f. mech. Befestigung mounting torque	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M6 - mounting according to valid application note	M	3,00	-	6,00 Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse terminal connection torque	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M6 - mounting according to valid application note	M	2,5	-	5,0 Nm
Gewicht weight		G	340		g

prepared by: Martin Knecht	date of publication: 2007-10-18
approved by: Wilhelm Rusche	revision: 3.2

**Transient thermal Impedance diode- inverter**

**$Z_{th,JC} = f(t)$**



## ملخص

لتحسين كفاءة وكثافة المحولات الثابتة في الإلكترونيات القوية، يتم استخدام نماذج حرارية دقيقة لتقييم الخسائر. تتسبب التغيرات في درجة الحرارة في تأثير كبير على الخصائص الكهربائية للمكونات والدوائر الإلكترونية. تعد الخسائر في الشبه موصلات، مثل ترانزستورات البيبولر العازلة (IGBT) والثنائيات، أمرًا ضروريًا للنظر فيه أثناء حساب الخسائر الإجمالية في محول إلكتروني للقوى. يتم استخدام IGBT كمفتاح رئيسية، بينما تستخدم الثنائيات في دائرة العجلة الحرة. يتطلب ذلك نمذجة دقيقة لحساب هذه الخسائر، حيث تمثل نسبة كبيرة من الخسائر الإجمالية. في هذا السياق، يتم اقتراح نموذج حراري لتقدير الخسائر في خلية التبديل الأساسية IGBT-Diode باستخدام محاكي (Portunus). تتضمن طريقة حساب الخسائر في الشبه موصلات تحليل تأثير التيار التوصيل وتردد التبديل على الخسائر الطاقية ودرجة حرارة الانضمام. يأخذ هذا النموذج في الاعتبار الظواهر الرئيسية المرتبطة بالتبديل باستخدام نهج زمني. يهدف النموذج إلى تحسين أداء المحولات من خلال تلبية المتطلبات المتزايدة في الأداء الكهربائي والحراري والتكامل والموثوقية. توضح الدراسة المقارنة لنتائج محاكاة المحول العاكس المزايا والقيود لهذا النموذج.

**الكلمات المفتاحية:** ترانزستور ذو بوابة عازلة, توصيلة ثنائية, خسائر التبديل, خسائر التوصيل, درجة حرارة الوصلة

## Résumé

Pour améliorer l'efficacité et la compacité des convertisseurs statiques en électronique de puissance, des modèles thermiques précis sont utilisés pour évaluer les pertes. Les variations de température ont un impact significatif sur les caractéristiques électriques des composants et des circuits électroniques. Les pertes dans les semi-conducteurs, tels que les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) et les diodes, sont essentielles à prendre en compte lors du calcul des pertes totales dans un convertisseur d'électronique de puissance. Les IGBT sont utilisés comme interrupteurs principaux, tandis que les diodes sont utilisées pour le circuit de roue libre. Une modélisation précise est nécessaire pour calculer ces pertes, car elles représentent une part importante des pertes totales. Dans cette perspective, un modèle thermique est proposé pour estimer les pertes dans une cellule élémentaire de commutation IGBT-Diode à l'aide d'un simulateur (Portunus). La méthode de calcul des pertes dans les semi-conducteurs implique l'analyse de l'effet du courant de conduction et de la fréquence de commutation sur les pertes de puissance et la température de jonction. Ce modèle prend en compte les principaux phénomènes liés à la commutation en utilisant une approche temporelle. Son objectif est d'optimiser les performances des convertisseurs en répondant aux exigences croissantes en termes de performances électriques, thermiques, d'intégration et de fiabilité. Une étude comparative des résultats de simulation de l'onduleur permet de mettre en évidence les avantages et les limites de cette méthode.

**Mots clés :** IGBT, Diode, pertes de commutation, pertes conduction, température de jonction.

---

## Abstract

To improve the efficiency and compactness of static converters in power electronics, accurate thermal models are used to evaluate losses. Temperature variations have a significant impact on the electrical characteristics of components and electronic circuits. Losses in semiconductors, such as Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) and diodes, are crucial to consider when calculating total losses in a power electronic converter. IGBTs are used as the main switches, while diodes are used in the freewheeling circuit. Precise modeling is necessary to calculate these losses as they constitute a significant portion of the total losses. In this context, a thermal model is proposed to estimate losses in a basic IGBT-Diode switching cell using a simulator (Portunus). The method for calculating losses in semiconductors involves analyzing the effect of conduction current and switching frequency on power losses and junction temperature. This model considers the key phenomena associated with switching using a time-domain approach. Its objective is to optimize converter performance by meeting increasing requirements in terms of electrical, thermal, integration, and reliability performance. A comparative study of inverter simulation results highlights the advantages and limitations of this method.

**Keywords:** Insulated Gate Bipolar Transistor, Diode, Switching losses, Conduction losses, Junction temperature