

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou
Faculté de Génie Electrique et d'informatique
Département d'Electrotechnique



MEMOIRE

De fin d'étude
En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique
Option : Machines électriques

Thème

Systèmes de refroidissement en électronique de puissance

Proposé et dirigé par

- Mme R.KACHENOURA

Réalisé par :

- GAOUIR Samir
- MOHAND OUSSAID Mounir

Promotion 2011/2012

Remerciements et dédicaces

Je tiens en premier lieu à remercier et à témoigner ma gratitude à toute ma famille et en particulier à mes parents, pour m'avoir soutenue et aidé pendant tout mon long cursus universitaire.

Je remercie tous les profs qui ont contribué de près ou de loin à ma formation, tous les amis de la section d'électrotechnique, ainsi que tous les anciens que j'ai côtoyés durant toutes ces années.

Un clin d'œil à mes potes de Cyberock Informatique (Au grand complet).

Je remercie très sincèrement notre encadreur, Mme R.KACHENOURA, qui nous a beaucoup appris.

GAOUIR Samir.

A ceux qui m'ont toujours bercé de l'amour et sans leurs soutiens et leurs affections, ce mémoire n'aurait jamais vu le jour, je vous dois beaucoup à mes chers parents.

À mes chers frères et sœurs qui ont toujours été à l'arrière comme un soutien permanent.

Et à toute ma grande famille, Mohand Oussaid.

À tous mes amis.

MOHAND OUSSAID Mounir.

Sommaire

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

Chapitre I

I.1.Introduction.....	03
I.2.L'électronique de puissance (EP) et la gestion thermique.....	03
I.2.1. Les composants passifs.....	03
I.2.2. Les composants à semi-conducteurs.....	04
I.2.3. L'origine des pertes dans les semi-conducteurs.....	06
I.3. Les composants semi-conducteurs les plus utilisés.....	08
I.3.1. L'IGBT.....	09
I.3.2. Les Bipolaires.....	10
I.3.2.1.Le Thyristor.....	10
I.3.2.2.Le thyristor GTO.....	11
I.3.2.3L'IGCT.....	14
I.3.2.4.L'ETO.....	16
I.4. Les boîtiers.....	19
I.4.1. Les modules.....	19
I.4.1.1. Composition du boîtier.....	19
I.4.1.2. Montage.....	20
I.4.2. Les boîtiers pressés.....	21
I.4.2.1. Composition des boîtiers pressés.....	21
I.4.2.1.1.Les boîtiers classiques.....	22
I.4.2.1.2. Le boîtier de l'IGCT.....	23

I.4.2.2. Le montage des boitiers.....	25
I.5 Conclusion.....	26

Chapitre II

II.1. Introduction.....	27
II.2. Les différents modes de transfert de la chaleur.....	27
II.2.1. Transfert de la chaleur par conduction.....	28
II.2.2. Transfert de chaleur par convection.....	30
II.2.3. Transfert de chaleur par rayonnement.....	33
II.3. Notion de résistance thermique.....	37
II.4.les phénomènes physiques intervenants dans les composants semi-conducteurs.....	39
II.4.1. Effet Seebeck.....	40
II.4.2. Effet Peltier.....	41
II.4.3. Effet Thomson.....	42
II.5. Effet Joule.....	43
II.6.Conclusion.....	45

Chapitre III

III.1. Introduction.....	47
III.2. Différentestechniquesderefroidissement.....	47
III.2.1Techniquesderefroidissementactif.....	48

III.2.2 Techniques de refroidissement passif.....	50
III.2.2.1 Refroidissement par écoulement d'air.....	50
III.2.2.2 Refroidissement par changement de phase solide-liquide.....	51
III.2.2.3 Refroidissement par changement de phase liquide-vapeur.....	52
III.2.2.4. Refroidissement par immersion dans un fluide diélectrique.....	53
III.2.2.5 Refroidissement par caloduc.....	54
a) Principe de fonctionnement.....	54
b) Réseaux capillaires.....	55
c) Les fluides.....	57
III .2.2.6 Thermosiphons et caloducs assistés par la gravité.....	58
III.2.2.7 Caloducs tournants.....	59
III.2.2.8 Boucle à pompage capillaire.....	60
III.2.2.9 Caloduc pulsés.....	61
III.2.2.10. Refroidissement par thermosiphon.....	61
III.2.2.11. Refroidissement par boucle diphasique CPL (Capillary Pumped Loop) et LHP (Loop Heat Pipe).....	63
III.3. Refroidissement de composants électroniques.....	68

III.4 Refroidissement par dispositifs thermoélectriques.....	70
III.5 Conclusion.....	71

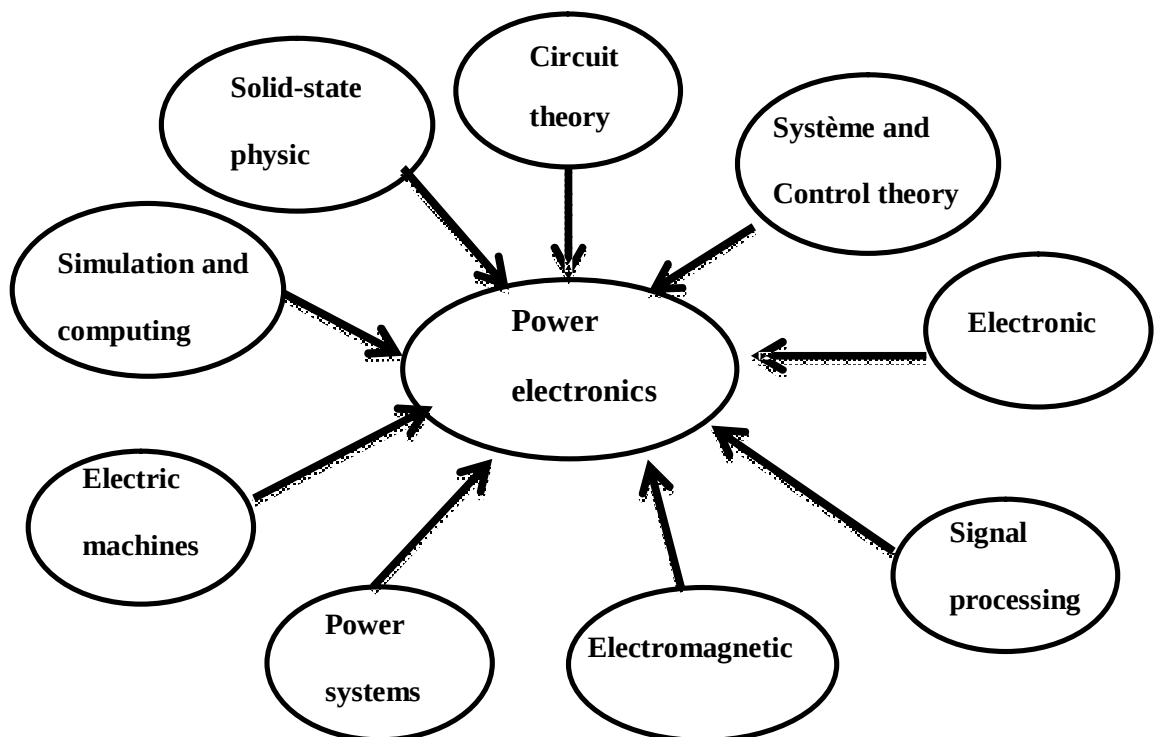
Chapitre IV

IV.1. Introduction.....	
IV.2. Introduction à la modélisation électrothermique pour les dispositifs électroniques de puissance.....	
IV.3. Modèle de pertes dans les semi-conducteurs.....	
IV.4. Signal de commande et courant dans la cellule.....	
IV.5. Conclusion.....	
Conclusion générale.....	

Introduction générale

Introduction générale

Dans le soucis de préserver l'environnement et de réduire les émissions de gaz à effet de serre, produit par la combustion des produits tirés du pétrole, un accent a été mis sur le développement de nouvelles technologies, ainsi que des sources d'énergie alternatives, plus efficaces et moins polluantes. A titre d'exemple, l'industrie de l'automobile est accusée d'être l'une des principales sources du réchauffement global, des pluies acides et des maladies relatives aux poumons, comme le cancer et l'asthme. Rappelons aussi, que la dépendance du monde à l'égard des énergies fossiles comme le pétrole, ne cesse de croître, tandis que les gisements diminuent. En cela l'électronique de puissance est l'âme de toute la gestion de l'énergie dans le futur, elle est rencontrée dans le monde industriel sous diverses formes, est aussi présente dans beaucoup de domaines, on la trouve dans la commande industrielle des moteurs, les alimentations sans interruptions (UPS), la traction électrique, la gestion des sources d'énergie éoliennes ou solaires, les ascenseurs, les appareils domestiques.....etc. elle est multidisciplinaire. L'électronique de puissance est née avec l'apparition des composants semi-conducteurs à jonctions comme les diodes, les transistors bipolaires et les thyristors. Depuis une vingtaine d'années, les développements technologiques des semi-conducteurs et les avancées des techniques de gravure des circuits intégrés, ouvrent la voie à de nouveaux champs d'application qui vont de la physique fondamentale à la micromécanique en passant par la biologie et la chimie. Bien que récents, ces domaines comptent déjà des réalisations impressionnantes.



Introduction générale

Les modules à semi-conducteurs de puissance comme le MOS ou l'IGBT, couvrent aujourd'hui une large gamme, allant d'une dizaine à quelques milliers d'ampères et de 300 à 6500 [V], afin de se conformer aux désirs d'une multitude d'applications dans les domaines des fortes et des moyennes puissances.

Les puces semi-conductrices qui sont à l'intérieur des modules de puissance sont réalisées à partir d'un matériau de faible volume. C'est en général une pastille de Silicium (Si), de section typique allant de quelques [mm²] au [cm²] et d'épaisseurs comprises entre 70 et 500 [μm].

Cette course vers la miniaturisation entraîne des sévères contraintes de fonctionnement pour ces composants, et notamment à un niveau de la température de fonctionnement. Car, dans cette petite pastille de quelques dizaines de [mm³], une puissance pouvant aller de quelques dizaines à quelques centaines de watt, peut être dissipée. Sous peine d'une importante montée en température et donc d'une destruction de la puce, le boîtier qui la renferme doit permettre une évacuation efficace de ce flux thermique, car pour fonctionner correctement, les composants de puissance doivent avoir une température de jonction inférieure à une limite de fonctionnement spécifiée par le fabricant.

Le calibre en puissance et en fréquence d'un semi-conducteur de puissance en régime permanent, n'est en général pas limité par ses caractéristiques électriques et physiques intrinsèques mais plutôt par son environnement et en particulier par son système de refroidissement. Ainsi, s'il est efficacement refroidi, un composant semi-conducteur de puissance, peut sans problème dissiper des flux de chaleur de plusieurs centaines de watt par centimètre carré. Dans la plupart des cas, il est illusoire de vouloir évacuer de tels niveaux de densité de flux de chaleur avec de simples dissipateurs à air. Il est donc primordial de concevoir des systèmes énergétiques efficaces pour le refroidissement de ces composants afin d'éviter des surchauffes locales ou globales.

L'étude du comportement thermique des composants électroniques et des assemblages de puissance tient aujourd'hui une place capitale dans la conception des fonctions électroniques. De tous les composants constituant un système électrique, les convertisseurs de puissance sont certainement les éléments les plus exposés aux contraintes électriques et thermiques induits par les signaux. Un sous dimensionnement ou une mauvaise conception peuvent réduire dramatiquement la durée de vie du composant ou tout simplement ne pas répondre aux exigences strictes des normes.

Lorsque l'on sait le coût de conception de prototype dans le secteur des semi-conducteurs, il est préférable d'éviter les ratés. En cela la CAO constitue un outil idéal dans

le sens où elle permet d'effectuer toute une palette de tests, de vérifier ou de mettre en évidence des phénomènes indésirables sans avoir à passer par une conception matérielle coûteuse.

Un des points clés consiste donc à posséder des modèles informatiques performants pour permettre à la CAO des prédictions suffisamment précises.

Du fait du jeu des interrupteurs, un convertisseur d'électronique de puissance change plusieurs fois de configurations sur une période de fonctionnement, ce qui en fait un système à topologie variable. Par ailleurs, la représentation d'un système à base d'électronique de puissance part de la connaissance de la physique du comportement du système, c'est-à-dire généralement des équations différentielles à coefficients variables qui régissent ses variables d'état.

Ainsi, l'étude du comportement thermique du composant aide donc à prévoir sa fiabilité, sa durée de vie et l'évolution de ses performances dans le temps. Car l'évacuation de la chaleur est devenue le problème majeur à résoudre pour développer les composants miniaturisés et augmenter leurs conditions d'utilisation.

Le présent travail s'articule autour de quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, on débute par montrer l'intérêt d'une étude et d'une gestion thermique en électronique de puissance. Après avoir montré l'origine des pertes dans les semi-conducteurs, on présente les composants ainsi que les boîtiers utilisés en électronique de forte puissance.
- Le deuxième chapitre porte sur la présentation, d'abord des différents modes de transfert de chaleur, puis de la notion de "Résistance thermique". Et enfin nous donnerons un aperçu sur les phénomènes physiques provoquant des échauffements dans les composants semi-conducteurs.
- Le troisième chapitre est consacré à l'état de l'art des systèmes de refroidissement existants.
- Dans le quatrième chapitre, on présente une méthode de calcul des pertes en commutation et en conduction dans une cellule de commutation. Elle se base sur la détection des valeurs instantanées du courant de charge à commuter, et des instants de commutations. Pour enfin avoir l'évolution de la température de jonction

La conclusion générale synthétisera tout notre travail et nos principaux résultats, et les enseignements qui en découlent.

Chapitre I :
Composants semi-conducteurs en
électronique de puissance

I.1.Introduction

Grace aux progrès technologiques réalisés en électronique, les composants deviennent de plus en plus performants; simultanément leur taille décroît et la fréquence de fonctionnement augmente. Les densités de pertes thermiques dans les composants électroniques deviennent très importantes, il est donc nécessaire, de maintenir la température des composants à des valeurs permettant un bon fonctionnement. Les composants en silicium admettent une température maximale comprise entre 120 °C et 150°C. Cela implique que la conception d'un circuit électronique doit être accompagnée d'une étude thermique pour assurer et valider son fonctionnement [Maria.IVANOVA].

I.2.L'électronique de puissance (EP) et la gestion thermique

L'électronique de puissance (EP) englobe tous les genres de convertisseurs statiques de puissance, qui sont constitués de composants semi-conducteurs, essentiellement à base de Silicium (Si) qui a une température de rupture qui avoisine les 120°C. Ces composants semi-conducteurs sont souvent associés à des composants passifs (résistances, inductances, condensateurs....etc.). Ces convertisseurs statiques assurent la conversion et la commande de l'écoulement de l'énergie électrique d'une source d'énergie à une charge utilisatrice. Et ce, en convertissant le courant électrique donné par ces sources d'énergie, en un type de puissance appropriée.

I.2.1. Les composants passifs

- Les résistances sont caractérisées par la puissance maximale qu'elles peuvent dissiper (0,25 W ; 0,5 W ; 1 W...) et par la technologie utilisée lors de leur fabrication (au carbone, à couches métalliques, bobinées...). Il n'existe aucune valeur limite standard de température pour les résistances. La chaleur qu'elles peuvent pratiquement dissiper, sans être détériorées, dépend du mode de refroidissement : conduction, convection et rayonnement. Les caractéristiques thermiques données par le fabricant sont basées sur l'évacuation de la plus grande partie de la chaleur par convection et rayonnement et par conduction au travers de leurs connexions de sortie vers le circuit qui les supporte: on obtient typiquement des résistances thermiques de 40 à 150 °C/W. Une réduction notable de la température de la résistance est obtenue en favorisant le transfert

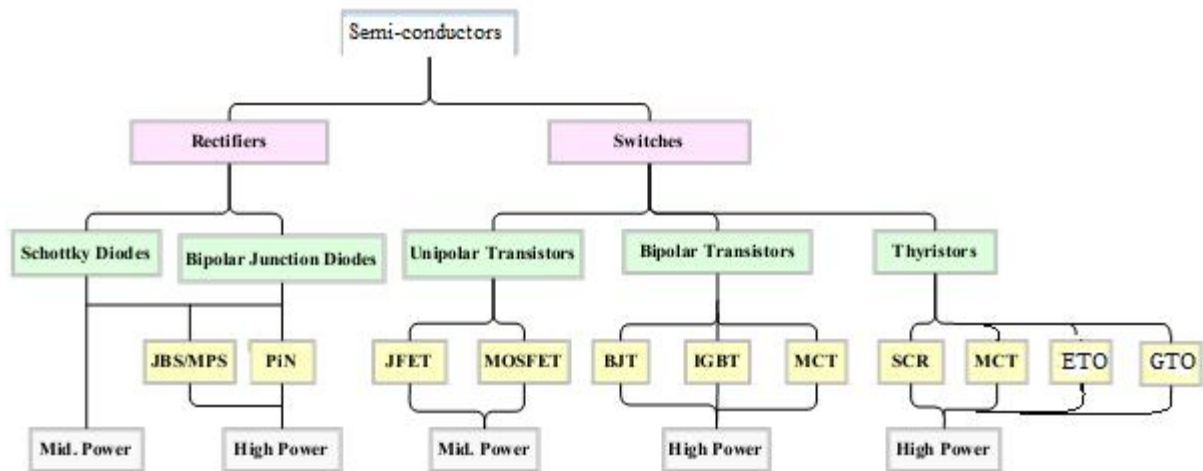
Par conduction vers le puits thermique.

- Les inductances et autres composants comportant des enroulements (transformateurs, relais...) produisent par effet Joule une quantité de chaleur qui, par l'élévation du niveau de température qu'elle entraîne, peut provoquer une détérioration des matériaux isolants entrant dans la fabrication des enroulements.
- Les condensateurs ne produisent pratiquement pas d'énergie. Toutefois, la technologie de fabrication autorise rarement une température très élevée de fonctionnement.

Pour tous ces composants passifs, une cause indirecte d'élévation du niveau thermique est un apport de chaleur venant de composants actifs par l'intermédiaire des connexions et du circuit qui supporte les différents composants : seule une implantation différente des composants sur le circuit peut y remédier [E3952].

I.2.2. Les composants à semi-conducteurs

Ce sont les transistors, diodes, thyristors, circuits intégrés logiques ou analogiques...; Il existe un grand nombre de composants à base de semi-conducteurs assurant la fonction d'interrupteur. Tous ces composants fonctionnent en commutation entre deux états, ouvert (ou bloqué) et fermé (ou passant). On distingue trois familles de composants à base de semi-conducteurs, suivant les phénomènes physiques présents lors du fonctionnement. On parle de composants bipolaires, unipolaires et mixtes.



- Composants bipolaires: Comme la diode et le transistor bipolaire, ils mettent en jeu l'effet de modulation de conductivité qui permet de réduire autant que possible la chute de tension à l'état passant, par contre, ceci dégrade les performances dynamiques à l'ouverture et à la fermeture. Le principe est l'injection, dans la base, de porteurs (électrons/trous), qui réduisent la résistivité dès que leur concentration devient notablement supérieure à celle des porteurs normalement présents (phénomène de forte injection).
- Composants unipolaires: Exemple la diode de Schottky, le transistor "MOS" à effet de champ, qui n'est que l'abréviation anglaise de MOSFET (Metal-Oxyde-Semi-conducteur Field-Effect-Transistor) qui désigne à la fois la structure et le fonctionnement du dispositif. Contrairement aux précédents composants, ceux-ci ne mettent en jeu qu'un seul type de porteurs, les majoritaires de la région de base. Ainsi, la résistivité intrinsèque de la région de base n'est pas modulée et intervient pleinement dans la chute de tension. Il en résulte que, l'emploi de ce type de composants est réservé aux applications de basse tension (jusqu'à quelques centaines de Volts) ce sont des composants plus rapides que les bipolaires.
- Composants mixtes : L'idée d'associer les deux types de structures (bipolaires et unipolaire) donne naissance à une nouvelle structure appelée mixte. Un composant mixte est donc celui qui conjugue dans le même cristal les deux types précédemment cités, tel le transistor IGBT [LOUNAS Fatma].

On peut classer les composants à semi-conducteurs, aussi selon leur commandabilité, en trois grandes familles :

- Les composants non commandables (diodes) ;
- Les composants commandables à la fermeture (thyristors, triacs) ;
- Les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, MOS, IGBT, GTO).

Les composants de puissance commandables, les transistors bipolaires, sont apparus dans les années 1940, les premiers thyristors de puissance dans les années 1950. Ils n'ont pas cessé d'évoluer et ont donné naissance au MOS dans les années 1970 et à l'IGBT dans les années 1980.

Depuis l'avènement du composant IGBT, vers le milieu des années 80, on peut remarquer la prépondérance de son utilisation dans la conception des convertisseurs de puissance, vis-à-vis de ses concurrents tels que le GTO, le thyristor ou le transistor MOS de puissance. En effet, l'IGBT est utilisable sur une large gamme de tension (600V à 6,5kV) et de courant (10A à 3600A), pour une gamme de fréquence également étendue (10^2 à 10^4 Hz).

I.2.3. L'origine des pertes dans les semi-conducteurs

Comme dans n'importe quel système "réel", les structures de conversion d'énergie (les convertisseurs statiques de puissances) ont des pertes sous forme d'énergie calorifique (chaleur), pendant les opérations de commutation normales dans les semi-conducteurs de puissance. Ces pertes sont de deux types :

- Les pertes par conduction : Lorsque l'interrupteur est conducteur, une tension résiduelle persiste aux bornes du composant, celle-ci est à l'origine des pertes en conduction. Nous voyons cela sur la Figure I.1.
- Les pertes par commutation : Un autre phénomène apparaît au moment de la commutation. A l'allumage et à l'extinction, il existe un temps t_{on} et t_{off} pendant lequel il y a à la fois une tension, supérieure à la tension résiduelle, et un courant. Il s'en suit une puissance instantanée importante et donc une dépense d'énergie à chaque allumage et extinction.

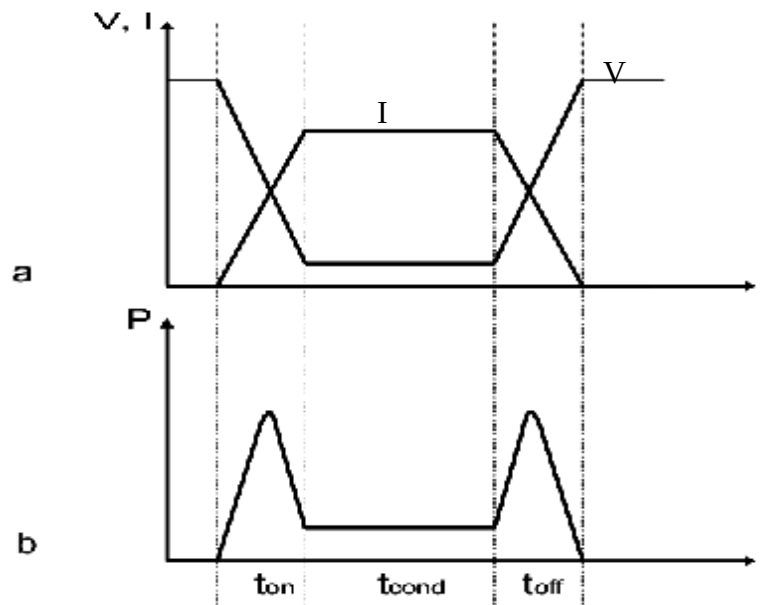


Figure I.1 : (a) Formes d'ondes de tension de courant dans un interrupteur
(b) Puissance instantanée dissipée dans l'interrupteur

Les composants de puissance, comme par exemple les IGBT, permettent de travailler à haute fréquence, ceci implique une augmentation du nombre de commutations par seconde, et la conséquence est une apparition de pertes importantes. Le niveau de ces pertes en commutation est proportionnel au nombre de commutations et donc à la fréquence du convertisseur. D'après les études menées dans les différents laboratoires d'électrotechnique, l'addition de ces deux phénomènes peut conduire à des densités de flux de chaleur au niveau de la puce en silicium de plusieurs centaines de $W \cdot cm^{-2}$.

Il est également nécessaire de refroidir le composant pour maintenir sa température à des valeurs permettant un bon fonctionnement. Pour les applications industrielles, la valeur de cette température ne dépasse jamais $125^{\circ}C$ afin de respecter les règles de fiabilité.

Tous les composants électroniques sont fortement thermosensibles : ils ont des performances médiocres en dehors de certaines limites de température, pouvant ainsi être détruits si cette dernière dépasse celle du domaine de fonctionnement. L'influence de la température se manifeste sur :

- Les performances électriques : la température peut être une valeur limite au-delà de laquelle le fonctionnement n'est pas garanti, des dérives des paramètres provoquent une diminution des performances pouvant aller plus ou moins brutalement jusqu'à la défaillance.

- Le packaging qui est soumis à des gradients de température très importants. Il existe des températures critiques pour lesquelles se produisent des changements d'état de structures physiques.
- Les cycles thermiques, auxquels sont soumis des matériaux reliés entre eux et de coefficients de dilatation différents, induisent des forces très importantes qui peuvent conduire à une rupture instantanée ou créer une fatigue qui provoque une rupture à plus ou moins long terme.

Le problème de l'évacuation et de l'épanouissement de la chaleur est donc primordial en électronique de puissance. Un refroidissement efficace est nécessaire [Maria.IVANOVNA].

Nous allons maintenant présenter quelques composants semi-conducteurs de puissance, ainsi que quelques packagings utilisés.

I.3. Les composants semi-conducteurs les plus utilisés

Les concepts et les progrès technologiques ont permis à l'électronique de puissance de contrôler des puissances de plusieurs MVA. Les premiers composants permettant d'atteindre cette gamme de puissance ont été les composants bipolaires avec le thyristor puis le thyristor GTO (Gate Turn Off Thyristor). Les derniers composants apparus dans cette gamme de puissance sont l'IGBT traction (Insulated Gate Bipolar Transistor) et l'IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) au cours des années 90.

Pour des composants commutant des puissances supérieures au MVA, même si les composants ont évolué, les pertes sont très importantes, de l'ordre du kW. La thermique a donc un impact direct sur le fonctionnement des composants de forte puissance [Hervé.FERAL]

Les applications de forte puissance (traction, four à arc, compensateurs de réseaux...) emploient principalement des composants bipolaires ou bien des IGBT. Le principe de fonctionnement de ces composants est brièvement rappelé dans les paragraphes qui suivent.

I.3.1. L'IGBT

Apparu dans les années 1980, l'IGBT (Figure I.2) associe les principes du MOS et du transistor bipolaire. Le courant de base du transistor bipolaire est contrôlé par une structure MOS. Lorsque une tension négative est appliquée entre le collecteur et l'émetteur, la jonction J1 est polarisée en inverse. Le composant est donc bloqué, la jonction J1 tient la tension. Lorsque la tension collecteur émetteur est positive et que la tension grille émetteur est supérieure à la tension de seuil du MOS, un canal d'électrons porteurs va se créer sous l'oxyde de grille. La circulation de ce courant d'électrons à travers l'anode P^+N^- du composant va induire, par quasi-neutralité, la circulation de trous dans la région de base peu dopée. Par rapport au MOS, ce processus conduit à moduler la résistivité de cette région pour réduire les pertes à l'état passant au dépend d'une charge stockée résiduelle dans cette base. Cette charge a pour conséquence de ralentir la commutation des composants et d'augmenter les pertes par commutation.

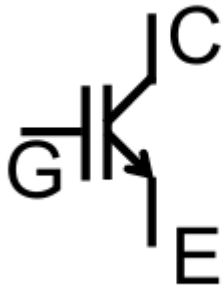


Figure I.2 : Symbole de l'IGBT

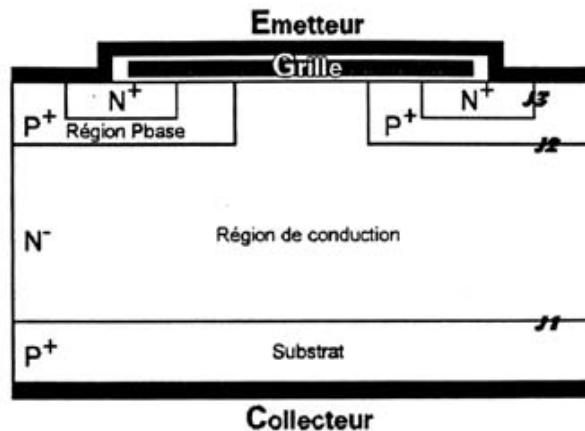


Figure I.3 : Structure physique simplifiée d'un IGBT

Des modifications au niveau du substrat peuvent être apportées afin d'améliorer certains domaines de fonctionnement du composant.

Pour des applications forts courants ($>1\text{kA}$) et fortes tension ($>2.5\text{kV}$), l'IGBT est pénalisé par sa chute de tension directe ($>2\text{V}$). Les limitations technologiques de fabrication ne permettent pas de produire des puces d'IGBT de grandes dimensions. La taille maximale des puces IGBT actuelles est de 2cm^2 environ passivation comprises. Ce qui oblige de répartir le courant entre plusieurs puces, composants multi-chips parallèle. La connectique interne de ce type de composant est complexe et pose des problèmes de répartition des courant lors des phases de commutation[P E HANDBOOK].

Toutefois, des évolutions ont été apportées sur la puce et sur l'assemblage. Au niveau de la puce, la structure enterrée (trench-gate) permet d'augmenter la densité des cellules et ainsi augmenter le calibre en courant. La structure field-stop permet de réduire l'épaisseur de la base N^- et l'étalement du flux de chaleur. Enfin l'effet IGBT permet une modulation de la base par le champ de l'électrode de grille.

I.3.2. Les Bipolaires

On présente dans ce paragraphe, le principe de fonctionnement des composants bipolaires 4 couches (thyristor, GTO, IGCT). On donne une explication sommaire du fonctionnement de chacun de ces composants.

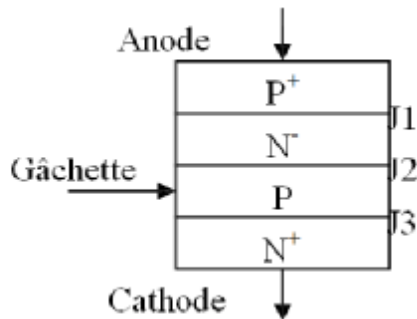


Figure I.4 : Structure physique simplifiée d'un composant 4 couches

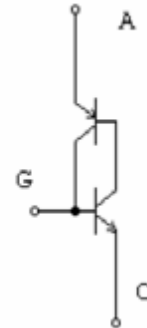


Figure I.5 : Schéma équivalent d'un composant 4 couches

I.3.2.1. Le Thyristor

Premier composant de la famille des quatre couches, le thyristor (Figure I.6) est apparu dans les années 1960. C'est un composant à amorçage commandé et à blocage spontané.

Dans un thyristor, la tenue de la tension de blocage direct se fait au niveau de la jonction J2 (Figure I.4). La tenue de la tension de blocage inverse est assurée par la jonction J1 (Figure I.4). L'amorçage se fait par une impulsion positive de courant sur la gâchette amenant la structure à se verrouiller à l'état passant. Le blocage naturel se fait lors de l'annulation du courant d'anode.

La structure 4 couches permet d'avoir une faible chute de tension à l'état passant, car les deux transistors sont saturés. Les pertes en conduction seront donc faibles. De plus l'effet

thyristor permet une tenue en tension élevée. Cette structure présente néanmoins des inconvénients. Le blocage du composant est impossible d'où l'obligation de le protéger contre les forts courants par un dispositif externe comme un fusible rapide. La dynamique d'amorçage n'est pas contrôlable par la commande d'où la nécessité de mettre des circuits de limitation des variations de tension. Ce composant est sensible aux fortes variations de tensions qui peuvent entraîner des amorçages intempestifs (inopportuns) contrairement aux composants à effet de champs comme le MOS et l'IGBT.

Pour uniformiser la répartition du courant et les contraintes thermiques lors de l'amorçage, la gâchette du thyristor a une forme ramifiée (Figure. I.7). La ramification de la gâchette permet de répartir le courant lors de l'amorçage évitant ainsi des focalisations de courants qui peuvent entraîner une destruction du composant par emballement thermique local[P E HANDBOOK].

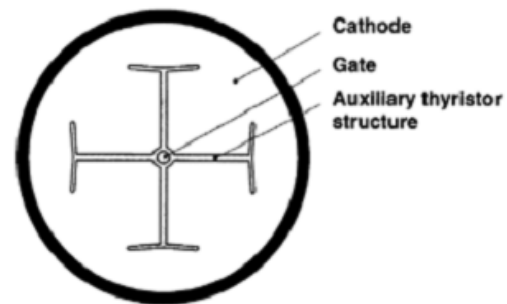


Figure.I.6:Symbole du thyristor Figure.I.7:Wafer de Thyristor [Source ABB]

I.3.2.2. Le thyristor GTO

Le thyristor GTO « Gate Turn-off Thyristor » (Figure I.8) est une évolution du thyristor. Il est apparu dans les années 1970. Le thyristor GTO fonctionne sur le même principe que le thyristor sauf qu'il est blocable par extraction d'un courant de gâchette. Le thyristor GTO est donc un interrupteur 4 couches blocable et amorçable.

La première modification par rapport au thyristor se situe au niveau de la métallisation de cathode, le contact de cathode n'est plus unique mais constitué de centaines d'îlots indépendants (Fig I.9). La gâchette du thyristor GTO est inter-digitée avec les doigts de la cathode. Cette conception permet l'extraction homogène du courant par la gâchette et limite la focalisation des lignes de courant lors du blocage du thyristor GTO. La focalisation des lignes de courant pourrait en effet entraîner une augmentation de la température au niveau de la jonction gâchette cathode et une destruction du composant par emballement thermique local.

Cette inter-digitation confère au thyristor GTO une meilleure tenue aux variations de courant que le thyristor.



Figure I.8 : Symbole du thyristor GTO Figure I.9 : Inter-digitation des doigts decathode [ABB]

Une seconde modification se situe au niveau de la structure interne du dispositif : cette modification a pour but de limiter la queue de courant au blocage et donc les pertes par commutation. Les deux technologies (Figure I.10) les plus utilisées sont : le dopage à l'or (implantation d'atomes d'or) de la couche de blocage et le court-circuit d'anode. Le dopage à l'or présente l'inconvénient d'augmenter la chute de tension à l'état passant et donc les pertes par conduction tout en augmentant la sensibilité à la température. Les thyristors GTO à court-circuit d'anode ne sont pas symétriques en tension (les plus répandues). Une autre technique consiste à irradier la base N- (technologie utilisée par ABB).

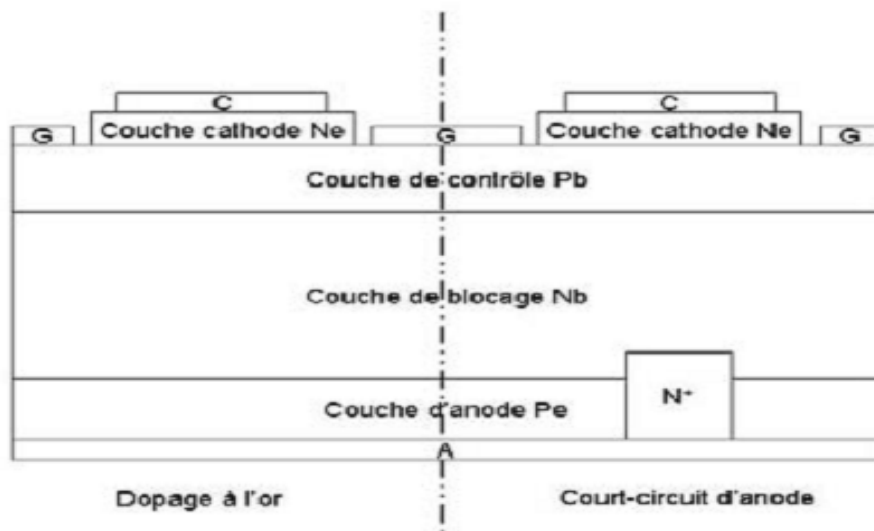


Figure I.10 : Structure interne du thyristor GTO

Les limitations de fonctionnement du thyristor GTO sont principalement dues aux phénomènes thermiques. En effet, le blocage lent et la queue de courant (Figure. I.11)

entraînent de fortes pertes par commutation d'où augmentation de la température, ce qui limite la fréquence de découpage. De plus, des temps de conduction et de blocage minimums doivent être respectés afin de limiter l'apparition de points chauds, qui peuvent entraîner la destruction de celui-ci par emballement thermique local. Les commutations doivent être espacées pour laisser le temps à la température du wafer de s'uniformiser.

La limitation électrique du thyristor GTO est due au courant de gâchette nécessaire pour le blocage qui est compris entre $1/3$ et $1/5$ du courant d'anode, ce qui peut faire un courant de 600A pour un courant commuté de 2000A , d'où la nécessité d'un étage de commande complexe. A cet étage de commande un circuit d'aide à la commutation (Figure I.12) doit être ajouté afin de faciliter les commutations du thyristor GTO et d'éviter la destruction de la diode associée. Le circuit de limitation des variations de courant protège la diode lors de l'amorçage du thyristor GTO et le circuit de limitation des variations de tension protège le thyristor GTO lors de son blocage. Ces circuits généralement dissipatifs complexifient l'utilisation du thyristor GTO, diminuent le rendement du convertisseur et conditionnent fortement la fiabilité du dispositif.

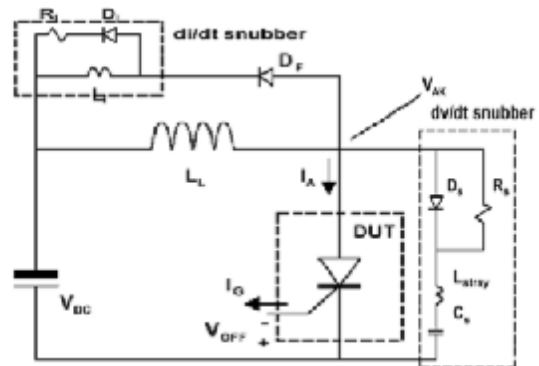
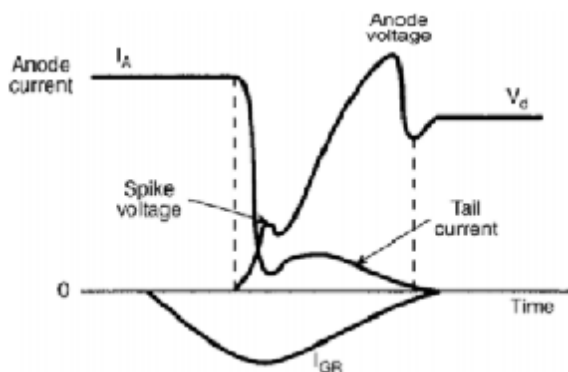


Figure I.11: Blocage du thyristor GTO Figure I.12: Circuits d'aide à la commutation

[P E Hand book]

[P E Hand book]

I.3.2.3.L'IGCT

L'IGCT « Integrated Gate-Commutated Thyristor » (Figure I.13) est le dernier né de la famille des composants quatre couches. Il a été lancé en 1997 par la société ABB semi-conducteurs. L'IGCT est actuellement fabriqué par les deux sociétés ABB et MITSUBISHI.

L'IGCT découle des recherches faites sur le fonctionnement des thyristors GTO en commutation dure (sans circuit d'aide à la commutation). Pour optimiser ce type de fonctionnement, la structure à court-circuit d'anode a été abandonnée au profit d'une structure d'anode semi-transparente couche P^+ très fine associée à une couche buffer N^+ (Figure I.14). Cette structure a permis de diminuer l'épaisseur du wafer à même tenue en tension, ce qui entraîne une réduction de la chute de tension à l'état passant et donc des pertes au dépend d'un wafer mécaniquement plus fragile. La réduction de l'épaisseur du wafer a permis l'intégration de la diode inverse sur le même wafer (Figure I.14), ce qui est particulièrement intéressant pour la mise en œuvre des onduleurs de tension. On se limitera à la description du fonctionnement des IGCT asymétriques (sans diode intégrée).

Pour obtenir un meilleur comportement au blocage, le gain de gâchette d'un IGCT est unitaire contrairement au thyristor GTO pour lequel il est compris entre 1/3 et 1/5. Ce gain unitaire oblige à extraire la totalité du courant d'anode par la gâchette. Le gain unitaire permet de bloquer quasi-instantanément ($\sim 1\mu s$) la jonction cathode gâchette. Le problème du blocage rapide est qu'il faut faire passer le courant de cathode vers la gâchette en un temps très court. Pour cela, la carte de commande de l'IGCT, le boîtier et la connectique sont optimisés afin de réduire les inductances de câblage au niveau de la gâchette.

Le blocage rapide de l'IGCT entraîne une réduction de la queue de courant par rapport au thyristor GTO et donc une réduction des pertes au blocage. Le circuit d'aide à la commutation au blocage n'est plus nécessaire. Par contre, le circuit de limitation des variations de courant est obligatoire afin de protéger la diode contre les fortes variations de courant provoquées par l'amorçage de l'IGCT.

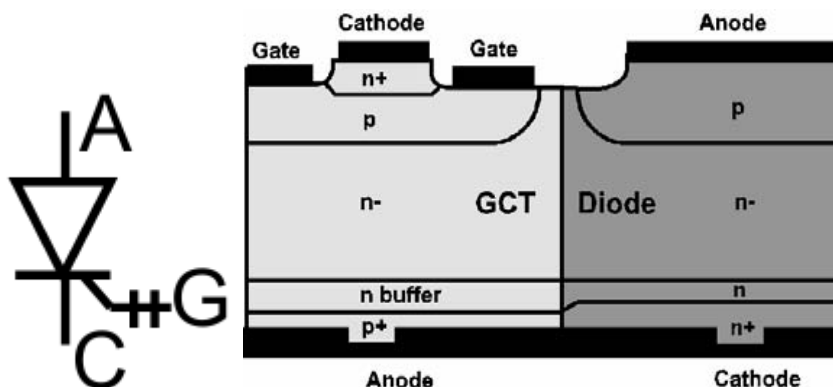


Figure I.13 : Symbole de l'IGCT

Figure I.14 : Vue en coupe d'un IGCT asymétrique avec

Sa diode intégrée [Source ABB]

	GTO	IGCT
Tension à l'état passant	3.2 V	2.4 V
di/dt maximum à l'amorçage	500 A/ μ s	3000 A/ μ s
Energie dissipée à l'amorçage	5J	0.5J
Energie dissipée au blocage sous 3kA	10 J ($C_s=6\mu$ F)	10 J ($C_s=0\mu$ F)
Courant de coupure maximum	3 kA	3 à 6 kA
Puissance du driver à 500Hz/1150A	80W	15W
Charges stockées dans la gâchette	8000 μ C	2000 μ C
dv/dt maximum au blocage	500 V/ μ s	>4000 V/ μ s
Temps de stockage	20 μ s	1 μ s

Tab I.1: Comparaison entre un GTO et un IGCT de même calibre (3kA, 4,5kV)

Le wafer des IGCT ABB présente une particularité au niveau des doigts de cathode : une partie de ces doigts est utilisée pour le contrôle thermique local du wafer. Les doigts utilisés pour le contrôle thermique sont inactifs électriquement et donc ne dissipent pas. Ils sont donc utilisés uniquement pour transférer du flux thermique du wafer vers le boîtier, ce qui entraîne une diminution de la température locale. Ces doigts sont situés au niveau des deux anneaux extérieurs : sur l'anneau extérieur tous les doigts servent au contrôle thermique, sur l'autre un doigt sur deux est actif.

I-3-2-4- L'ETO

Pour répondre à la grande demande en puissance des applications des convertisseurs de puissance, de nouveaux efforts ont été faits pour améliorer le GTO qui a une très petite aire de sécurité (SOA) et la faible vitesse de commutation en raison de la durée de stockage très importante. Donc il n'est pas possible d'utiliser le GTO en modulation de la largeur de l'impulsion (MLI ou PWM) dans les convertisseurs de puissance. Ces efforts ont abouti à l'invention du thyristor ETO en 1998 ; il est l'un des principaux concurrents pour les autres semi-conducteurs de puissance.

L'ETO ou le thyristor blocable par l'émetteur, est un nouveau semi-conducteur émergent à grande puissance qui combine les avantages haute tension et de courant du thyristor GTO et la commande facile en tension de l'IGBT. Il a grandement amélioré ces performances dans la conduction du courant, grande vitesse de commutation, et affranchissement de circuit d'aide à la commutation.

Son symbole est représenté sur la figure I.15 (a).

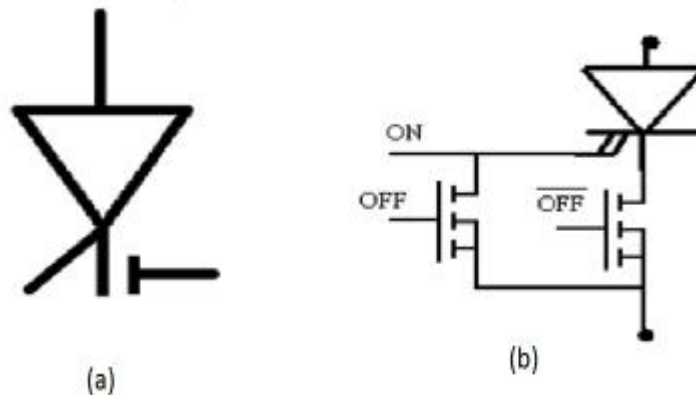


Figure I.15 : (a) Symbole du thyristor ETO

(b) Schéma équivalent

- Principe de fonctionnement

Quand ON et OFF sont tous deux au niveau bas, le thyristor est bloqué et le MOSFET conducteur (puisque sa grille est portée à un potentiel positif par $\overline{OFF}$). Pour rendre le composant conducteur il faut porter ON à un niveau haut (potentiel positif), ce qui a pour effet d'injecter un courant dans la gâchette et donc de démarrer la conduction du thyristor. Une fois le thyristor amorcé, c.à.d. Conducteur, on peut ramener ON au niveau bas. Pour bloquer le composant, on porte OFF au niveau haut, ce qui a pour effet de court-circuiter la grille du thyristor à la masse ; comme $\overline{OFF}$ est maintenant au niveau bas, la conduction du MOSFET cesse, ce qui annule le courant dans le thyristor ; celui-ci se bloque donc.

- Les avantages de L'ETO :

- Une grande puissance (jusqu'à 4 kA et 6 kV)
- Une faible perte de conduction
- Une vitesse de commutation rapide (jusqu'à 5 kHz)
- Moins de circuit pour la commutation
- Capable de fonctionner en parallèle et en série

- Les applications de l'ETO :

- Distribution d'énergie
- Stockage de l'énergie
- FACT

- Commande des moteur
 - Protection des Systèmes de puissance.
-
- Développement de l'ETO :

Le thyristor ETO est inventé en 1998, il existe trois générations de développement par rapport à sa commande :

- ETO évaluation couvrent tous les calibres disponibles GTO.
- ETO symétrique.
- ETO asymétrique.

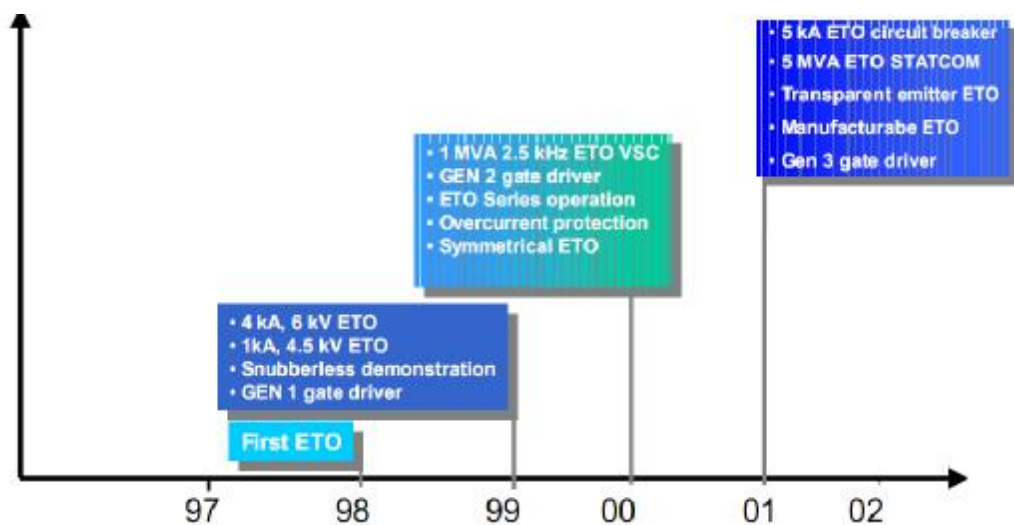


Figure I.16 : Amélioration de la commande de l'ETO



Figure I.17 : Calibres de l'ETO à gauche et un transparent emitter de 4-kA/4.5-kV à droite.

Le thyristor à extinction par l'émetteur (ETO) est un nouveau type de dispositif de semi-conducteur de haute puissance qui convient pour l'usage dans des convertisseurs à haute fréquence et de haute puissance telle que le STATCOM 10MVA.

La nouvelle génération ETO a été développée avec une meilleure chute de tension à l'état passant. Ses pertes de puissance totales sont inférieures à celles de l'IGBT et de l'IGCT. Son circuit de commande exige seulement une basse énergie, ce qui simplifie considérablement la conception et la construction de convertisseur, avec de meilleurs rendements, une fiabilité élevée et un coût le plus bas. Ce thyristor a démontré qu'il est un des meilleurs dispositifs à semi-conducteur.

I.4. Les boîtiers

En électronique de forte puissance, deux types de boîtiers sont utilisés : les modules et les boîtiers pressés. La classification de ces boîtiers se fait par leur mode de fixation. Le boîtier pressé doit être maintenu en pression dans une bride, alors que le module est fixé à plat sur son dissipateur.

I.4.1. Les modules

Seuls les modules utilisés en forte puissance sont présentés dans cette partie. Les informations fournies pour les boîtiers de fortes puissances sont cependant valables pour les boîtiers de moyenne et faible puissance.

I4.1.1. Composition du boîtier

L'utilisation des boîtiers de type module (Figure I.15) se limite aux IGBT pour les applications fortes puissances. Ce type de boîtier est adapté à la limitation en taille des puces IGBT qui pour atteindre des calibres en courant important nécessite la mise en parallèle de nombreuses puces. Une puce IGBT de 3.3kV est limitée à 50A pour faire un composant 1.2kA, la mise en parallèle de 24 puces est nécessaire. Les modules utilisés en électronique de forte puissance sont des modules du type "traction". L'appellation module de traction vient du fait que ces composants ont été destinés dans un premier temps à la traction ferroviaire.

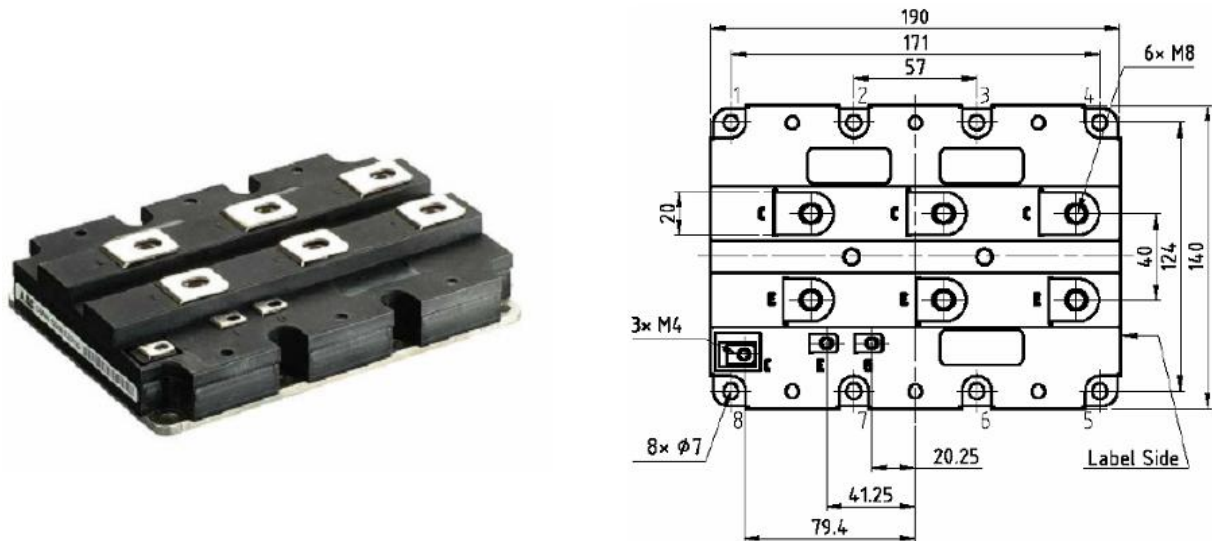


Figure I.15 : IGBT en module HiPaK 3.3kV 1.2kA [Source ABB]

Les modules permettent la mise en parallèle de nombreuses puces voire des associations plus complexes du type onduleur triphasé dans le même boîtier. Ces possibilités d'association sont permises par la constitution interne du boîtier (Figure I.16). Les puces sont reliées électriquement par des fils de bonding sur la face supérieure et brasées à la métallisation cuivre supérieure du DCB (Direct Copper Bonding) pour la phase inférieure. Le DCB est un assemblage constitué d'un sandwich isolant électrique du type céramique (AlN ou Al_2O_3) et de deux couches de cuivre. Le DCB est un conducteur thermique mais isolant électrique. Il est lui-même brasé sur une semelle en cuivre qui permet le montage mécanique du boîtier sur le dissipateur. Le boîtier est rempli d'un gel de silicone afin d'assurer une isolation électrique.

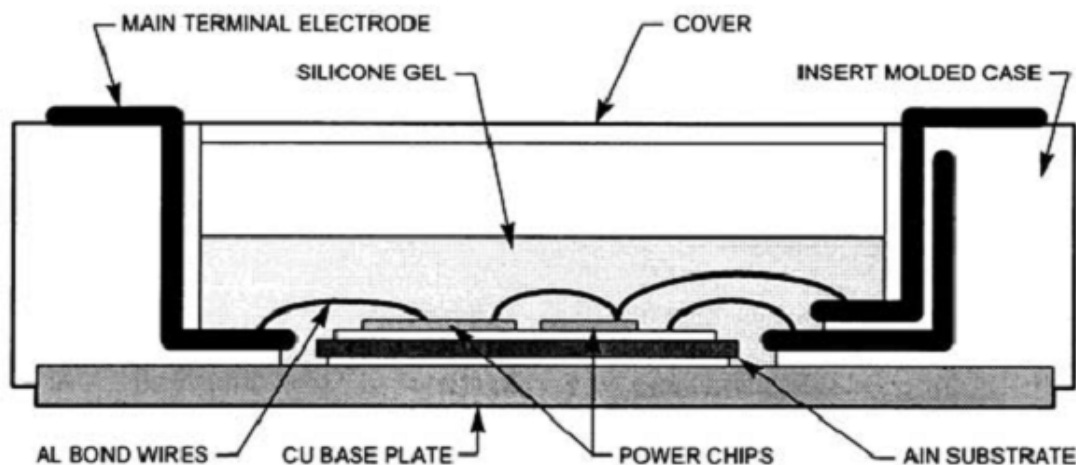


Figure I.16 : Vue en coupe d'un module [Source MITSUBISHI]

Cette constitution mécanique complexe entraîne des problèmes de fiabilité au niveau des bondings et des brasures du DCB ainsi que pour les fils de bonding.

I.4.1.2. Montage

La semelle en cuivre du composant est électriquement isolée des puces. Le montage se fait donc directement sur les dissipateurs sans autre isolement. Le composant est directement vissé sur le dissipateur. Le couple de serrage des vis de montage doit être respecté afin d'assurer un contact thermique de bonne qualité. Pour optimiser le contact thermique entre la semelle et le dissipateur, un film de graisse thermique doit être utilisé. Dans certaines applications des joints thermiques sont préférés à la graisse. L'avantage des joints thermiques par rapport à la graisse est leur meilleure tenue dans le temps ainsi qu'une plus grande facilité de montage et démontage pour des productions de moyenne ou grande série. Différent types de dissipateurs (Figure I.17) peuvent être utilisés en fonction des contraintes d'environnement du convertisseur. Le choix du système de refroidissement se fait en fonction du flux thermique et des contraintes d'environnement.



a) Plaque à eau b) Caloduc et radiateur c) A air, radiateur à convection forcée
à convection forcée

Figure I.17 : Dissipateurs utilisés avec des modules de forte puissance [Source FERRAZ]

I-4-2- Les boîtiers pressés

Les boîtiers pressés sont utilisés depuis des années en électronique de puissance sur une large gamme de puissance pour des composants bipolaires (thyristor, GTO). Depuis que les IGBT et les modules sont apparus, les boîtiers pressés ne sont plus utilisés que pour les

applications de fortes puissances nécessitant des composants bipolaires. Cependant, certains fabricants développent des boîtiers pressés spécifiques à l'IGBT (ABB, Toshiba, Westcode).



Figure I.18: Thyristor press-pack Figure I.19: IGBT press-pack [Source ABB]

I.4.2.1. Composition des boîtiers pressés

La description faite dans cette partie se limite aux boîtiers pour les composants bipolaires classiques thyristor et thyristor GTO de fortes puissances. La seconde partie est spécifique au boîtier de l'IGCT et aux modifications qui ont été apportées au boîtier classique afin d'optimiser les caractéristiques au blocage.

I.4.2.1.1. Les boîtiers classiques

Les boîtiers pressés classiques sont utilisés pour les diodes, thyristors et GTO de fortes puissances. Le principe du boîtier pressé permet de maximiser la surface de passage du courant et du flux thermique. Les deux empruntent le même chemin, les faces supérieures et inférieures du composant. Les contacts thermiques et électriques sont assurés par une mise en pression du composant. Les composants bipolaires peuvent être fabriqués à partir de tranches de silicium mesurant jusqu'à 6 pouces (152.4mm) de diamètre. Le boîtier est donc fait pour utiliser les wafers bruts. Toutes les pièces sont flottantes dans le boîtier, aucune brasure, soudure ou sertissage n'est nécessaire au niveau du wafer. Les boîtiers sont constitués (Figure I.20) d'un wafer pris entre deux disques de molybdène. Les contacts électriques se font par les pôles d'anode et de cathode. Les pôles de contact sont en cuivre nickelé. L'isolation électrique entre l'anode et la cathode est assurée par un anneau en céramique. Dans ce type de boîtier, les pièces sont flottantes. Le maintien des pièces, les contacts électriques et thermiques sont réalisés par la mise en pression du composant dans une bride. C'est pour cette raison que les disques de maintien sont en molybdène (Mo) car ce matériau se déforme peu sous les fortes pressions de montage et son coefficient d'expansion thermique est proche de

celui du silicium. La contrainte de dilatation différentielle est donc reportée sur l'interface molybdène cuivre.

Remarque : le boîtier des diodes est identique sur les deux faces. Les connexions de gâchette sont supprimées

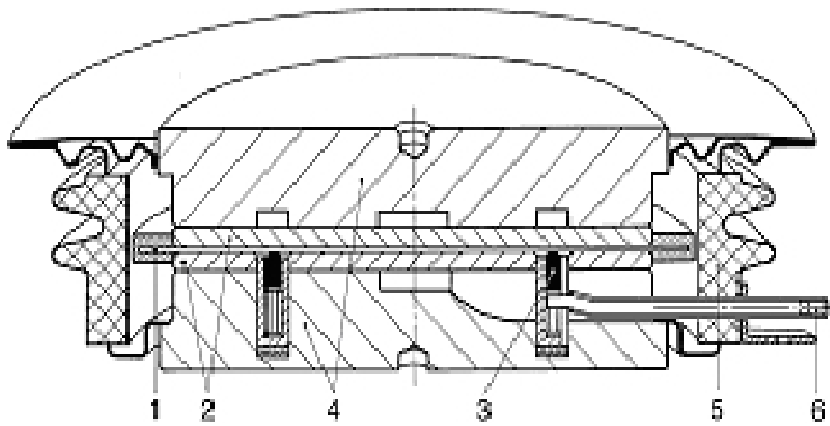


Figure I.20: Constitution d'un GTO [source ABB]

I.4.2.1.2. Le boîtier de l'IGCT

Le boîtier pressé de l'IGCT diffère des boîtiers classiques (thyristor GTO, Thyristor) au niveau du circuit de gâchette. Pour rediriger le courant de l'anode pouvant atteindre plusieurs (kA) vers la gâchette en un temps de l'ordre de la microseconde au moment du blocage, l'inductance du circuit de gâchette doit être la plus faible possible et la plus homogène sur la périphérie.

L'inductance du circuit de gâchette se décompose (Figure I.23) en trois parties : boîtier, câblage, circuit de commande. La réduction de l'inductance est faite pour les trois parties. Au niveau du boîtier, le contact de gâchette n'est plus unique. Il se fait sur toute la circonférence du composant. A l'intérieur du composant, une structure inter-digitée (Figure I.21) permet ainsi de réduire l'inductance interne au boîtier à 2nH. Pour limiter l'inductance de câblage, le circuit de commande est rendu indissociable de l'IGCT. Le câble de gâchette est remplacé par une structure de type bus-bar qui permet de ramener l'inductance de câblage à 1.5nH et l'inductance du circuit de commande à 1.5nH tout en les symétrisant. L'ensemble de ces modifications permet de passer d'une inductance du circuit de gâchette en câble coaxial de 330nH pour le thyristor GTO à un circuit de gâchette en circuit imprimé de 5nH pour l'IGCT.

- 1. wafer
- 2. disques de molybdène
- 3. électrode de gâchette
- 4. masselottes de cuivre
- 5. anneau céramique
- 6. connexions de gâchette

Par contre la carte de commande est indissociable du composant. Le coût du composant est en grande partie dû à la carte de commande [P E Hand book].



Figure I.21: Vue éclatée d'un boîtier d'IGCT à diode intégrée [source ABB]

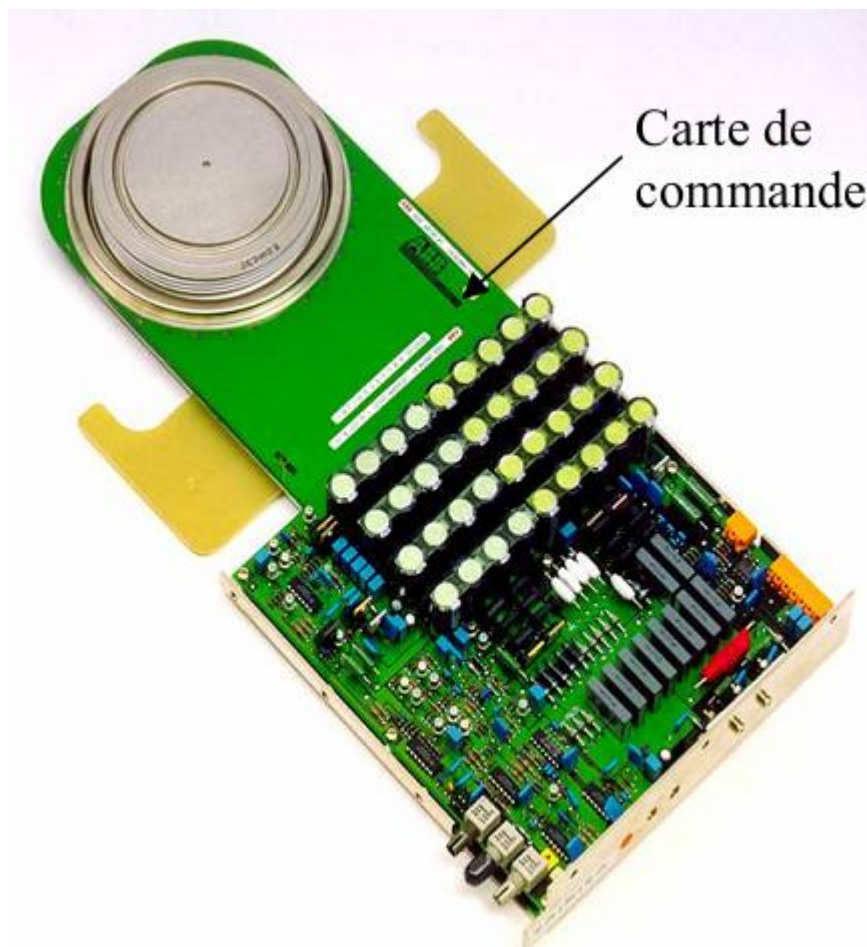


Figure I.22: IGCT complet (4.5kV, 3kA) [source ABB]

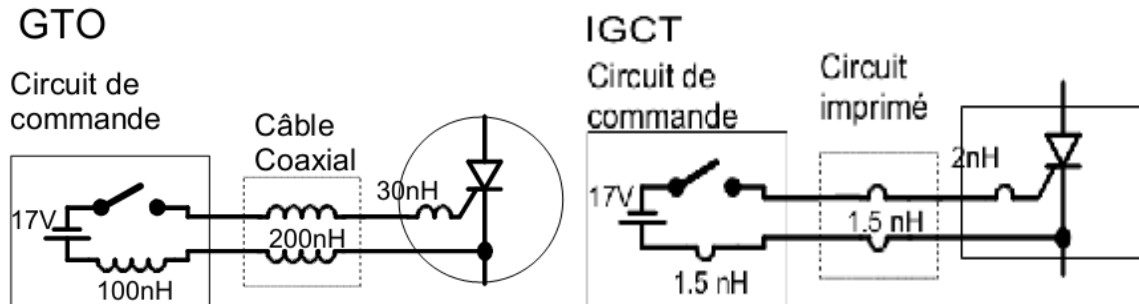


Figure I.23: Réduction de l'inductance de gâchette

I.4.2.2. Le montage des boîtiers

La constitution des boîtiers press-pack entraîne des contraintes au niveau du montage : le composant doit être maintenu en pression (40kN pour l'IGCT 4.5kV) car le courant et le flux thermique passent par les deux faces du composant ; la qualité du contact dépend de la pression. Ce type de montage permet la mise en série des composants dans un volume réduit. La mise en série dans la même bride permet d'augmenter la tension de bus ou de mettre les interrupteurs d'une cellule de commutation dans la même bride (Figure I.25).

La mise en pression est assurée par une bride (Figure I.25). La réalisation et le montage de la bride sont deux étapes sensibles [Bac02]. La pression au niveau des composants doit être uniforme afin d'assurer un bon contact thermique et électrique. Un contact non uniforme peut entraîner une focalisation des lignes de courant, apparition d'un point « chaud » et la destruction du composant. Une pression non uniforme peut aussi entraîner une casse mécanique immédiate du wafer lors de la mise en pression. De plus le serrage de la bride doit être constant dans le temps quel que soit l'environnement.

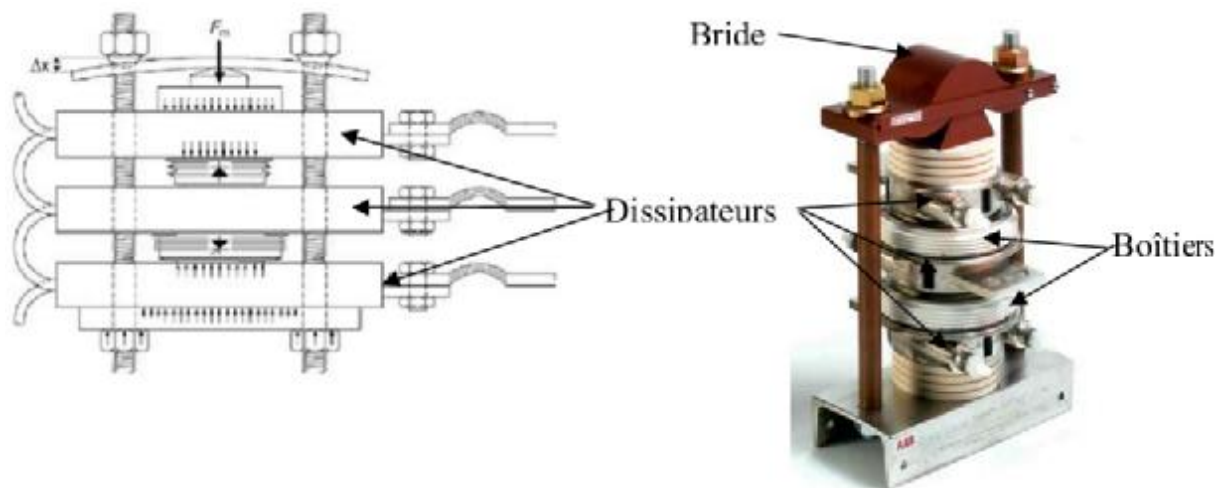


Figure I.24 : Exemple de mise en série (cellule de commutation) dans une bride [source ABB]

Les dissipateurs utilisés dans les brides sont principalement des plaques à eau (Figure. I-26). L'utilisation de plaque à eau se justifie par le niveau important de flux thermique à extraire et la limitation du volume. Ce circuit d'eau des dissipateurs ABB a une forme de serpentincirculant sur les deux faces du dissipateur (Figure I.25). Cependant pour des applications fonctionnant à puissance réduite, des dissipateurs associant des caloducs et des refroidissements par air sont utilisés (Figure I.26) voire seulement un refroidissement à air (convection forcée ou naturelle).



Figure I.25: Dissipateurs ABB [source ABB] Figure I.26: Montage avec caloduc radiateur à convection

Le choix des composants impose souvent le boîtier. Pour les fortes puissances, seul l'IGBT est disponible en boîtier pressé et en module. Les composants bipolaires ne sont disponibles qu'en boîtier pressé. L'IGCT est disponible en boîtier pressé.

I.5 Conclusion

L'objectif de ce premier chapitre était de montrer la nécessité d'une étude thermique pour tout dispositif d'électronique de puissance. En effet, il faut une bonne gestion thermique de tous les composants (qu'ils soient actifs ou passifs) constituant le convertisseur statique de puissance.

L'accent a été mis sur les composants de puissance à semi-conducteurs, qui engendrent les pertes thermiques les plus importantes dans les structures de conversion d'énergie, à cause des opérations de commutation normales dans ces composants.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation des composants d'électronique de puissance disponibles, pour commuter des puissances supérieures au MW. Le principe de fonctionnement de ces composants a été décrit, tout en abordant la question des différents packagings et boîtiers.

Références bibliographiques

- ▼ Maria.IVANOVNA "Conception et réalisation de fonctions thermiques intégrées dans le substrat de composants électroniques de puissance. Apport de la gestion des flux thermiques par des mini et micro caloducs. INP Grenoble. 2005
- ▼ Techniques de l'ingénieur (E 3952)
Dissipation thermique dans les Systems électroniques. 2008
- ▼ LOUNAS Fatma "Calcul des Pertes dans les Convertisseurs Statiques, Application du Modèle Moyen et du Modèle Instantané" UMMTO. 2010
- ▼ Timothy L. SKVARENINA "The Power Electronics Handbook" Industrial Electronics Series. CRC Press. 2002
- ▼ The Industrial Electronics Handbook, second edition
(POWER ELECTRONICS AND MOTOR DRIVES)

- ▼ Andrea Cohen, Randy Hsiao-Yu Lo “Semiconductor Packaging, Materials Interaction and Reliability” CRC Press. 2012
- ▼ John William Motto, Jr “Introduction to Solid State Power Electronics” POWEREX, INC. 1977
- ▼ Robert PERRET “Power Electronics Semiconductor devices” John Wiley & Sons, INC. 2009
- ▼ Hervé FERAL: « Étude et Application de l'Integrated Gate Commutated Thyristor 4,5kV - 4kA », Thèse de doctorat . INP de TOULOUSE 2005.
- ▼ <http://www.ABB.com>
- ▼ <http://www.ferrazshawmut.com>

Chapitre II :

Phénomènes intervenants

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents modes de transmission de la chaleur (conduction, rayonnement, convection naturelle ou forcée avec ou sans changement de phase). Puis nous parlerons aussi de la notion de “Résistance thermique”. Et enfin, nous donnerons un aperçu sur les phénomènes physiques intervenants dans les composants semi-conducteurs.

II.2. Les différents modes de transfert de la chaleur

Il existe plusieurs manières pour la chaleur d’être échangée avec le milieu ambiant : conduction, convection et rayonnement. La chaleur se déplace du corps le plus chaud vers le corps le plus froid, par ces trois modes simultanément.

L’énergie (W) nécessaire pour élever la température d’un corps est proportionnelle à sa masse (m), à la différence de température entre l’état initial (T_1) et final (T_2) et à une constante (c), nommée chaleur massique (ou capacité thermique massique, en $J.Kg^{-1}.K^{-1}$), qui indique la quantité d’énergie utile pour élever la température de 1 kg du composant considéré de 1K :

$$W = m c (T_2 - T_1) \quad (II.1)$$

$$P = \frac{dW}{dt} = m c \frac{d\theta}{dt} \quad (II.2)$$

C’est cette énergie (W) issue de la jonction du semi-conducteur, que le refroidisseur doit évacuer [D3117].

La température du composant électronique ou électrique est déterminée par :

$$T_{composant} = \Delta T_{conduction} + \Delta T_{transfert} + \Delta T_{externe} \quad (II.3)$$

Avec :

- $\Delta T_{conduction}$: Différence de température nécessaire pour conduire la chaleur du composant aux surfaces de refroidissement
- $\Delta T_{transfert}$: Différence de température nécessaire entre les surfaces d’échanges et l’environnement pour évacuer le flux thermique venant par conduction du composant.

D'après la relation (II.3), on voit que les problèmes de refroidissement en électricité et en électronique se réduisent à de la conduction de la chaleur du composant aux surfaces d'échange et à un transfert thermique (convectif et radiatif) des surfaces d'échange vers l'environnement [E3952].

II.2.1. Transfert de la chaleur par conduction

La conduction est un transfert qui se produit à l'échelle des atomes ou des molécules. La chaleur se transmet par contact direct entre molécules de deux pièces, ou bien par propagation à l'intérieur d'un même matériau, se faisant des particules les plus énergétiques à température la plus élevée vers les moins énergétiques, dont la température est inférieure [D3117].

C'est le transfert thermique fondamental qui se produit dans tout système matériel et aux interfaces de systèmes, dès qu'existe un gradient de température [E3952].

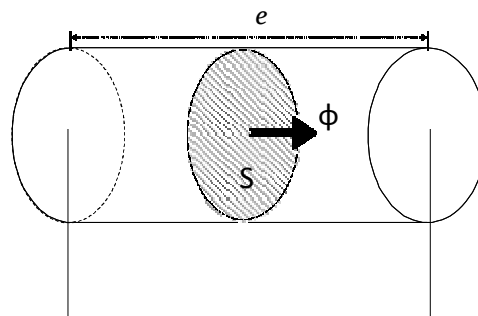
La variation de température est linéaire à l'intérieur d'un matériau homogène. La conductibilité d'un matériau est caractérisée par une conductivité thermique notée λ ($\text{W.K}^{-1}.\text{m}^{-1}$), le tableau II.1 présente des conductivités thermiques ainsi que des capacités thermiques massiques, d'une liste de matériaux usuels [D3117].

Matériau	Conductivité Thermique ($\text{W.K}^{-1}.\text{m}^{-1}$)	Capacité thermique massique ($\text{J.K}^{-1}.\text{kg}^{-1}$)
Aluminium	238	917
Cuivre	397	386
Acier	78,2	456
Argent	425	234
Or	315,5	130
AlSiC	150 à 200	—
Silicium	148	700
Eau	0,585	4 185
Air	0,023	1 000

Tableau II.1 : Conductivité thermique et capacité thermique massique de matériaux usuels
(1)(1) Entre 0 et 100 °C [D3117]

La conductivité thermique λ d'un corps caractérise sa propriété à transmettre la chaleur. Généralement, les bons conducteurs thermiques sont aussi de bons conducteurs électriques. Fréquemment, on a besoin d'isoler électriquement un circuit tout en assurant un bon contact thermique, on utilise alors une feuille isolante de faible épaisseur et de matériau bon conducteur de la chaleur [E3952].

Pour illustrer ce phénomène de transfert de chaleur, prenons l'exemple d'un flux thermique conductif (en Watts: W), qui traverse une paroi constituée d'un seul matériau de conductivité thermique λ , d'épaisseur e (en mètres: m) et de surface S (en mètres carrés: m^2), cette paroi est soumise à deux températures θ_1 et θ_2 à ses extrémités, Figure II.1.



Surface isotherme Surface isotherme

Figure II.1 : Principe de la conduction

Ce flux thermique conductif (F) est donné par la formule (Loi de *Fourrier*) suivante :

$$F = \frac{\lambda S \Delta \theta}{e} \quad (II.4)$$

$\Delta \theta$: représente la différence de température entre les deux faces du matériau.

C'est donc $\Delta \theta$

$$\Delta \theta = \frac{e}{\lambda S} \cdot F \quad (II.5)$$

Avec :

$$\frac{e}{\lambda S} : \text{La résistance thermique conductive} (R_{th}). \quad (II.6)$$

La recherche du champ de température dans un système matériel se fait par la résolution, dans tous les matériaux, de l'équation de la chaleur (Formule (II.4)) avec les

conditions initiales et aux limites. Entre deux matériaux, le schéma du contact imparfait avec la notion de résistance thermique de contact correspond le mieux aux conditions réelles.

Les problèmes de conduction peuvent être classés en deux grandes catégories :

- Les problèmes permanents ou le champ de température est indépendant du temps et ou la notion de résistance thermique est très importante et utile ;
- Les problèmes dépendants du temps : transitoires et/ou périodiques dans lesquels les notions de diffusivité thermique, d'effusivité et de constante de temps jouent un rôle important.

Les différents paramètres qui interviennent en conduction sont donc :

- La nature du matériau.
- La géométrie du conducteur de la chaleur.
- Les interfaces thermiques entre les différents conducteurs.

II.2.2. Transfert de chaleur par convection

La convection se produit entre un solide et un gaz ou un liquide par déplacement de particules [D3117]. Cet échange de chaleur apparaît lorsqu'une partie d'un système non isotherme est en mouvement par rapport à une autre : un transfert macroscopique de masse entraîne un transfert de chaleur à l'échelle macroscopique, qui se trouve couplé au transfert à l'échelle élémentaire par conduction. L'existence d'un champ de vitesse modifie considérablement le transfert conductif. L'effet de la convection est, en général, d'autant plus important que les vitesses sont élevées [E3952].

On distingue deux types de convection suivant la cause du mouvement :

- Ø La convection naturelle, lorsque le mouvement est dû aux variations de masse volumique (poussée d'Archimède) dans un champ de forces massiques (pesanteur, force centrifuge, force de Coriolis.....). Le cas le plus simple est celui d'une résistance électrique qui échange avec l'air ambiant. L'air s'échauffe au contact des parois de la résistance et s'élève.
- Ø La convection forcée, lorsque le mouvement est dû à une action externe : ventilateur, pompe...etc.

Dans le cas de la résistance électrique, il est donc possible d'améliorer l'échange thermique en accélérant la vitesse de passage de l'air au contact de la résistance.

Un problème de convection est régi par les équations de conservation de la masse, de la quantité de mouvement et de l'énergie. Ainsi, le problème thermique est couplé à un problème de mécanique des fluides. Les écoulements convectifs peuvent être *laminaires* (filets fluides bien parallèles) ou *turbulents* (fluctuations de vitesse aléatoires en grandeur et fréquence mais statistiquement stationnaires). Le passage du régime *laminaire* au régime *turbulent* dans des situations simples se fait pour des valeurs critiques de groupements sans dimension : le nombre de *Reynolds* () en écoulement forcé et le nombre de *Grashof* () en écoulement naturel. L'apparition de la turbulence, comme en électronique, est bien souvent due à la présence d'aspérités.

Soit un flux pariétal (transmis par convection) (en Watts : W), à travers une paroi de surface S (en mètres carrés:), qui présente une différence de température de () caractéristique de l'échange thermique paroi-fluide, Figure II.2.

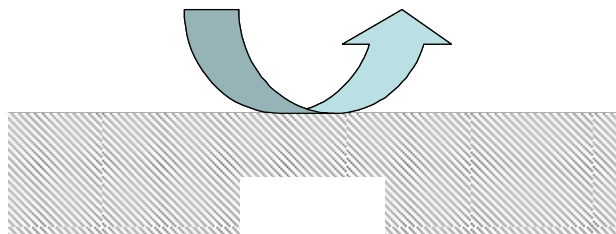


Figure II.2: Principe de la convection

Ce flux convectif thermique (Φ) est donné par la relation de *Newton* :

$$(II.7)$$

Avec :

h : Coefficient de transfert convectif ou coefficient d'échange convectif (W.)

T_p : Température de la paroi (K)

T_f : Température du fluide au loin (convection externe) ou température de mélange du

fluide (convection interne) (K)

$$\Delta T_{\text{convectif transfert}} = \Delta R_{\text{convectif transfert}} \cdot \Phi \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$R_{\text{convectif transfert}} = \frac{1}{h \cdot S} \text{ la résistance thermique de transfert convectif.} \quad (9)$$

La détermination du coefficient h passe par le calcul du nombre de *Nusselt* (N_u).

Ø **En convection forcée**, la température ne varie pas trop et les problèmes, thermique et de mécanique des fluides peuvent être découplés. La viscosité du fluide provoque au voisinage de la paroi un fort gradient de vitesse ; ainsi, en écoulement externe, l'influence de la paroi ne se fait sentir que dans une couche limite dynamique et dans une couche limite thermique d'épaisseurs faibles, le fluide au loin restant à température et vitesse constantes. Dans les écoulements internes, les couches limites se rejoignent et tout l'écoulement est influencé par les parois et participe au transport de chaleur.

Les propriétés physiques étant constantes, la relation de transfert, bien souvent expérimentale, est de la forme :

$$N_u = f(G_r, P_r) \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec } N_u = \frac{h \cdot L}{\lambda} : \text{nombre de } Nusselt, \quad (\text{II.11})$$

$$R_e = \frac{V \cdot L}{\nu} : \text{nombre de } Reynolds, \quad (\text{II.12})$$

$$P_r = \frac{\nu}{a} : \text{nombre de } Prandtl. \quad (\text{II.13})$$

et dépend de la configuration géométrique, des conditions thermiques, de la nature de l'écoulement et de la nature du fluide par l'intermédiaire du nombre de *Prandtl*.

Ø **En convection naturelle**, le mouvement est créé par le gradient de masse volumique, donc par le champ thermique ; les équations de conservation de la

quantité de mouvement et d'énergie sont couplées. Ainsi, l'étude théorique est nettement plus délicate. On distingue encore des écoulements en couches limites (externe) et des écoulements internes, *laminaires* ou *turbulents*. La relation générale de transfert thermique est de la forme :

$$N_u = f(G_r, P_r) \quad (\text{II.14})$$

Avec

$$G_r = \frac{g \beta (T_p - T_f) L^3}{\nu^2} \quad (\text{II.15})$$

G_r : Est le nombre de *Grashof*, qui tient compte de la dilatabilité β du fluide, cause du mouvement.

Ces relations, presque exclusivement expérimentales, dépendent de la géométrie, de son orientation par rapport à la pesanteur et des conditions thermiques [E3952].

II.2.3. Transfert de chaleur par rayonnement

Le rayonnement est la seule transmission d'énergie, sans aucun support ou milieu matériel. La chaleur se transmet directement par radiation d'un corps chaud sur un corps froid. Cet échange thermique est réalisé par l'émission d'ondes électromagnétiques. La chaleur du soleil est un exemple [D3117].

Tout corps matériel, à une température différente du zéro absolu, émet à sa surface un rayonnement fonction de sa température et de son état de surface. Il peut également absorber tout ou partie du rayonnement qu'il reçoit des surfaces environnantes, de l'atmosphère ambiante et du rayonnement solaire. Le bilan thermique entre les flux partant et incident avec introduction de facteurs de forme constitue l'échange de chaleur au niveau de ce corps.

Les **facteurs d'émission** (ϵ , appelé aussi: émissivité) et **d'absorption** dépendent généralement de la longueur d'onde. On définit des corps *gris* à émission diffuse, par une émissivité constante, l'absorptivité a alors même valeur. Dans de très nombreux cas, nous aurons affaire en électronique de puissance à des corps gris, Tableau II.2.

Matériau	Température (°C)	Emissivité
Aluminium nu	170	0,04
Aluminium poli	260	0,12
Aluminium poli	37	0,11
Aluminium anodisé noir	50	0,98
Cuivre terni	20	0,04
Cuivre oxydé	130	0,76
Acier trempé	200	0,52
Acier oxydé	200	0,79

Tableau II.2 : Emissivité des matériaux utilisés en électronique de puissance [D3117]

Le Tableau ci-dessus, présente quelques exemples des matériaux utilisés en électronique de puissance, et montre qu'un dissipateur est plus performant "anodisé noir" que "brut", le rayonnement étant proportionnel à l'émissivité (ϵ), ainsi qu'à la température du corps. Donc, le flux transféré par rayonnement dépend de :

- Ø La température de la surface rayonnante (en Kelvin : K) ;
- Ø La température de l'environnement (en Kelvin : K) ;
- Ø L'état de surface ;
- Ø La présence ou non d'écrans protecteurs (facteurs de forme).

Pour bien illustrer ce mode de transfert thermique, prenons l'exemple de deux parois séparées par un milieu transparent, comme le montre la Figure II.3.

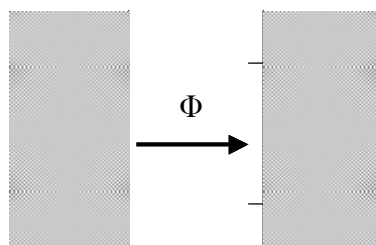


Figure II.3: Principe du rayonnement

Le flux thermique transféré par rayonnement entre les deux parois, est donné par la formule :

$$\Phi = S_1 \cdot F_{12} \cdot \sigma [T_1^4 - T_2^4] \text{ (II.16)}$$

Avec Φ Le flux (en Watts : W) échangé entre les deux surfaces S_1 et S_2 (m^2), de températures T_1 et T_2 (K),

σ La constante de *Stéfan* ($5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-4}$)

F_{12} Le facteur de forme gris, qui dépend de la géométrie des surfaces, de leur position relative, de leur nature ainsi que de leur état de surface :

$$F_{12} = \frac{1}{\frac{1-\varepsilon_1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{f_{12}} + \frac{1-\varepsilon_2}{\varepsilon_2} \cdot \frac{S_1}{S_2}} \text{ (II.17)}$$

Avec f_{12} : Facteur de forme purement géométrique

Il existe des tables donnant f_{12} pour des configurations géométriques variées. Citons celles rencontrées le plus souvent en électronique.

Ø Deux plans infinis et parallèles, ou deux surfaces en influence totale :

$$F_{12} = \frac{1}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_2} - 1} \text{ (II.18)}$$

ainsi $\Phi =$

$$\frac{\sigma [T_1^4 - T_2^4] S_1}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_2} - 1} \text{ (II.19)}$$

Ø Rayonnement entre un plan et une masse gazeuse (H_2O , CO_2 , CO ... de l'air ambiant, absorbent et émettent du rayonnement) :

$$\Phi = \frac{S \sigma [T_p^4 - T_g^4]}{\frac{1}{\varepsilon_p} + \frac{1}{\varepsilon_g} - 1} \text{ (II.20)}$$

Si la surface S est très faible devant la masse gazeuse (ce qui est le cas en électronique, le volume du composant est faible devant le volume de l'air ambiant) :

$$\Phi = S \cdot \varepsilon_p \cdot \sigma [T_p^4 - T_g^4] \quad (\text{II.21})$$

Ø Radiateur composé d'ailettes :

$$\Phi = R \cdot S \cdot \varepsilon_p \cdot \sigma [T_p^4 - T_g^4] \quad (\text{II.22})$$

Avec S Surface externe du radiateur (m^2),

T_p Température de cette surface (K),

ε_p Emissivité de cette surface,

T_g Température du gaz (K),

R Facteur de réduction d'air du au phénomène d'écran entre les Ailettes, donné par la Figure II.4.

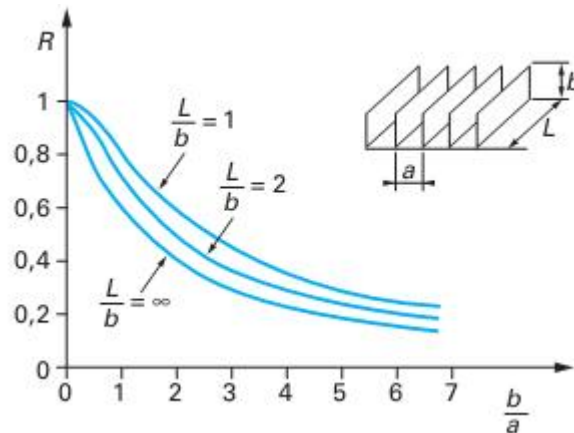


Figure II.4: Facteur de réduction d'air [E3952]

Pour linéariser l'expression du flux thermique échangé, on introduit un coefficient d'échange radiatif h_{ray} :

$$\Phi = S h_{ray} (T_p - T_g) \quad (\text{II.23})$$

Le coefficient (h_{ray}), en électronique, est de l'ordre de $0,5$ à $10 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$:

$$\Delta T_{\text{transfert radiatif}} = \Delta R_{\text{transfert radiatif}} \cdot \Phi \quad (\text{II.24})$$

Avec

$$R_{\text{transfert radiatif}} = \frac{1}{h_{ray} \cdot S} \text{ résistance thermique de transfert convectif.}$$

En réalité, tous les problèmes rencontrés dans les applications (industrielles ou non), aussi simples soient-elles, font intervenir un couplage des trois modes de transfert : ce n'est que l'analyse du problème physique à étudier qui permet éventuellement de négliger l'un ou l'autre des processus par rapport à celui qui prédomine.

II.3. Notion de résistance thermique

Les composants semi-conducteurs ont un domaine de température de fonctionnement limité par la nature du matériau semi-conducteur et par le type de technologie employé lors de leur fabrication. Ces composants sont placés dans des boîtiers hermétiques.

Pour dimensionner les systèmes de refroidissement, l'électricien utilise fréquemment la notion de résistance thermique (R_{th}), qui s'exprime en $K.W^{-1}$. Cette grandeur provient d'une analogie faite entre les problèmes de conduction de la chaleur (loi de Fourier) et de conduction électrique (loi d'Ohm). Elle permet de relier une différence de température dans un système au flux de chaleur qui circule dans ce dernier de la manière suivante :

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\Phi} \quad (II.25)$$

Plus une résistance thermique est faible, plus les échanges de chaleur s'accompagnent de faibles différences de température [Mansour TAWK].

Dans les semi-conducteurs, une très grande partie de l'énergie fournie est dissipée sous forme thermique au niveau de la **jonction**. Cette chaleur traverse presque en totalité la pastille puis la liaison pastille-boîtier et enfin le corps du boîtier par conduction, Figure II.5.

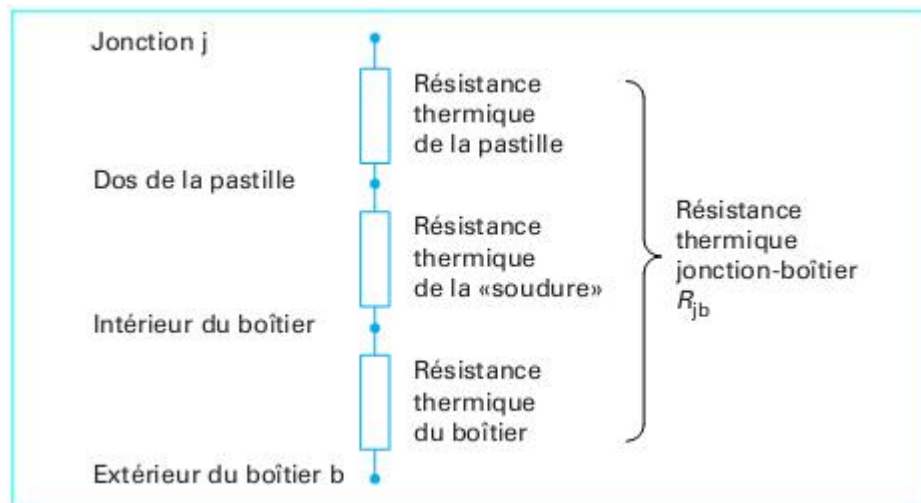


Figure II.5: Schéma résistif d'un composant [E3952]

Le fabricant donne généralement, la résistance thermique entre la jonction et l'extérieur du boîtier, R_{jb} qui est la somme des résistances thermiques de la pastille, de la soudure et du boîtier. Elle est donnée :

- Ø Soit directement dans les datasheet données par les fabricant
- Ø Soit en donnant la température de jonction maximale $T_{j,max}$ pour laquelle la puissance dissipée est nulle et la puissance thermique maximale P_{max} pouvant être dissipée lorsque le boîtier est maintenu à la température ambiante T_{amb} :

$$R_{jb} = \frac{T_{j,max} - T_{amb}}{P_{max}} \quad (II.26)$$

Soit en donnant la courbe de la puissance dissipée en fonction de la température du boîtier. R_{jb} est alors égal à l'inverse de la pente de la courbe. La chaleur est évacuée du boîtier vers l'atmosphère ambiante par convection et rayonnement et/ou du boîtier vers un puits thermique (bâti, radiateur...) par conduction.

Le transfert direct entre le boîtier et l'air ambiant est prépondérant pour les composants supportés par leurs connexions. Le fabricant donne directement la résistance thermique $R_{j,amb}$ entre la jonction et l'air ambiant. Cette résistance englobe les résistances thermiques conductives internes R_{jb} et la résistance thermique de transfert (convection naturelle et rayonnement) $R_{b,amb}$ entre le boîtier et l'air ambiant.

$$R_{j,amb} = R_{jb} + R_{b,amb} \quad (II.27)$$

Le concepteur est alors confronté à une difficulté majeure : la définition de la température ambiante T_{amb} au niveau du composant.

Le cas des circuits intégrés montés en boîtier *dual in line* est très différent : une grande partie de la chaleur est évacuée directement par les connexions (et/ou par des pattes thermiques). Le composant doit alors être modélisé par deux résistances thermiques internes : l'une correspondant à la conduction dans les broches du circuit et l'autre correspondant à la conduction dans le matériau encapsulant.

Le transfert conductif entre le boîtier et le puits thermique est prépondérant pour les composants montés directement sur un bâti, c'est-à-dire les transistors de puissance en boîtier TO3 par exemple, les diodes, les transistors, les thyristors en boîtier muni d'un goujon (le couple de serrage est indiqué par le fabricant), les diodes et thyristors en boîtier type *press-pack*. La fixation du composant sur le puits thermique entraîne une résistance thermique de contact $R_{b,B}$ qui dépend du mode de fixation et de la pression de serrage. Pour réduire $R_{b,B}$, on améliore le contact thermique en enduisant les surfaces de graisse au Silicone. Lorsqu'il est nécessaire d'isoler électriquement le composant du puits thermique, on intercale une feuille isolante de faible épaisseur et de matériau mauvais conducteur thermique (Oxyde de Béryllium, Mica, Kapton), ce qui augmente de façon non négligeable la résistance de contact. Les résistances thermiques de contact avec ou sans isolateur de Mica en fonction de la pression de serrage se trouvent plus ou moins aisément dans les notices des fabricants [E3952].

II.4.les phénomènes physiques intervenants dans les composants semi-conducteurs

Les phénomènes de transport de chaleur et d'électricité dans les conducteurs (de manière générale), donnent lieu à différentes manifestations connues sous le nom d'effets thermoélectriques. Ces

effets, que l'on distingue pour la commodité de l'étude, n'ont en fait pas d'existence séparée et sont la résultante de deux phénomènes de transport (chaleur et électricité), se produisant simultanément.

L'effet Joule (effet irréversible) n'est pas considéré comme un effet thermoélectrique. Il est néanmoins présent dans tout conducteur résistif parcouru par un courant, indépendamment des effets thermoélectriques.

Trois effets thermoélectriques ont été établis expérimentalement: l'effet Seebeck (1821), l'effet Peltier (1834) et l'effet Thomson (1847). Nous allons rappeler les définitions ainsi que les relations établies par Thomson entre ces différents effets [S.KALCHNIKOV].

II.4.1. Effet Seebeck

L'effet Seebeck est un effet thermoélectrique découvert par le physicien Thomas Johann Seebeck, consistant en l'apparition d'un courant électrique lorsqu'un transfert de chaleur se produit à la jonction entre deux conducteurs, ou semi-conducteurs. Une différence de potentiel apparaît à la jonction de deux matériaux soumis à une différence de température. La Figure II.6 illustre ce phénomène.

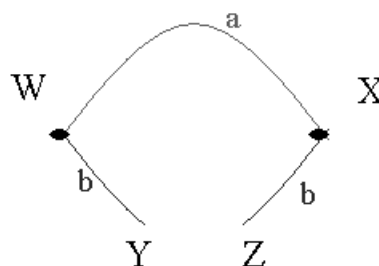


Figure II.6 : Principe d'apparition de l'effet Seebeck

Deux matériaux conducteurs de natures différentes, a et b , sont reliés par deux jonctions en X et W . Dans le cas de l'effet Seebeck, une différence de température ΔT est appliquée entre W et X , ce qui entraîne l'apparition d'une différence de potentiel ΔV entre Y et Z .

Cet effet est caractérisé par le coefficient de Seebeck $a_{12}(T)$, que l'on définit comme étant le rapport de la tension à l'écart de température, lorsque ce dernier est infiniment petit:

$$a_{12}(T) = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta V}{\Delta T} \right) \quad (\text{II.28})$$

L'unité pratique est le $\mu\text{V.K}^{-1}$; par exemple, pour une jonction Cuivre/Constantan

$$a_{12}(273\text{K}) = 39 \mu\text{VK}^{-1}.$$

En effet, au point de la jonction chaude, la vitesse thermique des électrons est plus grande que la vitesse thermique des électrons de la jonction froide. Donc ce conducteur sera siège d'un flux de diffusion électronique dirigé du point de la jonction chaude au point de la jonction froide. Dans le cas des semi-conducteurs la concentration électronique augmente avec l'augmentation de la température, il apparaît encore un flux de diffusion supplémentaire provenant de la différence de la concentration électronique entre la jonction chaude et la jonction froide. Il en résulte, une apparition de charges électriques [S.KALACHNIKOV].

II.4.2. Effet Peltier

L'effet Peltier est un effet thermoélectrique découvert en 1834 par le physicien Jean-Charles Peltier. Il décrit le phénomène de déplacement de la chaleur en présence d'un courant électrique à la jonction de deux métaux différents. En effet, lorsqu'un courant électrique passe à travers la jonction reliant deux conducteurs, on observe un dégagement, ou une absorption de chaleur selon le sens du courant, Figure II.7.

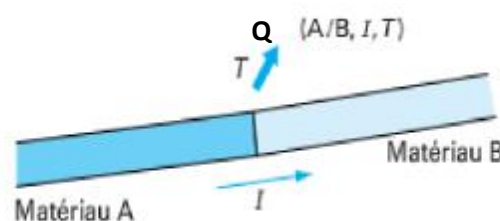


Figure II.7 : Principe d'apparition de l'effet Peltier

L'origine de la chaleur par effet Peltier s'explique comme suit: En se déplaçant, chaque électron transporte non seulement sa charge mais aussi l'énergie qu'il possède. Aussi lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant électrique, il est siège d'un certain flux d'énergie. Ce flux existe dans le cas où tous les points du conducteur sont portés à la même température et donc aucune énergie n'est transportée par conductibilité thermique. Le sens du flux d'énergie est celui du déplacement des électrons, c'est-à-dire opposé au sens de la densité de courant j .

Pour une même densité de courant, les flux d'énergie sont variables avec la nature des conducteurs. Aussi, l'énergie arrivant à la surface de contact dans le conducteur 1 n'est pas égale à l'énergie qui quitte la surface de contacte dans le conducteur 2. La différence entre ces énergies constitue justement la chaleur mise en jeu par l'effet Peltier.

Peltier émet la formule qui associe la quantité de chaleur (Q) absorbée ou dégagée à l'intensité du courant I , comme suit:

$$Q = \Pi_{ab} \cdot I \quad (\text{II.29})$$

Avec :

Q : La quantité de chaleur (en Joule: J)

I : Intensité du courant électrique (en Ampère: A)

Π_{ab} : Coefficient Peltier, relatif aux matériaux A et B (en $\text{J} \cdot \text{A}^{-1}$) [S.KALACHNIKOV].

II.4.3. Effet Thomson

Un conducteur unique, soumis à un gradient de température et parcouru par un courant électrique, échange de la chaleur (absorption ou dégagement) avec le milieu extérieur, comme on voit sur la Figure II.8.

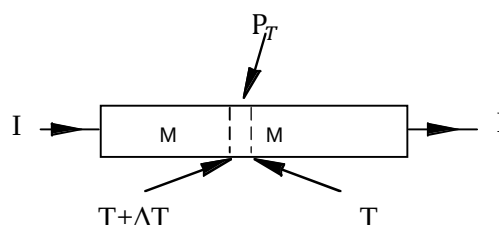


Figure II.8 : Principe d'apparition de l'effet Thomson

Si ΔT est la différence de température entre deux points distants d'une unité de longueur, la puissance échangée (P_T) par unité de longueur, lorsque le conducteur (M) est parcouru par un courant I , est:

$$P_T = \tau \cdot \Delta T \cdot I \quad (\text{II.30})$$

Avec τ le coefficient de Thomson, cette fois caractéristique du seul conducteur considéré.

L'effet Thomson est réversible, tout comme l'effet Peltier: une inversion de courant par rapport au sens du gradient de température inverse le sens des effets thermiques.

Le signe du coefficient de Thomson est pris positif si le conducteur absorbe de la chaleur, lorsque les gradients de température et de tension sont dans le même sens (le courant circule de l'extrémité chaude vers l'extrémité froide).

L'unité pratique est le $\mu\text{V} \cdot \text{K}^{-1}$; par exemple pour le Cuivre, on a $\tau = 2,2 \mu\text{V} \cdot \text{K}^{-1}$ et pour le Fer $\tau = -8,4 \mu\text{V} \cdot \text{K}^{-1}$ [S.KALACHNIKOV].

II.5. Effet Joule

L'effet Joule est la manifestation thermique de la résistance électrique. Il se produit lors du passage d'un courant électrique dans tout matériau conducteur. L'effet porte le nom du physicien anglais *James Prescott Joule* qui l'a étudié vers 1860. De manière générale le courant électrique est assuré par le déplacement des charges électriques. Ces porteurs de charge en mouvement interagissent avec les atomes constitutifs du milieu dans lequel ils se déplacent – par exemple un câble électrique – ce qui constitue un frein, une résistance à leurs déplacements. Pour transférer une quantité déterminée de courant électrique par ce câble, il faut donc fournir une puissance supplémentaire, qui sera dissipée lors des interactions avec les atomes, sous forme d'énergie thermique (dissipation d'énergie électrique sous forme de chaleur). C'est ce qu'on appelle l'**effet Joule**. Une seule exception à cette règle, les supraconducteurs qui nécessitent des conditions particulières pour conserver leur propriété.

Ø **Nature de l'effet Joule** : L'effet Joule est un effet thermique qui se produit lors du passage du courant électrique dans un conducteur. Il se manifeste par une augmentation de l'énergie interne du conducteur et généralement de sa température.

L'énergie dissipée sous forme de chaleur entre deux moments t_1 et t_2 par un dipôle de résistance R traversé par un courant d'intensité i s'écrit :

$$W = R \int_{t_1}^{t_2} i^2 dt \quad (\text{II.31})$$

Avec : W en joules (J), R en ohms (Ω), i en ampères (A), t en secondes (s)

La puissance moyenne vaut donc :

$$P = \frac{W}{t_2 - t_1} = \frac{R}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} i^2 dt \quad (\text{II.32})$$

Avec : P en watts (W)

L'emploi de ces formules n'est pas toujours simple (en l'occurrence dans les semi-conducteurs), car la résistance dépend de la température du composant. La puissance dissipée par effet Joule modifie la température qui modifie la résistance qui modifie ainsi la puissance dissipée par effet Joule.

L'effet Joule se manifeste dans tout composant électrique avec plus ou moins d'importance:

- Dans certain cas, l'effet Joule est responsable de *pertes d'énergie*, c'est-à-dire de la conversion indésirable, mais inévitable, d'une partie de l'énergie électrique en énergie thermique. C'est le cas par exemple des pertes en ligne lors du transport du courant électrique que l'on cherche à limiter en augmentant la tension pour diminuer l'intensité.
- Dans d'autre cas, il s'agit d'un effet recherché pour produire de la chaleur (radiateur électrique, chauffe-eau, grille-pain) ou de la lumière (lampe à incandescence). En effet, l'élévation de la température du conducteur provoque un échange d'énergie avec l'extérieur sous forme de transfert thermique. Si cette température devient très importante, il cède également de l'énergie par rayonnement visible.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les différents phénomènes physiques et thermodynamiques provoquant l'échauffement dans les semi-conducteurs.

Les trois effets physiques suivant ; Seebeck, Peltier et Thomson sont des effets thermoélectriques réversibles, provoquant des variations de température (ΔT). Cela étant dit, du fait de l'unidirectionnalité du sens du courant, leur particularité, à savoir leur réversibilité thermoélectrique, qui aurait pu être d'un grand secours, ne peut être exploitée. Le quatrième effet physique n'est autre que l'effet joule, qui est présent dans tous les matériaux traversés par un courant électrique.

Quant aux modes de transfert de la chaleur, qui sont la conduction, la convection (naturelle ou forcée, avec ou sans changement de phase) et le rayonnement, ils ont aussi été bien explicités.

Références bibliographiques

- ▼ Techniques de l'ingénieur (E 3952)
Dissipation thermique dans les Systems électroniques. 2008
- ▼ Techniques de l'ingénieur (D 3117)
Définition d'un dissipateur thermique en milieu industriel.
- ▼ Techniques de l'ingénieur (BE 1544)
Transfert thermique par convection.
- ▼ S.KALACHNIKOV "Electricite" EDITIONS MIR, MOSCOU, 1983
- ▼ Michael Ralf Stark "Thermoelectrics for Cooling Power Electronics" The University of Tennessee, Knoxville, 2006

- ▼ Jeremy Bryant Campbell “A two Phase Cooling Method Using R134a Refrigerant to Cool Power Electronics Devices” The University of Tennessee, Knoxville, 2004

Chapitre III :
Etat de l'art des systèmes de refroidissement

III.1.Introduction

Dans les systèmes d'électroniques de puissance, le problème majeur est l'augmentation de la température aux sein des semi-conducteurs (organe majeur), allant souvent jusqu'à la destruction des dispositifs. Pour lutter contre ce phénomène, plusieurs équipes de chercheurs a travers le monde y travail. Proposant ainsi des solutions allant du remplacement de la matière constituant le composant, à deséquipements consistant à refroidir par divers technologies:

L'une des solutions consiste à remplacer le Silicium (Si) par le Carbure de Silicium (SiC). Le SiC est capable de fonctionner àdes températures beaucoup plus élevées, sans rupture. Les dispositifs au SiC ont également des conductivités thermiques plus élevées, ceci leurs permet de libérer la chaleur a une vitesse plus rapide.Bien qu'elle a beaucoup d'avantages, l'EP au SiCest actuellement trop chère, elle est réservée à certaines applications.

Une deuxième solution consiste à refroidir l'EP, cela offre plusieurs avantages. D'abord, l'EP peut être placée dans n'importe quelle température environnante, à condition qu'elle soit bien refroidie. En second lieu, l'EP peut être utilisée dans des conditions de puissances plus élevées. Ceci permet à l'EP de fonctionner aux conditions maximales plus longtemps sans risque de rupture thermique. Par conséquent, grâce au refroidissement, on peut avoir de meilleurs performances et une fiabilité élevées de l'EP.

III.2.Différentestechniquesderefroidissement

Les techniques de refroidissement utilisées sont soit,passives, actives ou hybride (une combinaisonentre lestechiniquespassiveset actives). Lestechniquesderefroidissementactivesontbaséessurletransfertdechaleurparconvectionforcée etnécessitentl'utilisation d'unepompemécaniquepourassurerlacirculationdufluidecalopporteur etuncircuitpour évacuer la chaleur du système vers l'extérieur. Les techniques de refroidissement passivessontrelativementsimplesetleurutilisationnennécessiteaucunealimentationexternenece qui les rend fiables avec un coût relativement faible, mais dans certain cas elles sont insuffisantes.

La classificationdessystèmesderefroidissementpassifssuivantlesdeuxmodesdetransfertde chaleur:directou indirect suivantquelefluidecalopporteurstoun'est pasencontactavec les composants électroniques.

Danslecasderefroidissementdirect,lefluidederefroidissementdoitavoirdebonespropriété

sélectriques, à savoir : une résistivité électrique élevée, une résistance au claquage élevée, une faible constante diélectrique, une importante capacité thermique, une faible viscosité, une faible tension superficielle. Une bonne compatibilité avec les matériaux utilisés à savoir les joints et les récipients. Les fluides les plus souvent utilisés pour le refroidissement direct sont : l'eau, l'eau glycolée (un mélange d'eau et d'éthylène glycol à 62 %), les fréons liquides qui sont d'excellents diélectriques et qui peuvent être utilisés entre -65°C et $+100^{\circ}\text{C}$.

D'après l'étude de Robertson (1991), le choix d'un système de refroidissement repose sur huit facteurs, à savoir :

- la taille,
- la fiabilité,
- l'efficacité thermique,
- le coût,
- le bruit,
- les vibrations,
- la maintenance
- les interférences électriques avec le composant à refroidir.

En général, il est difficile qu'un système de refroidissement puisse satisfaire pleinement tous ces critères. En effet, il existe des contraintes spécifiques à chaque système de refroidissement dont le choix dépend essentiellement du cahier de charge.

III.2.1 Techniques de refroidissement actif

Cet type de refroidissement permet un transfert thermique en utilisant un fluide caloporteur mis en circulation dans un circuit fermé grâce à une pompe mécanique. Le coefficient de transfert thermique par unité de surface dépend du fluide caloporteur. Il est important dans le cas de l'eau (100 fois plus grand que pour l'air (figure III.1)). En outre, l'eau a une chaleur spécifique qui est quatre fois plus grande que celle de l'air.

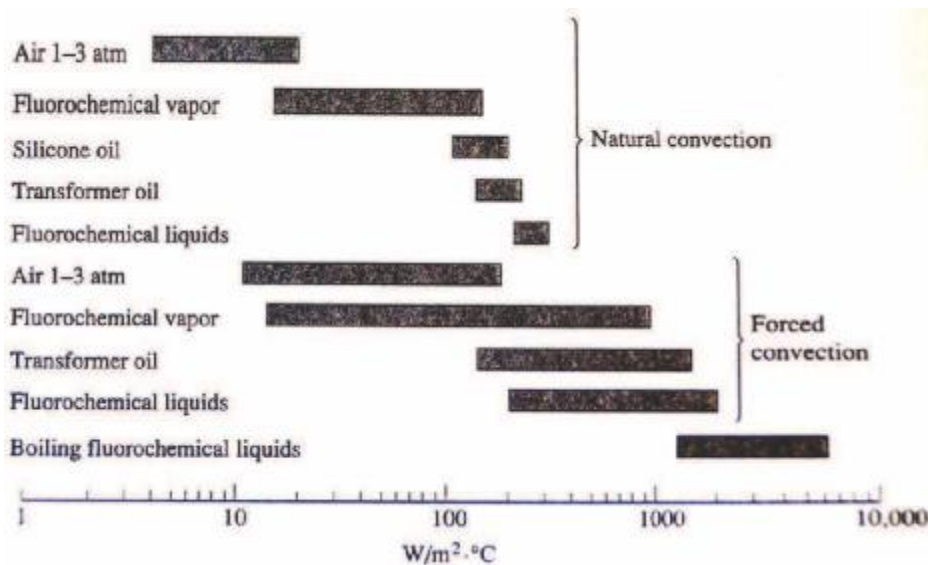


Figure III.1. Variation du coefficient d'échange de chaleur en fonction du fluide caloporteur et du mode de refroidissement.

Dans les systèmes de refroidissement par air, la chaleur est transférée à l'air ambiant qui est ensuite remplacé par l'air frais extérieur au système. Lors du refroidissement par un liquide, une boucle fermée est utilisée dans laquelle le fluide de refroidissement doit être refroidi; ceci est accompli généralement par un échangeur secondaire air-liquide. Dans ce type de circuit de refroidissement, on trouve outre l'équipement électronique à refroidir, une pompe, un régulateur de débit, un réservoir de stockage et enfin un échangeur thermique (figure III.2). Parfois, la pompe est utilisée pour pulvériser le liquide de refroidissement directement sur les composants électroniques afin d'accélérer l'évacuation de la chaleur dissipée.

Parmi les facteurs intervenant lors de la conception de cette installation on peut citer : la puissance du système, la nature du fluide caloporteur, la température d'entrée...etc.

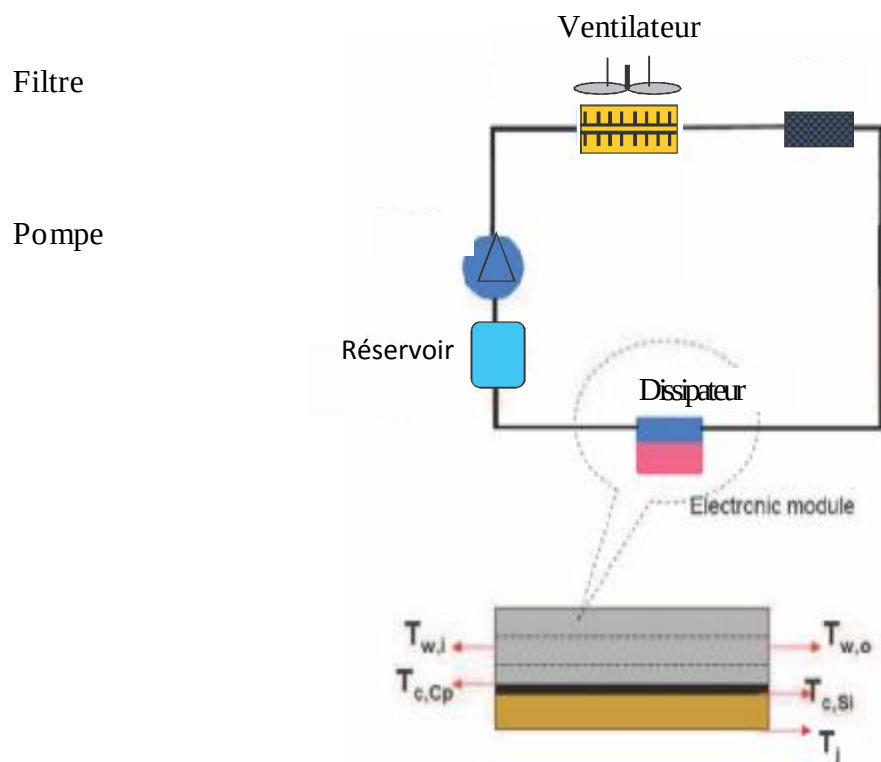


Figure III.2.Circuitderefroidissementactif.

III.2.2Techniquesderefroidissementpassif

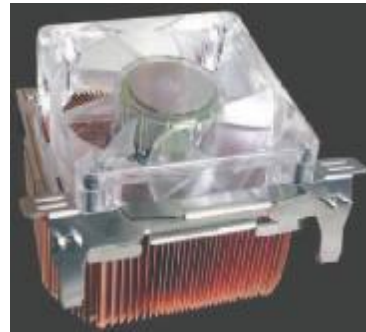
III.2.2.1Refroidissementparécoulementd'air

C'est le système de refroidissement le plus simple à utiliser pour évacuer la puissance thermique vers l'air environnant par convection naturelle ou forcée. Il ne nécessite aucun équipement annexe. La figure III.3 présente ainsi, des systèmes de refroidissement par écoulement d'air où le transfert thermique s'effectue par convection naturelle (figure III.3a) ou par convection forcée en utilisant un ventilateur (figure III.3b). Comme le coefficient d'échange en convection naturelle entre l'air et la surface des ailettes reste faible, la surface d'échange est généralement augmentée, ce qui conduit à des formes de radiateurs plus ou moins complexes suivant la valeur des puissances à dissiper. Le refroidissement par convection naturelle ne s'adresse qu'à des faibles puissances thermiques, inférieures à 50 W. Au-delà de cette valeur, il est nécessaire d'assurer un mouvement d'air par convection forcée afin d'assurer une évacuation du flux thermique tout en gardant un volume convenable pour le dissipateur. L'inconvénient du refroidissement par convection forcée est l'utilisation d'un ventilateur et d'autres équipements encombrants tels que des conduits, des filtres, etc. Ceci entraîne :

- une réduction du rendement électrique du système à cause de la puissance électrique consommée pour l'alimentation du ventilateur,
- une augmentation des vibrations et du bruit.



(a)



(b)

Figure III.3. Exemples de systèmes de refroidissement par air:
(a) par convection naturelle, (b) par convection forcée

Outre l'utilisation d'un ventilateur, l'inconvénient du refroidissement par convection forcée est le risque d'encrassement du radiateur à cause des dépôts de poussières provenant de l'air ambiant. Ceci réduit l'efficacité énergétique du système de refroidissement et augmente le risque de claquage électrique.

L'utilisation des ailettes dans les systèmes de refroidissement a pour but d'augmenter la surface d'échange et, par conséquent, d'améliorer l'évacuation de la chaleur vers l'air ambiant. Les ailettes sont fabriquées en matériau très bon conducteur de la chaleur tel que l'aluminium, et sont généralement peintes en noir pour augmenter leur émissivité. La géométrie des ailettes peut être améliorée pour créer un mouvement d'air turbulent qui améliore le transfert de chaleur vers l'air ambiant. Un des moyens utilisés est l'utilisation de cannelures afin d'améliorer la dissipation de la chaleur.

III.2.2.2 Refroidissement par changement de phase solide-liquide

Les matériaux à changement de phase solide-liquide se liquéfient en augmentant leur température dans une gamme de 40 à 70 °C (Figure III.4). Ils sont composés d'un mélange de liant organiques, de fines particules remplies en céramique pour l'amélioration thermique, éventuellement

ent, d'un substrat sous forme d'une feuille d'aluminium ou d'un treillis de verre tissé. Lors du changement de phase solide-liquide, le PCM (Matériau à Changement de Phase) stocke à une température constante de la chaleur qu'il prélève au système à refroidir.



(a)



(b)

Figure III.4. Refroidissement par changement de phase solide-liquide:

(a) PCM, (b) exemple d'application.

La quantité de chaleur stockée est proportionnelle à l'enthalpie de changement de phase du matériau et à sa masse. Cette chaleur est rejetée à l'extérieur en combinant les systèmes à PCM avec d'autres dissipateurs de chaleur tels que : les caloconducteurs, les spreaders, etc. (Wirtz et al. 1999, Fosset et al. 1998, Mulligan et al. 1994, Palet et al. 1996, O'Connor, 1997). Les performances thermiques des matériaux à changement de phase ont été étudiées dans la littérature par plusieurs auteurs (Bauer et Wirtz, 2000, Zheng et Wirtz, 2001a, 2001b, Armstrong, 1967). Des auteurs (Mondieig, 1994) ont montré que l'application des PCM est bien adaptée pour la dissipation thermique de la chaleur en régime transitoire. En effet, le stockage de la chaleur peut être effectué dans les périodes de pic de température et le rejet de cette charge thermique peut être fait au moment où la température est en dessous de celle de fusion du PCM. Cette technique de refroidissement permet de réduire la taille du système, son coût et son encombrement. L'inconvénient majeur de cette technique de refroidissement passif est la résistance thermique qui est élevée.

III.2.2.3 Refroidissement par changement de phase liquide-vapeur

Le mode de refroidissement par changement de phase liquide-vapeur est considéré comme l'un des moyens les plus efficaces et les plus adaptables pour refroidir les systèmes énergétiques. En effet, comme pour le cas des

PCM, la quantité de chaleur dissipée dépend du débit massique du fluide caloporteur et de sa chaleur de vaporisation. L'avantage majeur est très apprécié par ce mode de refroidissement est la possibilité d'assurer la circulation du fluide caloporteur sans aucune pompe mécanique. Ceci permet de réduire l'encombrement du circuit, diminuer le bruit et la consommation énergétique.

Ce mode de refroidissement est utilisé dans trois classes des systèmes de refroidissement qui diffèrent les uns des autres suivant leurs configurations:

- refroidissement par immersion dans un fluide diélectrique,
- refroidissement par caloports,
- refroidissement par boucle diphasique à 2 lignes.

III.2.2.4. Refroidissement par immersion dans un fluide diélectrique

Ce mode de refroidissement consiste à immerger les systèmes à refroidir dans un fluide diélectrique dans laquelle le transfert de chaleur s'effectue par ébullition à un niveau de l'interface surface-fluide. Il est utilisé depuis 1948 pour le refroidissement de composants de puissance dans les radars (Cochran, 1968). Cependant, à partir des années 70, de nombreux chercheurs se sont activés pour conduire des travaux de recherches sur ce mode de refroidissement (Asch, 1965, Yamada et al. 1980, Rollet, 1980, Nakayama, 1987), en raison de l'augmentation des puissances des systèmes énergétiques. La figure III.6 présente des exemples de systèmes de refroidissement par immersion étudiés par Bar-Cohen (1983). Les composants à refroidir sont placés dans une enceinte étanche partiellement remplie avec un fluide diélectrique. Le refroidissement de ces composants est assuré par ébullition du fluide caloporteur. La vapeur produite est ensuite condensée dans un échangeur de chaleur refroidi par l'air en convection naturelle ou par un liquide en convection forcée. Les figures III.5a et III.5b montrent deux configurations où le condenseur est placé à l'extérieur de l'enceinte. La figure III.5c montre une troisième configuration du système de refroidissement où le condenseur est placé à l'intérieur de l'enceinte. La figure III.5d présente une dernière configuration où l'encombrement est réduit. La condensation de la vapeur est réalisée par placement d'ailettes sur la surface externe de l'enceinte.

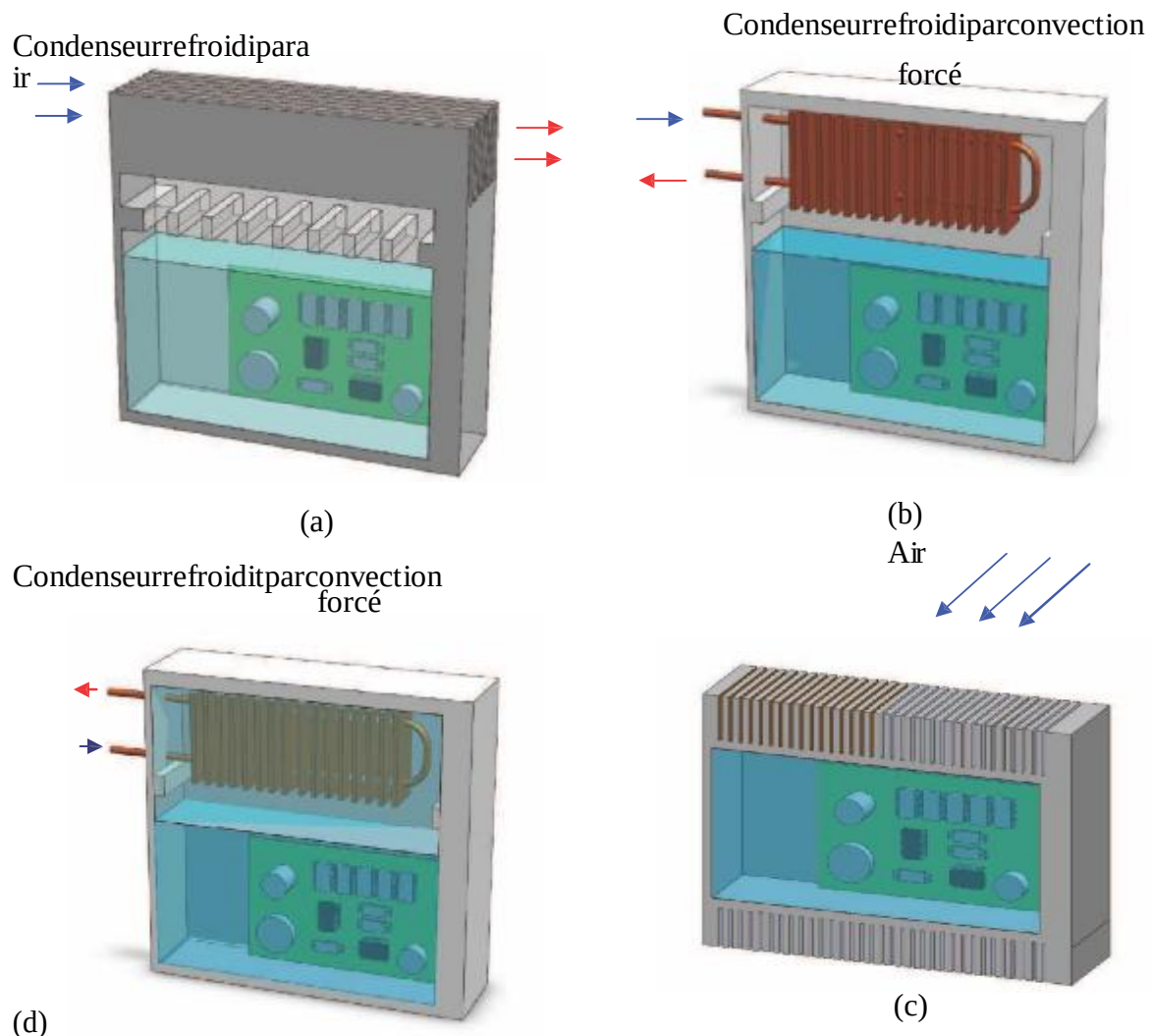


Figure III.5. Systèmes de refroidissement par immersion dans un fluide (Cengel, 1998).

III.2.2.5 Refroidissement par caloduc

a) Principe de fonctionnement

Un caloduc est un système qui, grâce à un changement de phase d'un fluide caloporteur, prélève la chaleur d'un point et la transporte vers un autre, sans utiliser de pompe ou d'autre artificiel mécanique.

Il est constitué d'une enceinte étanche, dont les parois internes sont tapissées d'une structure capillaire. Il contient du liquide qui est en équilibre avec sa vapeur en l'absence totale d'air ou de tout autre gaz.

Le caloduc est composé de trois parties appelées évaporateur, condenseur et zone

adiabatique. Le principe de fonctionnement est représenté sur la Figure III.6. Dans la zone chauffée (l'évaporateur), le liquide s'évapore et la vapeur vient se condenser dans la zone refroidie (le condenseur). Le fluide condensé retourne vers l'évaporateur, grâce à l'effet de la capillarité développée dans le milieu poreux qui tapisse la paroi interne. Ce réseau capillaire joue le rôle du moteur du caloporteur. Avec un réseau capillaire adapté, le caloporteur peut fonctionner dans toutes les positions et par conséquent hors gravité.

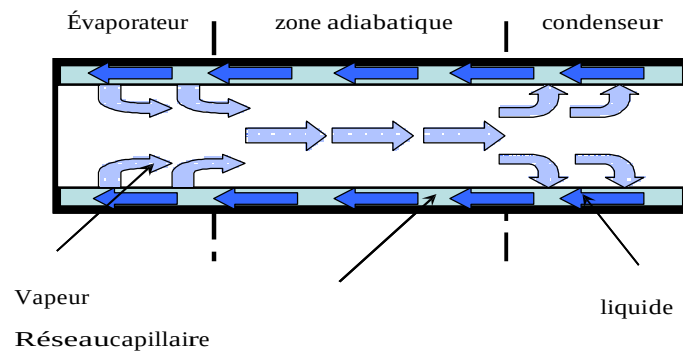


Figure III.6 : Principe de fonctionnement d'un caloporteur

L'intérêt principal de ce principe est que le flux de chaleur est transporté entre l'évaporateur et le condenseur avec un très faible gradient de température. La valeur équivalente de la conductivité thermique de l'espace vapeur pourrait atteindre des valeurs 100 fois supérieures à celles du cuivre. En effet, le caloporteur permet d'extraire la chaleur d'un endroit difficilement accessible et de la transférer vers une zone facilement refroidie. Ces types de structures sont utilisés dans le domaine de la microélectronique, de la médecine, de l'électronique de puissance et dans les domaines spatiaux, car le caloporteur possède l'avantage de pouvoir fonctionner hors gravité.

b) Réseaux capillaires

Le fonctionnement d'un caloporteur dépend essentiellement de la capacité de pompage du réseau capillaire. Dans la suite, nous verrons les paramètres qui caractérisent ce phénomène. Lorsqu'une goutte est en contact avec un solide, celle-ci se déforme à cause de l'existence d'une force d'interaction entre elle et la paroi. Pour caractériser l'interface liquide-solide, on utilise la notion d'angle de contact θ . Lorsque l'interaction entre le liquide et le solide est grande, nous considérons que le liquide ne mouille pas. Dans ce cas, l'angle θ est supérieur à 90° . Dans le cas contraire, on considère qu'il mouille ($\theta < 90^\circ$) (Figure III.7).

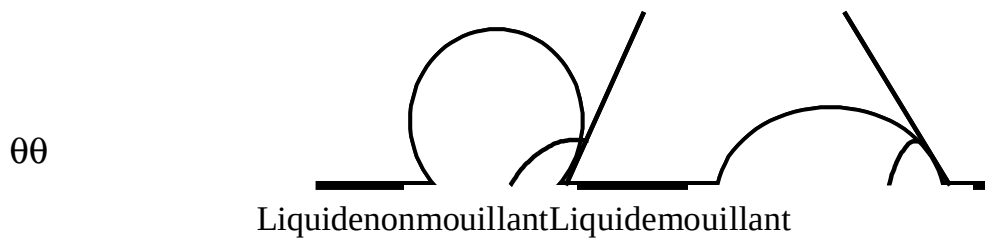


Figure III.7 : Formed'une goutte en contact avec une surface solide

Il existe une différence de pression à l'interface liquide-vapeur qui dépend de la forme de l'interface et de la nature du liquide. Dans le cas d'une goutte sphérique de rayon R , elle est exprimée de la façon suivante:

$$\Delta p_{cap} = \frac{2\sigma}{R} \quad (III.1)$$

Avec σ la tension superficielle. Le rayon de courbure de l'interface liquide-vapeur dans le cas d'un liquide situé dans un tube de rayon r est égal à $r/\cos\theta$. La différence de pression devient :

$$\Delta p_{cap} = \frac{2\sigma \cos\theta}{r} \quad (III.2)$$

Si le liquide mouille la paroi, le ménisque monte dans le tube et il descend dans le cas contraire (Figure III.8). Cette différence de pressions est appelée pression capillaire, car c'est elle qui détermine la hauteur de la remontée capillaire dans le tube.

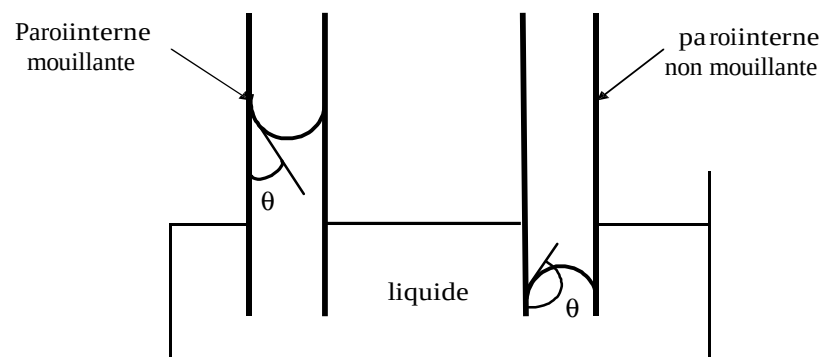


Figure III.8 : Remontée capillaire dans un tube

Afin d'avoir une pression capillaire importante, il est nécessaire de choisir des couples liquide-solide permettant d'avoir des angles de mouillage les plus faibles possibles.

Dans le cas d'un tube d'une section rectangulaire, l'interface de deux rayons de courbure R_1 et R_2 .

L'expression de la pression capillaire donnée par l'équation de Laplace, prend la forme suivante:

$$\Delta p_{cap} = \sigma \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (\text{III.3})$$

Le mouvement du liquide dans le réseau capillaire d'un caloduc s'effectue grâce à la force capillaire créée dans ce dernier. Le fonctionnement du caloduc est principalement dû à l'évolution du rayon de courbure de l'interface liquide-vapeur entre le condenseur et l'évaporateur. Il en résulte une différence de pression capillaire entre ces deux zones qui engendre l'écoulement. Un paramètre qui caractérise le réseau capillaire est la perméabilité K , qui traduit la facilité avec laquelle l'écoulement le traverse. Un dernier paramètre caractérisant le réseau capillaire est sa capacité de transfert de chaleur qui se traduit par un coefficient d'échange thermique. Un bon réseau capillaire doit avoir simultanément une perméabilité, une pression capillaire et un coefficient d'échange thermique des plus élevés possibles.

Il existe plusieurs types de réseaux capillaires. Les plus répandus sont les mèches tissées, les rainures axiales et les poudres métalliques frittées.

c) Les fluides

Le choix d'un fluide est principalement déterminé par la gamme de température de travail du caloduc. Le tableau III.1 présente les fluides les plus fréquemment utilisés. D'autres critères pour le choix du fluide sont la compatibilité et la mouillabilité avec le réseau capillaire et le matériau d'enveloppe.

Fluide	Température minimale (°C)	Température maximale (°C)
Hélium	-271	-269
Azote	-203	-160
Ammoniaque	-60	100
Acétone	0	120
Méthanol	10	130
Ethanol	0	130
Eau	30	200
Toluène	50	200
Mercure	250	650
Sodium	600	1200
Lithium	1000	1800
Argent	1800	2300

Tableau III.1 : Fluides couramment utilisés

La pression aux conditions de fonctionnement, la chaleur latente, la viscosité, la tension de surface et la conductivité thermique du fluide représentent aussi des critères importants pour le choix du fluide caloporteur.

Le tableau III.2 représente la compatibilité des fluides très utilisés avec certains matériaux enveloppes.

	Al	Cu	Fe	Ni	Inox	Ti
Méthane	C	C			C	
Ammoniaque	C		C	C	C	
Méthanol	I	C	C	C	C	
Eau	I	C		C	C-H ₂	C

C: compatible, I : incompatible, C-H₂ compatible avec possibilité d'apparition de H₂.

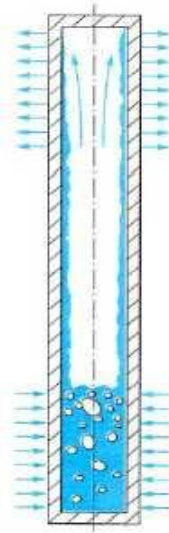
Tableau III.2 : Compatibilité entre fluides et matériaux

III .2.2.6 Thermosiphon et caloporteur assisté par la gravité:

Lorsqu'un caloporteur est suffisamment incliné par rapport à l'horizontale et que son évaporateur est situé plus bas que son condenseur, les forces de gravité deviennent suffisantes pour ramener le

fluide condensé vers l'évaporateur (Figure III.9). Le pompage capillaire n'est donc plus nécessaire, et la fonction principale du réseau capillaire disparaît, bien qu'il continue d'accomplir d'autres fonctions. La structure capillaire assure, en effet, une bonne répartition du liquide le long de la paroi de l'évaporateur et une évaporation régulière évitant les instabilités dues au retard à l'ébullition. De plus, elle limite la surface de contact entre les écoulements liquide et vapeur, ce qui augmente considérablement les capacités de fonctionnement du caloduc. L'intérêt d'avoir un réseau capillaire par rapport à un tube lisse est avant tout d'augmenter notablement les coefficients d'échange internes en évaporation et en condensation et ensuite, d'avoir un fonctionnement plus stable.

Condenseur



Évaporateur

Figure III.9 : Principe d'un thermosiphon diphasique

III.2.2.7 Caloducs tournants

Lorsque le caloduc tourne, le retour du liquide vers l'évaporateur est assuré non pas par les forces capillaires mais par la force centrifuge grâce à la forme conique de l'enveloppe. Cette solution est utilisée pour le refroidissement de machines tournantes. Le principe de fonctionnement d'un caloduc tournant est présenté sur la Figure III.10

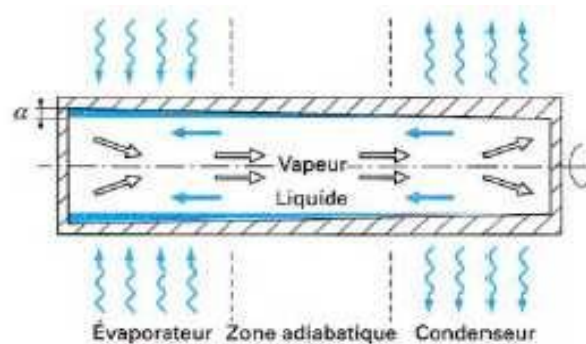


Figure III.10 : Principe d'un caloduct tournant

III.2.2.8 Boucle à pompage capillaire:

La boucle à pompage capillaire est surtout utilisée pour les applications spatiales. Le principe de fonctionnement est le même que celui d'un caloduct, mais les chemins de la vapeur et du liquide sont découplés. La pression capillaire se développe à la périphérie du réseau capillaire soumis au flux de chaleur. Le principe de fonctionnement est présenté sur la Figure III.11.

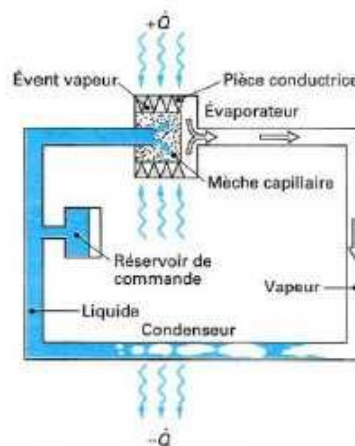


Figure III.11 : Principe de fonctionnement de la boucle à pompage capillaire

III.2.2.9 Caloduc pulsés

Le caloduc pulsé est relativement nouveau (Figure III.12), il s'apparente un peu à une boucle capillaire puisque'il réalise un écoulement de liquide et de vapeur sous forme de bouchons dans un tube capillaire.

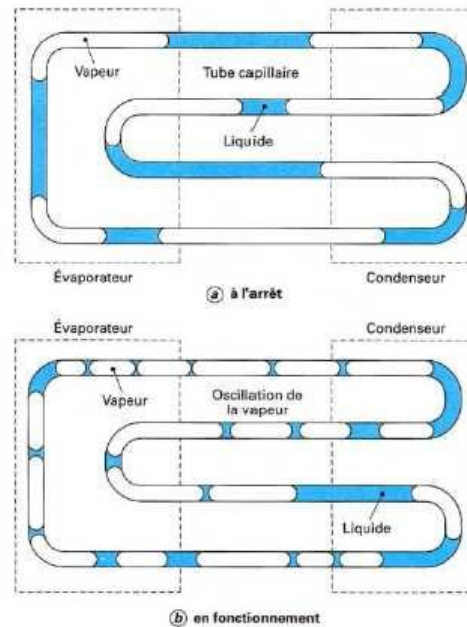


Figure III.12 : Principe de fonctionnement du caloduc pulsé

Le tube est constitué de plusieurs boucles continues, couplées à une zone d'évaporation et une zone de condensation. La chaleur est transférée par les oscillations du fluide caloporteur selon la direction axiale. Ces oscillations sont créées par de rapides fluctuations de pression dues à la génération de bulles de vapeur dans la zone d'évaporation et leur effondrement dans la zone de condensation.

III.2.2.10. Refroidissement par thermosiphon

À la différence d'un caloduc, un tube thermosiphon fonctionne sans mèche poreuse. Le retour du condensat vers l'évaporateur s'effectue sous l'effet des forces gravitationnelles.

Le thermosiphon est un dispositif simple et peu coûteux qui permet de transférer la chaleur du système vers l'extérieur. Le mouvement de la vapeur de l'évaporateur vers le condenseur s'effectue sous l'effet des forces de flottabilité causées par la variation de la densité du fluide caloporteur. La figure III.13 présente un schéma de principe d'un thermosiphon à tube fermé. On

remarque la présence de trois zones séparées :

une zone d'évaporation, une zone adiabatique et une zone de condensation permettant le transfert de chaleur dissipée des systèmes vers le milieu extérieur.

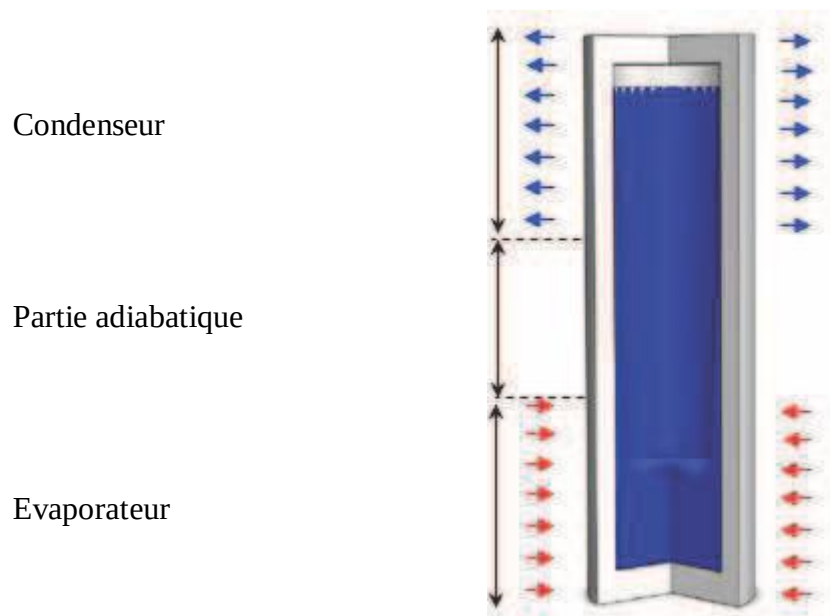


Figure III.13. Schéma de principe d'un tube thermosiphon.

Les tubes thermosiphons sont généralement fermés utilisant le processus de transfert de chaleur par ébullition et condensation du fluide caloporteur (figure III.13). Ils contiennent une quantité de fluide caloporteur bien définie qui joue un rôle prédominant dans le transport de l'énergie thermique d'un bout à l'autre. La première application pratique d'un thermosiphon a été conduite par Schmidt dans le but de refroidir les pales de rotor d'une turbine à gaz. Par conséquent, le thermosiphon a été jugé apte pour diverses autres applications. Une étude détaillée a été menée par Davies et Morris (1965) et par Lee et al. (1971) qui ont suggéré que les thermosiphons peuvent être classés en fonction de : la nature des frontières (thermosiphon ouvert ou thermosiphon fermé), la nature des forces (gravitationnelle ou centrifuge), le nombre de phases présentes (monophasique ou diphasique), le régime de transfert de chaleur (convection libre ou convection mixte).

Le refroidissement par thermosiphon peut être effectué sous forme de boucle permettant le transfert d'une quantité d'énergie du système à refroidir vers le condenseur. La circulation du fluide caloporteur s'effectue

d'une manière naturelle dans des conduites reliant les deux sources. En effet, le fluide caloporteur est évaporé dans la première source et est ensuite transféré vers une deuxième source placée plus loin de la première via une ligne vapeur. Dans cette deuxième source le fluide caloporteur cède sa chaleur au milieu ambiant et retourne à

l'état liquide vers l'évaporateur via une ligne liquide. Cela crée une différence de température et donc un gradient de densité le long de la boucle. Le champ de force gravitationnel dans la ligne liquide active les forces de flottabilité dans la ligne vapeur. En outre, un thermosiphon utilise la différence de la pression de saturation entre les deux sources pour provoquer l'écoulement du fluide caloporteur dans la boucle. La configuration géométrique d'une boucle thermosiphon doit être faite de telle sorte que le condensat peut refluer vers le bas de l'évaporateur sous l'effet des forces de gravité. En état d'équilibre, la force de flottabilité est équilibrée par les pertes de pression le long du tuyau. L'avantage principal d'une boucle thermosiphon est le transport de chaleur d'une source à une autre.

Les boucles thermosiphons sont utilisées dans plusieurs applications et la recherche dans ce domaine a augmenté de façon spectaculaire. Des études ont conduit à la modélisation et les tests des boucles thermosiphon (Andvig et Rotating, 1956, Bayley et Martin, 1971, Larkin, 1970, Palm et Tengblad, 1996, Ramaswamy et al. 2003, Nakayama et al. 1984, Ramaswamy et al. 2004, Khodabandeh, 2005a, 2005b, 2004, Yuan et al. 2000, Yuan et al. 2001.)

III.2.2.11. Refroidissement par boucle diphasique CPL (Capillary Pumped Loop)

et LHP (Loop Heat Pipe)

Ces boucles diphasiques fonctionnent passivement grâce aux forces capillaires produites dans une structure poreuse (figures III.14). Elles fonctionnent sur le principe de séparation de deux phases dans leur évolution d'une extrémité à l'autre. Ceci permet de supprimer d'une part les interactions à l'interface liquide-vapeur dans les écoulements en zone adiabatique, et permet d'autre part de gérer de façon indépendante les pertes de charge dans chaque phase lors du dimensionnement. Seule la partie évaporateur est munie d'un milieu capillaire qui impose un saut maximal de pression. Ce dernier doit compenser l'ensemble des chutes de pression générées par la circulation du fluide dans les différents éléments de la boucle.

$$P_{\text{capillaire}} = P_{\text{mèche}} + P_{\text{cannelures}} + P_v + P_{\text{cond}} + P_l \quad (\text{III.4})$$

Avec:

$P_{\text{mèche}}$: pertes de charges dans la mèche poreuse,

$P_{\text{cannelures}}$: pertes de charges dans les cannelures,

P_{cond} : pertes de charges au condenseur,

P_v : pertes de charges dans la ligne vapeur,

P_l : pertes de charges dans la ligne liquide.

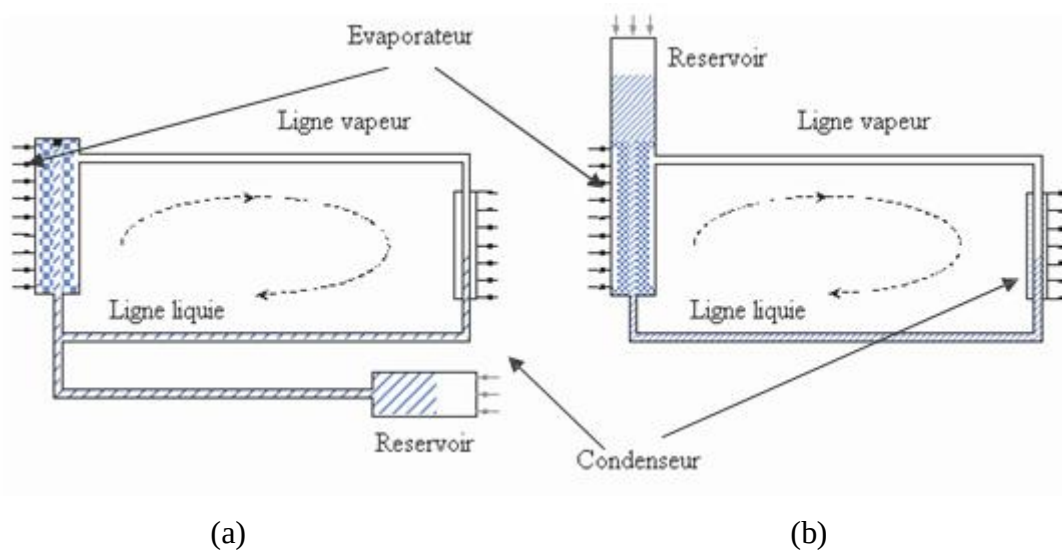
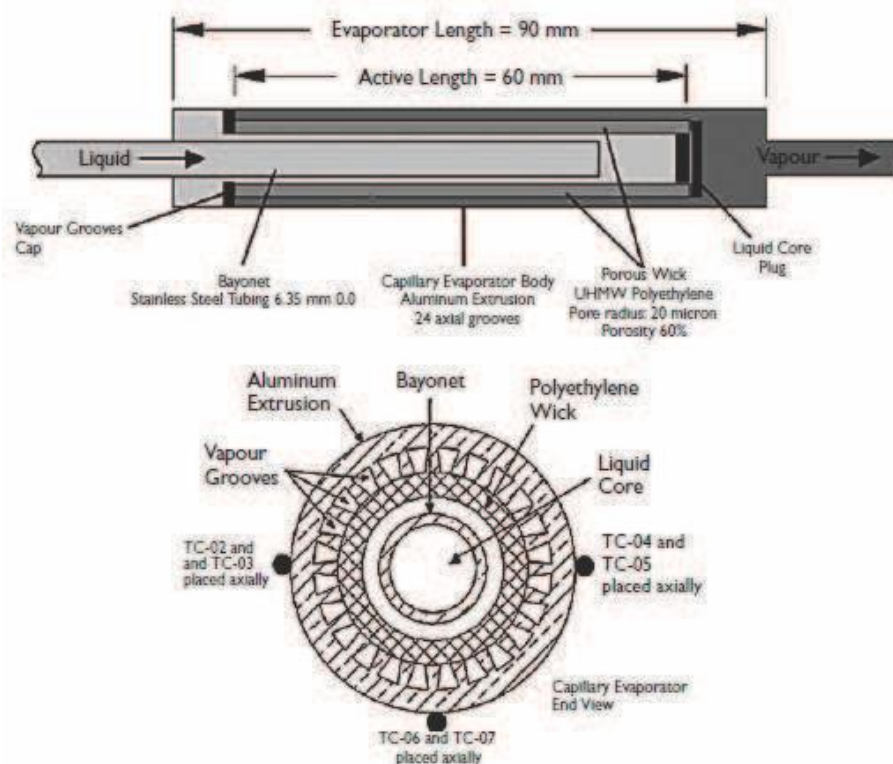


Figure III.14 Boucles diphasiques: (a) CPL, (b) LHP

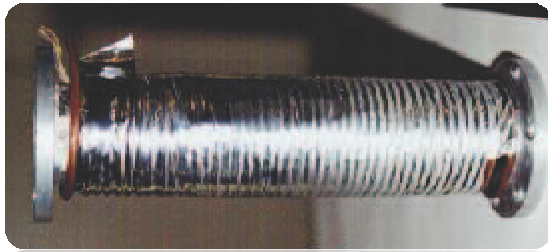
Le plus souvent, la structure poreuse peut être assimilée à un enchevêtrement de canaux capillaires. Le choix de la mèche poreuse est essentiel et la répartition des pores doit être la plus homogène possible. La puissance appliquée à un niveau des évaporateurs sert à chauffer le liquide en provenance du condenseur jusqu'à la saturation, et éventuellement le vaporiser et le surchauffer.

Les boucles diphasiques sont devenues des équipements importants pour le contrôle thermique qui exige un ajustement précis de la source de chaleur. Deux systèmes différents ont été distingués (Figure III.14): les CPL (Stenger, 1966) et les LHP (Gerasimov, 1975). Ces deux dispositifs possèdent des configurations différentes suivant la position du réservoir dans le circuit. Dans la boucle CPL, le réservoir et l'évaporateur sont séparés par une conduite de liquide. La boucle LHP est caractérisée par un fort couplage thermo-hydraulique entre le réservoir et l'évaporateur qui contribue à stabiliser la boucle. Le réservoir et l'évaporateur

sont connectés dans un seul composant. Une mèche secondaire est installée entre celle de l'évaporateur (appelée mèche primaire) et le réservoir. La mèche primaire est faite de pores fins dans le but de développer une pression capillaire élevée pour faire circuler le fluide caloporteur dans la boucle (figure III.14 b). La mèche secondaire est faite de grands pores afin de contrôler le flux de fluide caloporteur entre le réservoir et l'évaporateur. Ces boucles sont considérées comme remplaçant des caloducs pour des puissances dissipées comprises entre 500W et 24000W. La configuration d'écoulement dans des conduites séparées conduit à des performances maximales supérieures aux caloducs. Toutefois, le fonctionnement des boucles diphasiques peut être très instable et parfois très difficile à faible puissance. L'avantage des boucles diphasiques est la séparation des deux phases qui présente l'avantage de réduire les pertes de charge dans l'écoulement liquide et d'éviter les problèmes liés à l'écoulement en contre-courant des phases liquide et vapeur. Le réservoir dans les boucles CPL et LHP prend une fonction d'égalisateur. Il fixe la pression du système et donc la température d'évaporation du fluide caloporteur. Il sert de vase d'expansion dans la boucle notamment lors des phases de démarrage de la boucle ou de variation de puissance. Il permet aussi d'assurer une réserve de liquide pour compenser la présence de microfuites dans le circuit.



(a)



(b)



Figure III.15. Evaporateurs (Bazzo et Riehl, 2003):
(a) schéma de principe, (b) photo de l'évaporateur

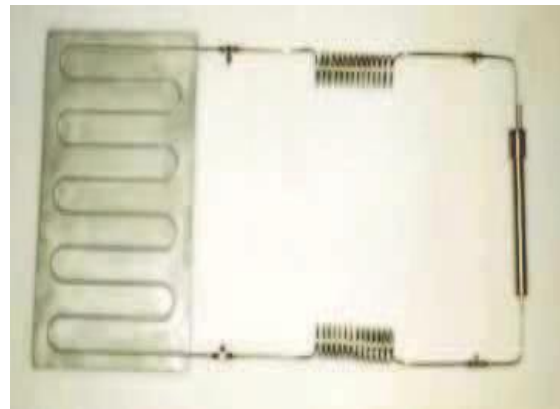
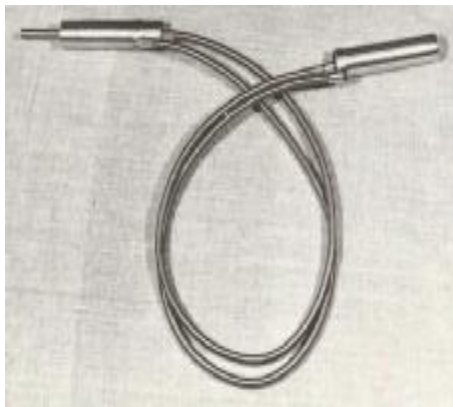
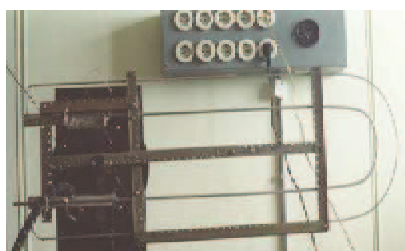


Figure III.16. Boucles diphasiques flexibles

Géométrie de la boucle	Taille de la boucle
	Bazzo et Riehl, (2003) Longueur effective: 450 mm diamètre d'évaporateur: 2 0 mm diamètre ligne vapeur: 6/4 mm diamètre ligne liquide: 4/3 mm densité de flux max: 130 W/cm ²



	Delilet al. (2003) Longueur effective: 2000mm diamètre d'évaporateur: 24mm diamètre ligne vapeur: 6mm diamètre ligne liquide: 4mm Capacité maximale: 900W
	Maydaniket al. (1971) Dimension: 229*127mm Poids : 126g Fluide: Ammoniaque Capacité maximale: 5 à 10W

Tableau III.3.Exemples de boucles CPL/LHP

L'analyse théorique des différents aspects de fonctionnement des boucles CPL/LHP est présentée dans de

nombreuses publications (Maydaniket al. 1975, Murakoa et al. 2001, Bazzo et Riehl 2003, Hamdan et al. 2002, Pouzet et al. 2004, Khodabandeh 2004). Les technologies CPL et LHP gagnent actuellement l'acceptation dans la communauté aérospatiale. Un des avantages des boucles CPL/LHP réside dans leur

grande capacité de transférer la chaleur à des distances importantes et suivant différentes orientations de la boucle par rapport à la pesanteur. Cela a permis de concevoir des boucles diphasiques flexibles qui répondent à n'importe quelle orientation et à différentes applications.

La figure III.16 présente deux exemples de boucles diphasiques flexibles permettant de dissiper des puissances thermiques de 90W. Le tableau III.3 présente d'autres exemples de configurations de boucles LHP et CPL appliquées dans l'aérospatiale.

Réversibilité des boucles LHP: Elle est considérée comme une qualité spécifique aux boucles LHP à la différence des conduits et des CPLs. Les boucles CPL sont considérées comme un diode thermique qui peut transférer la chaleur seulement dans une seule direction à partir de l'évaporateur au condenseur. La possibilité d'inverser le sens de transfert de la chaleur fut un des besoins rencontrés pour le cas des satellites de communication et de télévision dans une orbite

géostationnaire. À cet égard des LHPs réversibles spéciales ont été développées (RLHPs) utilisant deux évaporateurs semblables capables d'agir tant que condenseurs pendant l'inversion du transfert de la chaleur dans les deux sources (Figure III.17).

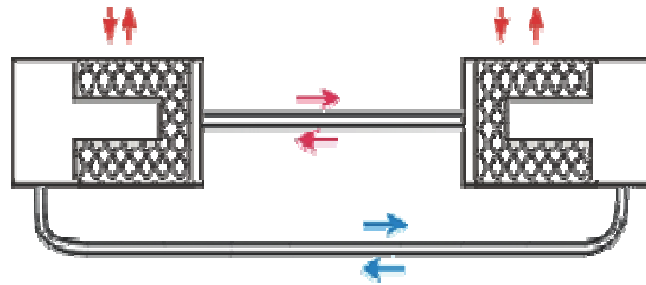
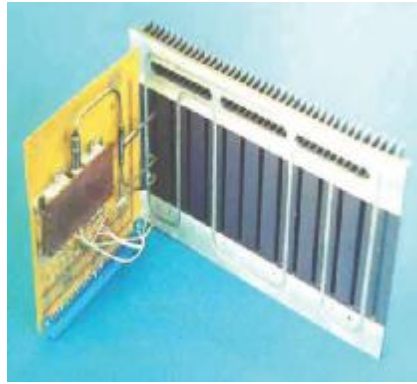


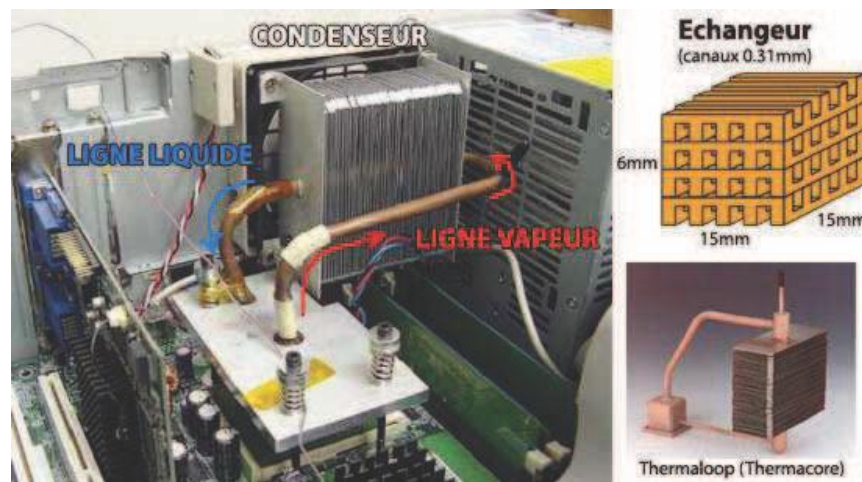
Figure III.17. Boucle LHP inversée (Delil et al. 2003)

III.3. Refroidissement de composants électroniques

L'électronique est une application prometteuse des boucles de refroidissement diphasiques en remplacement des caloports. La première application réelle de LHPs pour le refroidissement de l'électronique remonte à la fin des années 70. Le dispositif était fait en acier inoxydable et équipé d'évaporateurs de 22 cm de diamètre avec une mèche de nickel. La capacité nominale du LHP était de 30 W en utilisant l'acétone comme fluide caloporteur (figure III.17). Actuellement, vu l'augmentation constante de la charge thermique des composants électroniques, les caloports ne peuvent plus assurer le déplacement de la quantité de chaleur vers l'extérieur et le besoin de développement de nouveaux dispositifs plus efficaces et miniatures se fait sentir. Il est donc nécessaire d'étudier la possibilité de concevoir de nouvelles boucles de refroidissement miniatures et plus efficaces. Un des problèmes rencontrés est relié à la diminution du diamètre de l'évaporateur, qui cause une diminution de l'épaisseur de la mèche poreuse.



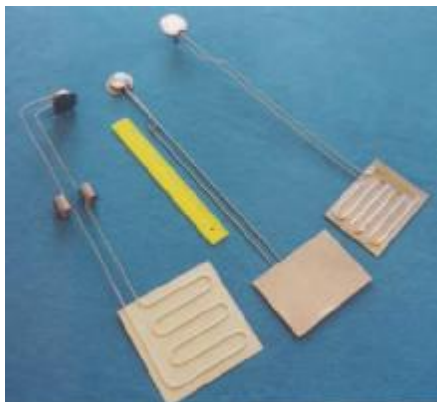
(a)



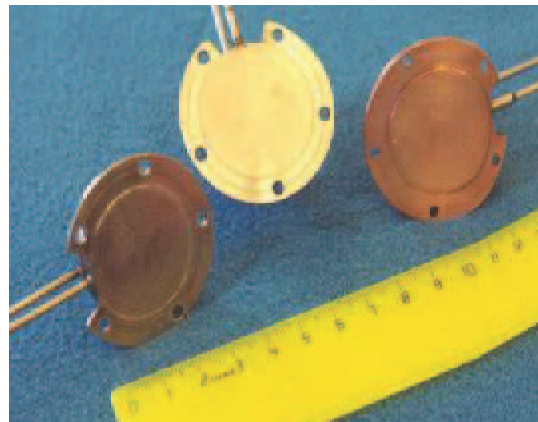
(b)

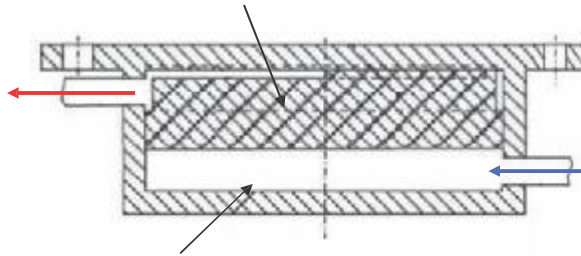
Figure III.18. Refroidissement de: (a) transistors, (b) ordinateur Hewlett Packard

La figure III.19 présente un exemple de configuration de boucles diphasiques utilisant un évaporateur sous forme de disque pour assurer un contact direct avec le système à refroidir tout en assurant une résistance thermique dissipant des puissances de 90 à 110 W.



(a)





(b)

Figure III.19. Refroidissement de composants électroniques (Riehl, 2006):

(a) photo de différents refroidisseurs, (b) schéma de principe.

III.4 Refroidissement par dispositifs thermoélectriques

Une Cellule à Effet Peltier (CEP), appelée aussi module thermoélectrique, est un assemblage d'éléments semiconducteurs, entre deux semelles conductrices de la chaleur. Si on fait passer un courant électrique continu dans un tel montage, il apparaît une «face froide» qui absorbe des calories, et une «face chaude» qui dégage des calories. Une CEP est donc une pompe à chaleur, c'est-à-dire un dispositif capable de prendre des calories à une source froide pour les restituer à une source chaude.

Une CEP peut être utilisée:

- soit en refroidissement: la source froide est alors le milieu à refroidir, la source chaude est l'air ambiant ou un autre fluide de refroidissement; soit en chauffage: la source froide est l'air ambiant, ou un autre fluide de chauffage, la source chaude est le milieu à réchauffer.

Une des propriétés remarquables des CEP est qu'il suffit d'inverser le sens du courant d'alimentation pour passer de refroidissement en chauffage, et inversement, ce qui permet de réaliser des applications mixtes.

Néanmoins, l'essentiel des applications des CEP se trouve dans le domaine du refroidissement. En raison de leur technologie compacte et entièrement statique, les CEP peuvent trouver leur utilisation partout où l'emploi de pompes à chaleur thermodynamiques posent des problèmes:

- d'encombrement,
- de fiabilité
- de coût pour les applications de faible puissance.

En particulier les CEP représentent la seule solution, à des conditions d'encombrement et de prix raisonnables, aux problèmes de refroidissement basse puissance (jusqu'à quelques dizaines de watts, avec un écart de température limité entre sources chaude et froide - jusqu'à 50°C environ -).

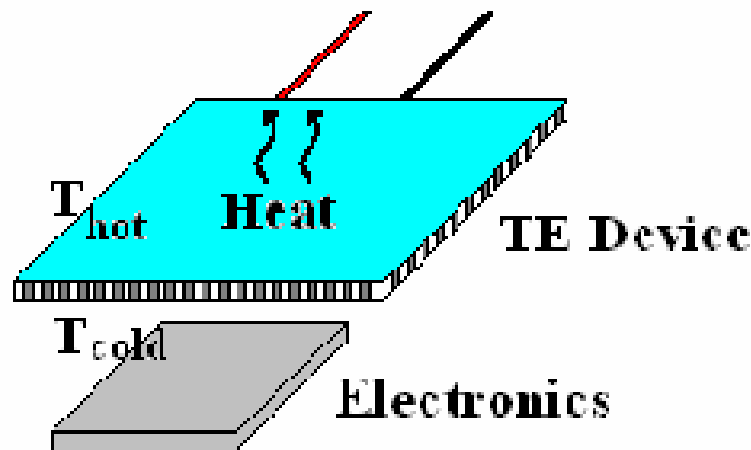


Figure III.20 Dispositif TE.

III.5.Conclusion

Grâce aux progrès technologiques, les composants électroniques deviennent de plus en plus petits et de plus en plus rapides. Les densités de flux à évacuer deviennent très importantes, un refroidissement adéquat est donc nécessaire.

Les dispositifs comme les caloducs possèdent de nombreux avantages. Leur utilisation permet d'améliorer l'efficacité du radiateur et, dans certains cas, de ne pas utiliser de ventilateur. Le caloduc donne également la possibilité d'amener la chaleur à un endroit où elle peut être évacuée d'une manière efficace. Ceci représente une résolution du problème d'encombrement limité et permet d'obtenir un système totalement isolé de l'environnement extérieur. Un autre avantage du système est qu'il est très faible poids.

- ▼ Mariya IVANOVA , « Conception et réalisation de fonctions thermiques intégrées dans le substrat de composants électroniques de puissance. Apport de la gestion des flux thermiques par des mini et microcaloducs » ; Thèse de doctorat de l'INPG ; 01 Septembre 2005.
- ▼ Yvan Avenas ; « Gestion thermique des composants actifs de puissance : vers une intégration du système de refroidissement à l'intérieur du module » ; Thèse de doctorat de l'INPG ; 3 juin 2010.
- ▼ Ahlem Arfaoui Omrani ; « Etude de la convection aux petites échelles : application au refroidissement des composants électroniques » ; Thèse de doctorat de l'Université Tunis El Manar ; 04 Décembre 2009.
- ▼ M. Boubakeur Mecheri ; « Refroidissement diphasique d'une armoire de télécommunication » ; Thèse de doctorat de l'université de technologie de Belfort-Montbéliard ; 17 février 2011
- ▼ Romuald Rullière ; « Etude expérimentale et théorique de diffuseurs thermiques diphasiques : application au refroidissement des systèmes dissipatifs » ; Thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Lyon ; 2006.
- ▼ Lora Kamenova ; « Modélisation thermo-hydraulique de caloducs miniatures plats à faible épaisseur pour des applications électroniques » ; Thèse de doctorat de l'INPG ; 2008.
- ▼ Mansour TAWK ; « Etude et réalisation d'un système de refroidissement pour l'électronique de puissance basée sur la mise en mouvement d'un fluide conducteur électrique » Thèse de doctorat de l'INPG .2011.

Chapitre IV :

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre on présentera un exemple de calcul de perte et un modèle électrothermique basé sur une approche par circuit équivalent naturel.

IV.2. Introduction à la modélisation électrothermique pour les dispositifs électroniques de puissance

En raison des conditions croissantes pour la densité, la fréquence, et l'intégration de puissance de plus en plus élevée dans les dispositifs d'électroniques de puissance, une bonne évaluation des pertes d'énergie permet l'accès à des performances système et à l'optimisation de la conception des convertisseurs statique. Un calcul précis des pertes dans des dispositifs d'électroniques de puissance est un outil important pour choisir la fréquence thermique appropriée pour la gestion des commutations pour un cahier de charge donné. Ainsi assuré un fonctionnement fiable des systèmes. Par conséquent, l'analyse électrothermique pour un dispositif d'électronique de puissance devient extrêmement importante. La figure IV.1 illustre la procédure qu'il faut adopter pour une modélisation électrothermique des dispositifs d'électronique de puissance. Il s'occupe de l'analyse d'exécutions de modèles électriques et thermiques, qui interagissent les uns avec les autres via la dissipation d'énergie dans les systèmes d'électronique de puissance.

La modélisation des pertes et des phénomènes thermiques dans un convertisseur statique n'est pas une synthèse simple de ces modèles parce qu'ils traitent différentes issues utilisant différentes méthodes et outils de simulation, et habituellement ils ne sont pas compatibles les uns avec les autres

Pour y arriver à des modèles satisfaisants, Les conditions suivantes doivent être satisfaites:

- Les modèles de dispositif doivent prendre en considération l'incidence de la température.

- Chaque modèle devrait être, relativement, de précision élevée

- La différence de constante de temps entre les modèles devrait être aussi petite que possible.

- dans le souci d'une implémentation expérimental, il est meilleur que ces modèles puissent être mis en application dans les mêmes environnements de simulation ou avoir une interface commode.

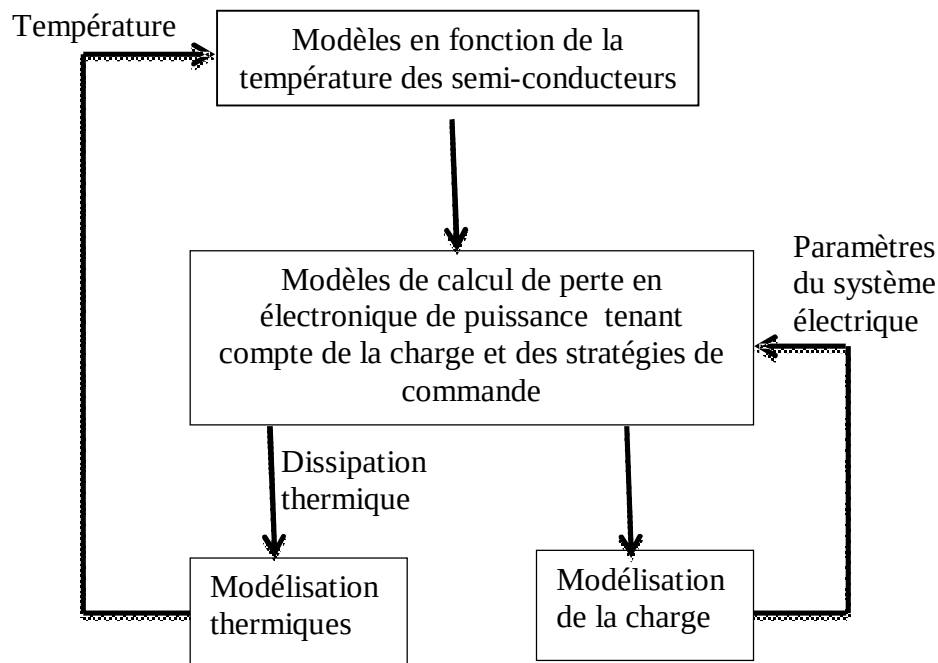


Figure IV.1 : Organigramme de la modélisation électrothermique des dispositifs d'électroniques de puissances

IV.3. Modèle de pertes dans les semi-conducteurs

Quelque soit la méthode utilisée pour calculer les pertes énergétiques dans une cellule de commutation. Nous allons calculer les pertes par conduction puis les pertes par commutation dans les semi-conducteurs constituant le convertisseur. Nous avons limité ce calcul à la séquence de fonctionnement IGBT1 et D2, car le calcul est similaire dans l'autre séquence. Pour avoir les pertes totales sur une cellule, il faut additionner les pertes dans les deux séquences de fonctionnement.

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction peuvent être calculées de manière assez simple. Si on désire plus de précision, on peut, par un calcul itératif tenir compte de l'effet de la température de jonction sur la résistance $R_{CEON}(T_J)$.

Pour les pertes de commutation, le calcul s'avère impossible. En effet il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. Vu le nombre de paramètres mis en jeu, la tâche est *très difficilement* réalisable. Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres,

à partir de ces courbes et par une simple règle d'homothétie il est possible de connaître, pour une application donnée, l'énergie de commutation à la fermeture et à l'ouverture du composant. Il faut toutefois noter que la caractéristique de recouvrement de la diode de roue libre associée à l'IGBT peut avoir une importance capitale.

Pour être complet, il faudrait encore connaître la dépendance de l'énergie de commutation avec la tension V_{CE} et la tension V_{GE} . Le fabricant ne donne pas ces courbes pour les raisons suivantes.

- A partir de $V_{GE}=10V$, la dépendance entre E_{off} et la tension V_{GE} est négligeable.
- L'influence de la tension V_{GE} pour E_{on} est négligeable par rapport à la diode de roue libre utilisée pour le test.
- La dépendance de la tension V_{CE} sur les énergies de commutation E_{on} et E_{off} est linéaire.

Ainsi, la dépendance de l'énergie de commutation au courant de collecteur est donnée par des courbes, donc on peut écrire :

$$E_{on}(I_c) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \quad (VI.1)$$

$$E_{off}(I_c) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \quad (VI.2)$$

La dépendance des énergies de commutation à la résistance de grille peut être trouvée

$$E_{on}(I_c, R_G) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_G)}{(R_{Gtest})} \quad (VI.3)$$

$$E_{off}(I_c, R_G) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_G)}{(R_{Gtest})} \quad (VI.4)$$

Il y a également une dépendance des énergies de commutation par rapport à la tension du bus continu.

$$E_{on}(I_c, R_G, T_j) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_{Gon})}{(R_{Gtest})} \frac{V_{DC}}{V_{DCtest}} \quad (VI.5)$$

$$E_{off}(I_c, R_G, T_j) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_{Goff})}{(R_{Gtest})} \frac{V_{DC}}{V_{DCtest}} \quad (VI.6)$$

Grace aux données constructrices cela nous ramène à des expressions polynomiales de la forme suivantes :

$$E_{OFF} = K_1(a + bI_{COFF} + cI_{COFF}^2 + dI_{COFF}^3 + eI_{COFF}^4) \quad (VI.7)$$

$$E_{ON} = K_2(a + bI_{CON} + cI_{CON}^2 + dI_{CON}^3 + eI_{CON}^4) \quad (VI.8)$$

Des fois une interpolation d'ordre plus élevé peut s'avérer nécessaire, car même si les coefficients sont faibles souvent les courants sont très importants.

Il y a également une dépendance des énergies de commutation à la température de jonction, de plus cette dépendance n'évolue pas d'une façon linéaire par rapport à la température des conditions de test.

Ainsi les expressions (VI.7) et (VI.8) deviennent :

$$E_{OFF} = K_1(a(Tj) + b(Tj)I_{COFF} + c(Tj)I_{COFF}^2 + d(Tj)I_{COFF}^3 + e(Tj)I_{COFF}^4) \quad (VI.9)$$

$$E_{ON} = K_2(a(Tj) + b(Tj)I_{CON} + c(Tj)I_{CON}^2 + d(Tj)I_{CON}^3 + e(Tj)I_{CON}^4) \quad (VI.10)$$

VI.3. Signal de commande et courant dans la cellule.

Dans le présent travail la charge considérer est de type (R,L) une résistance en série avec une inductance

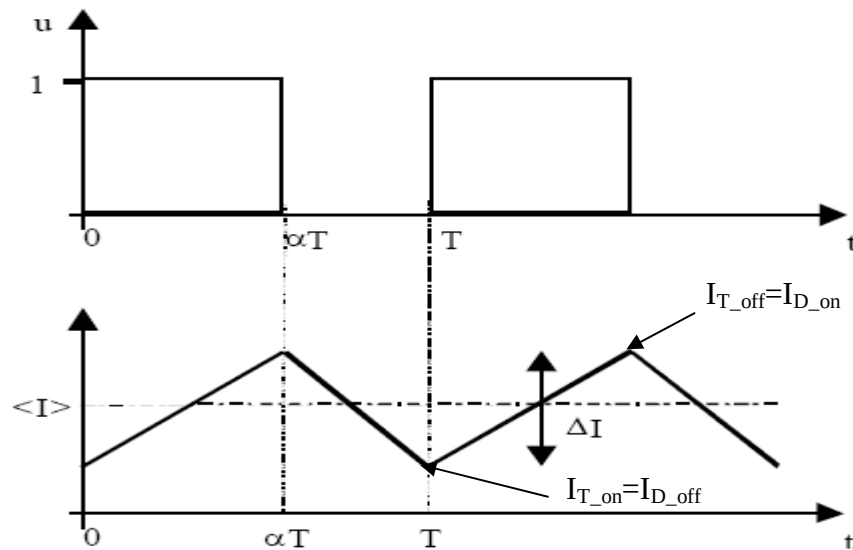


Figure IV.2 Evolution de la commande u et du courant I

Quand la variable de commande u est à 1, il y a des pertes par conduction dans l'IGBT, de plus, chaque basculement de la variable u entraîne des pertes par commutation (pertes à l'amorçage et pertes au blocage).

De la même manière, quand la variable u est à 0, il y a des pertes par conduction dans la diode. Il faut rajouter aux pertes à l'amorçage de l'IGBT des pertes liées au courant de recouvrement inverse de la diode.

Les pertes dans un hacheur série se décomposent ainsi :

$$P_{hacheur} = P_{diode_{cond}} + P_{diode_{com}} + P_{IGBT_{cond}} + P_{IGBT_{com}} \quad (VI.11)$$

Paramètre :

- $P_{IGBT_{cond}}$: Pertes par conduction dans un IGBT.
- $P_{IGBT_{com}}$: Pertes par commutation (ouverture et fermeture) dans un IGBT.
- $P_{diode_{cond}}$: Pertes par conduction dans une diode.
- $P_{diode_{com}}$: Pertes par commutation (fermeture) dans une diode.

VI. 4 Modélisation électrothermique par circuit équivalent naturel

Le circuit de conduction de la chaleur équivalent dit naturel est dérivé de la théorie des lignes de transmission. C'est le seul réseau qui décrit correctement la distribution de la température interne du système et permet une corrélation claire entre éléments équivalents et les éléments physiques (puce, soudure, semelle métallique de refroidissement, etc.). La Figure VI.3 montre un exemple extrait d'un data sheet.

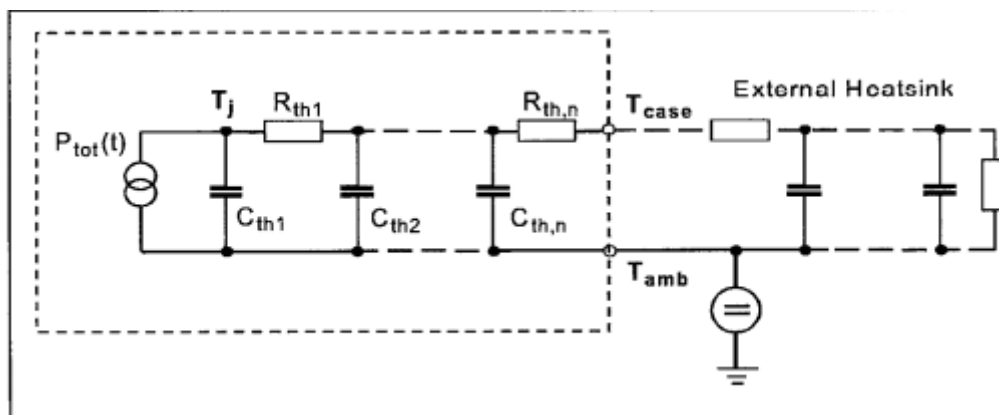


Figure VI.3 : Paramètres du modèle thermique d'un transistor

La fonction de transfert est donnée sous la forme :

$$Z_{th}(s) = \frac{1}{sC_{th1} + \frac{1}{R_{th1} + \frac{1}{sC_{th2} + \frac{1}{R_{th2} + \frac{1}{sC_{th3} + \dots + \frac{1}{R_{thn}}}}}}} \quad (IV.12)$$

Dans notre cas vu les données datasheet c'est le modèle en circuit équivalent fractionnaire qui doit être utilisé, sa structure est représentée sur la figure (VI.4). La plupart des fabricants utilisent le réseau équivalent ainsi illustré. Dont les éléments RC individuels représentent les termes d'une division fractionnaire partielle de la fonction de transfert thermique du système, par contre l'ordre des termes individuels est arbitraire. L'originalité de ce réseau est sa forme mathématiquement simple, dont la réponse indicielle est donnée par :

$$\begin{aligned} Z_{th}(t) &= \frac{R_{th1}}{1 + sR_{th1}C_{th1}} + \frac{R_{th2}}{1 + sR_{th2}C_{th2}} + \dots + \frac{R_{thn}}{1 + sR_{thn}C_{thn}} \\ &= \sum_{K=1}^n R_{kth} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{kth}C_{kth}}} \right) \end{aligned} \quad (IV.13)$$

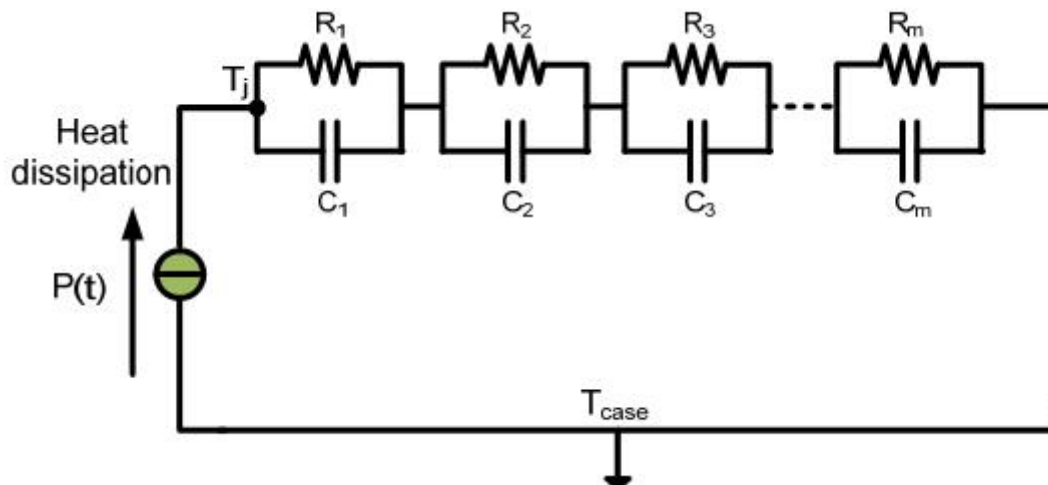


Figure VI.4 Paramètres du modèle thermique d'un transistor en circuit fractionnaire

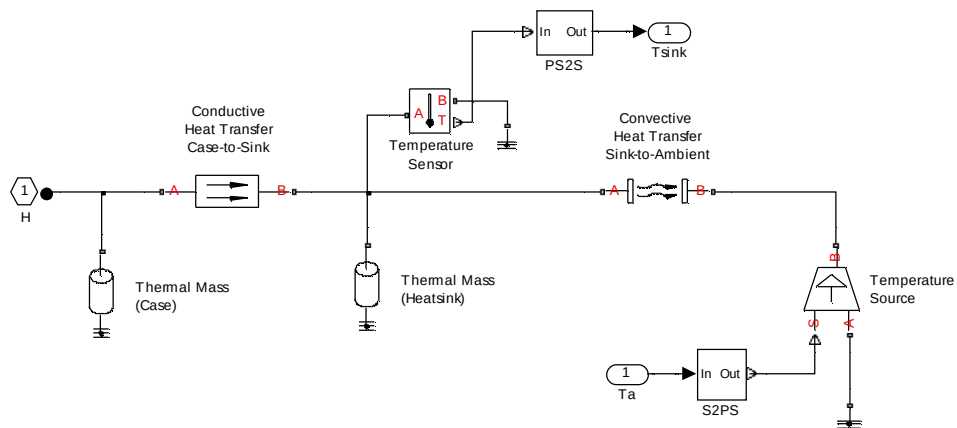


Figure VI.5 : Modélisation du radiateur sous Simulink (Toolbox : simscape)

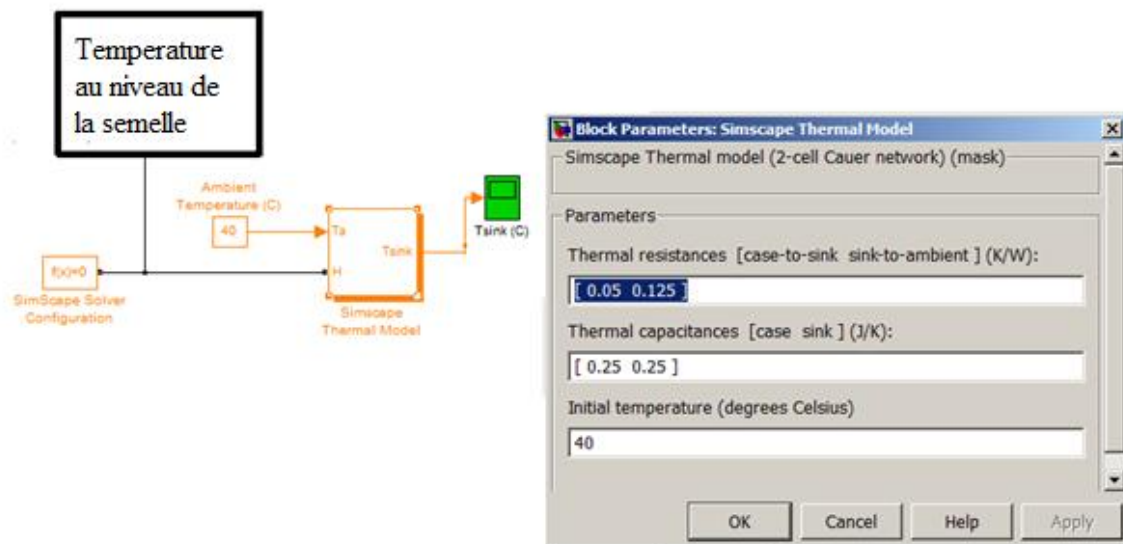


Figure VI.6 Représentation globale de radiateur

Exemple de datasheet pour radiateur pour calculer des résistances et des capacités thermique pour un radiateur

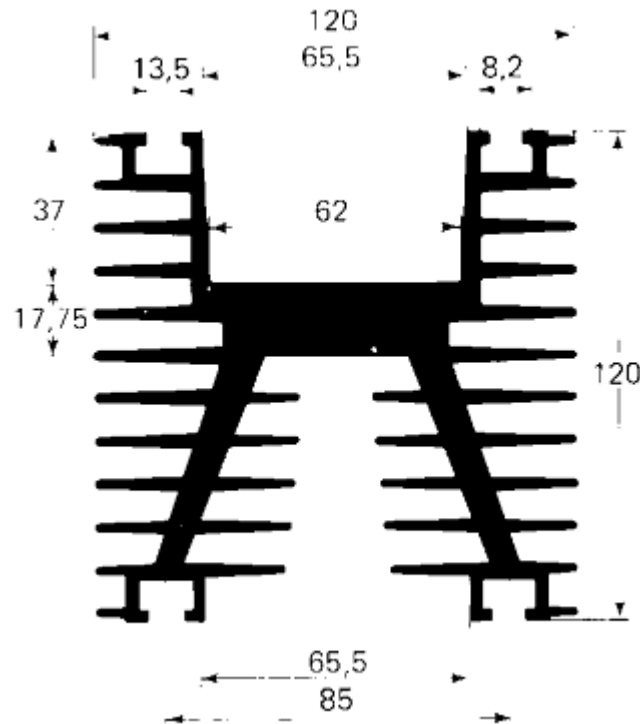


Figure VI.7 Forme du radiateur

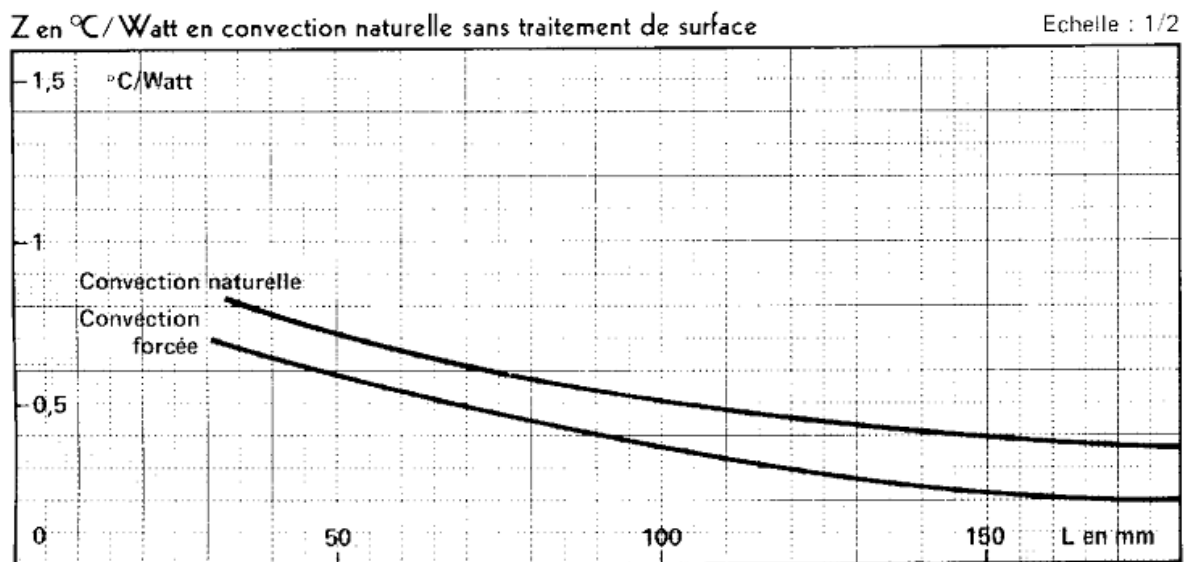


Figure VI.8 datasheet d'un radiateur

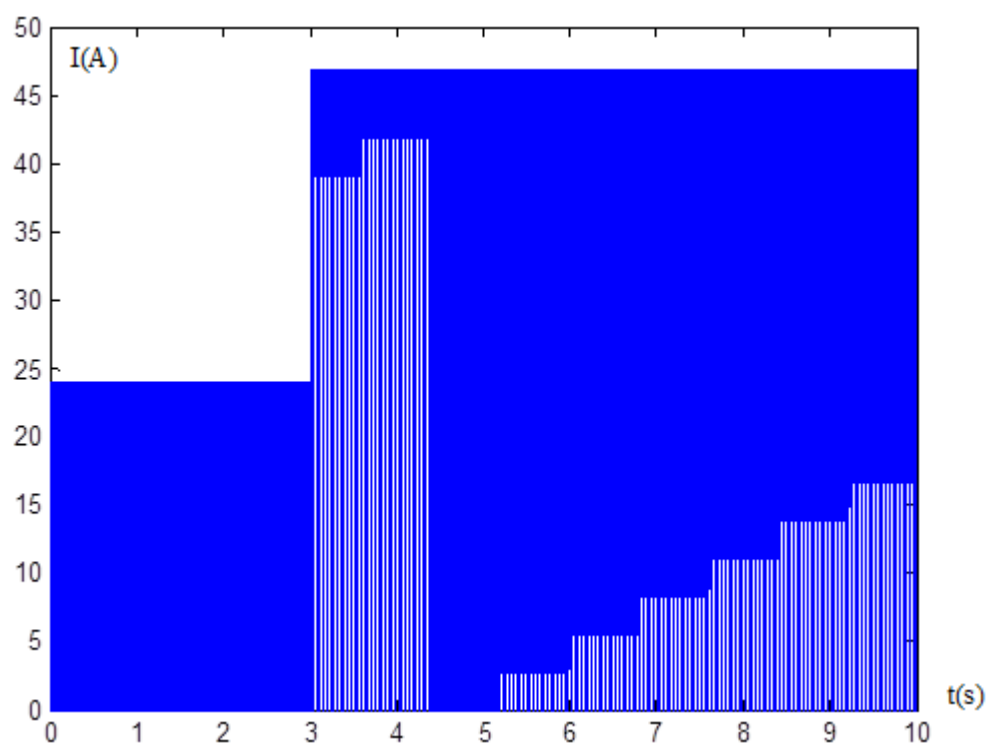


Figure VI.9 Courant collecteur émetteur

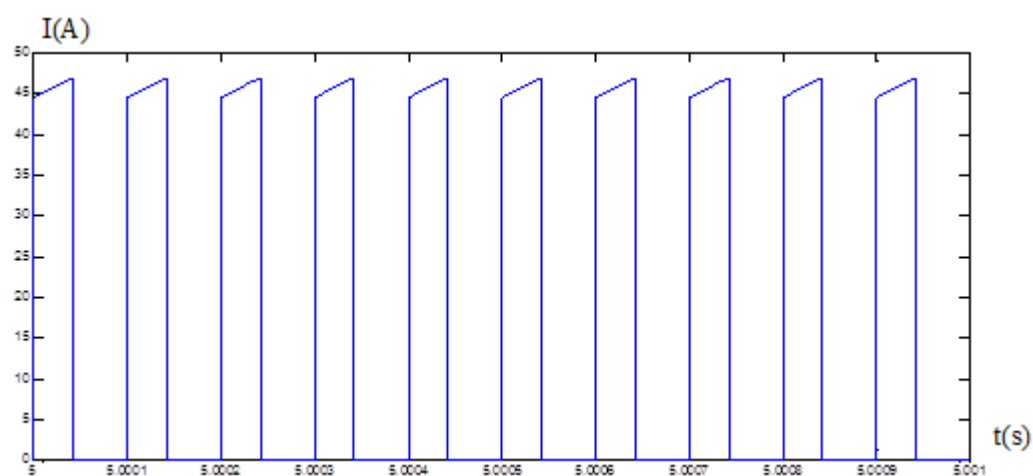


Figure VI.10 Zoom du courant dans l'IGBT

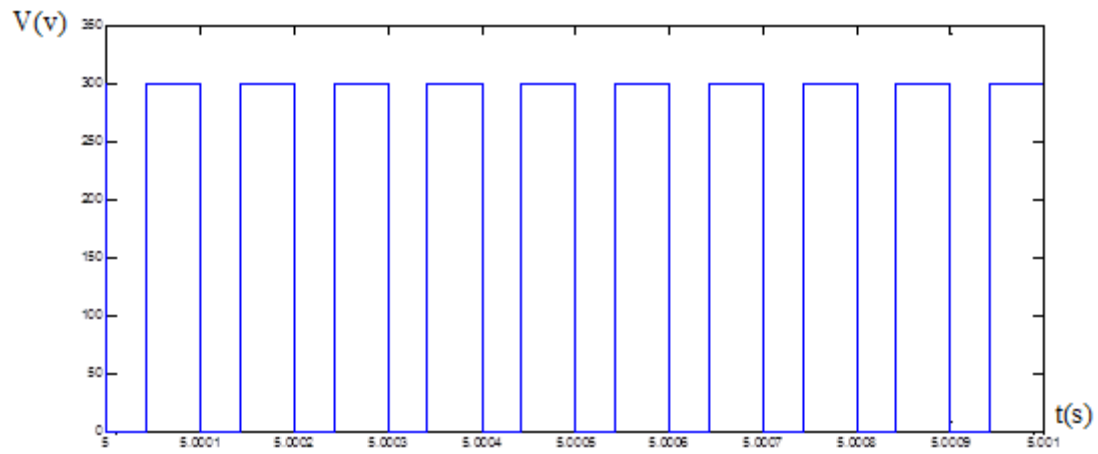


Figure VI.11 Tension aux bornes de l'IGBT

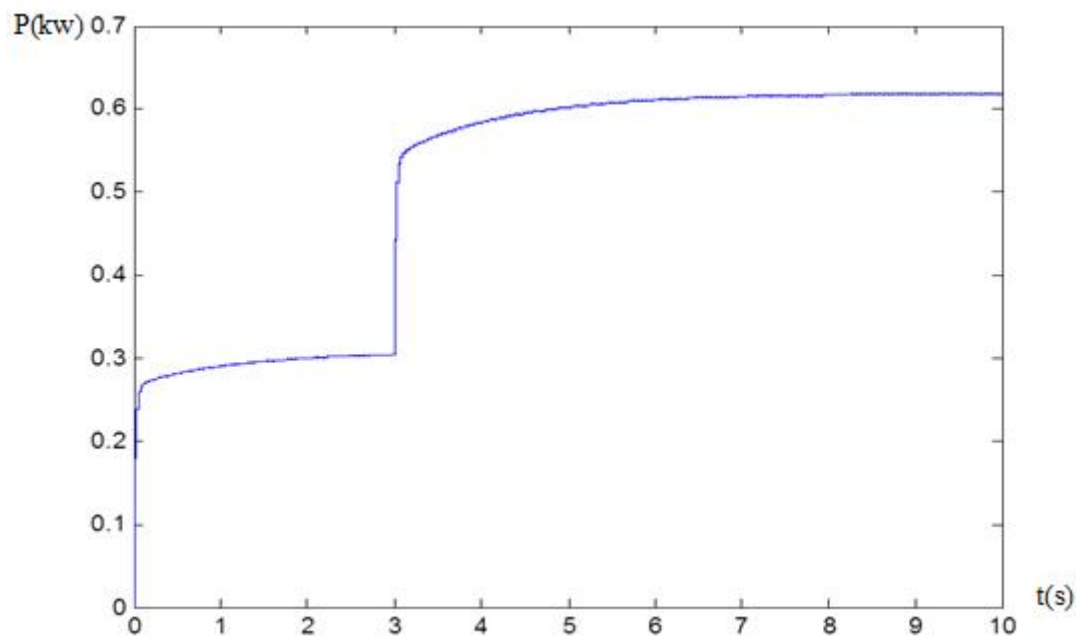


Figure VI.12 Puissance moyenne dissipée dans la cellule en KW

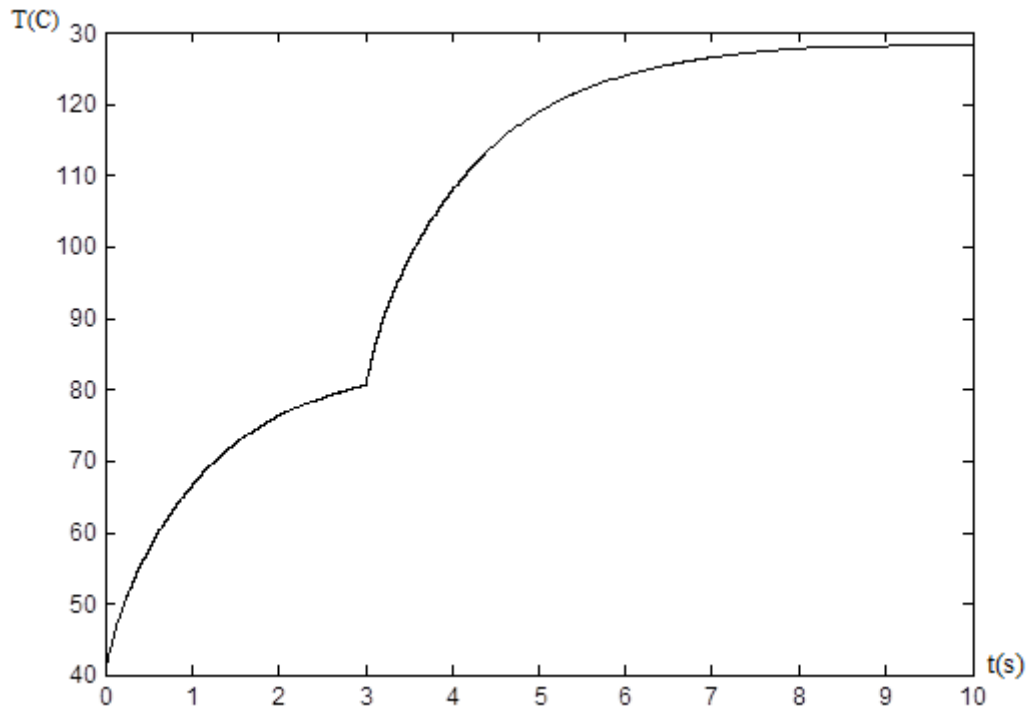


Figure VI.13 Evolution de température de jonction dans l'Igdt

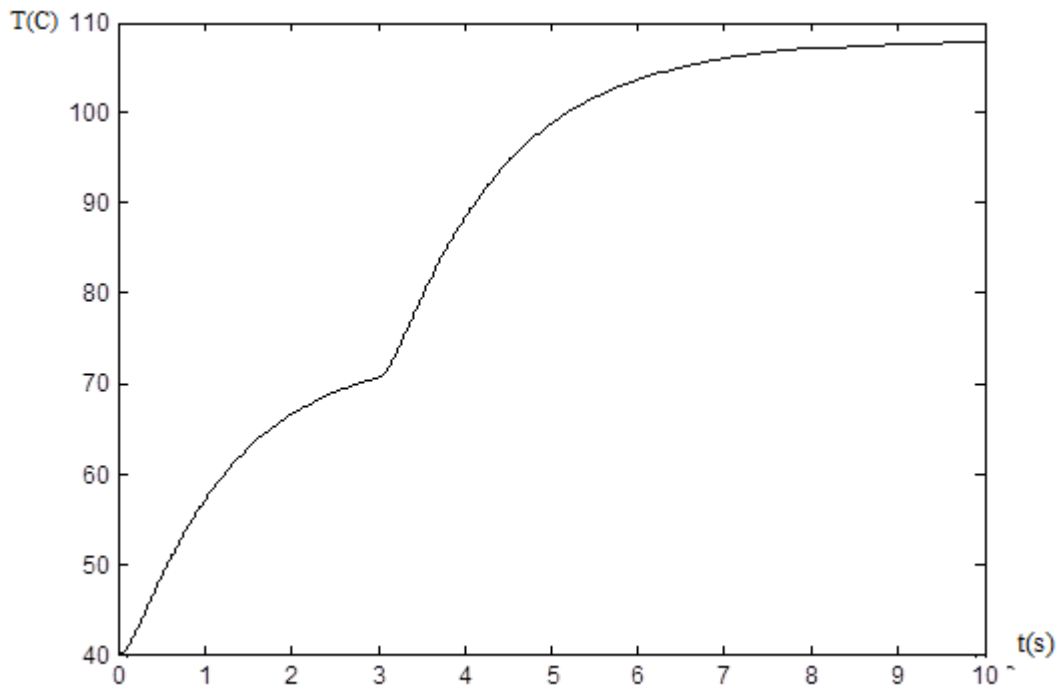


Figure VI.14 Evolution de température de jonction dans la diode

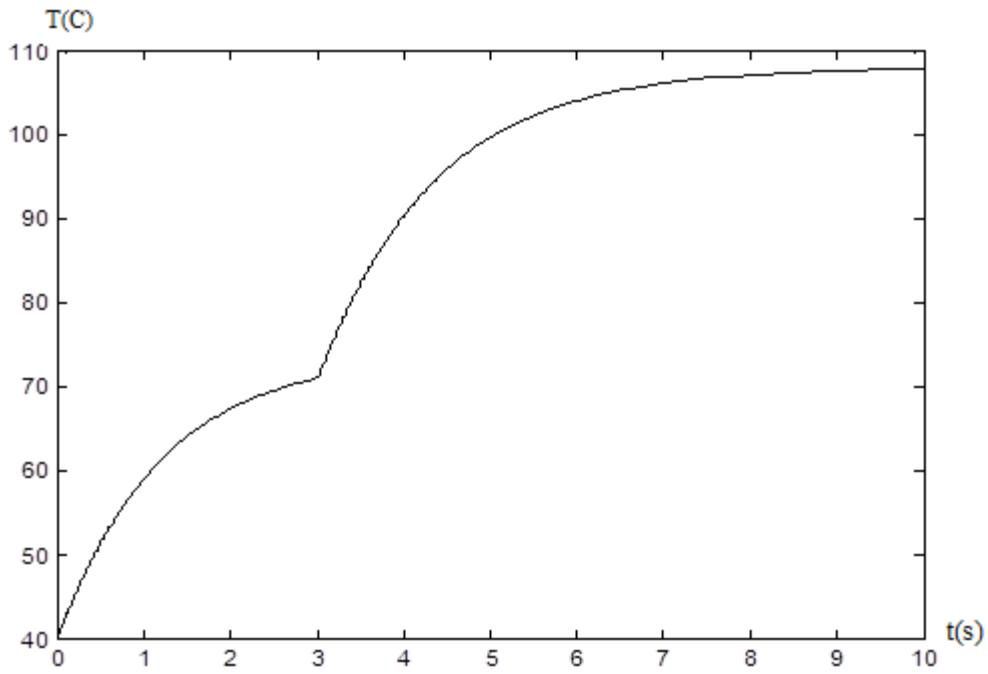


Figure VI.15 Evolution de température au niveau de la semelle du boîtier

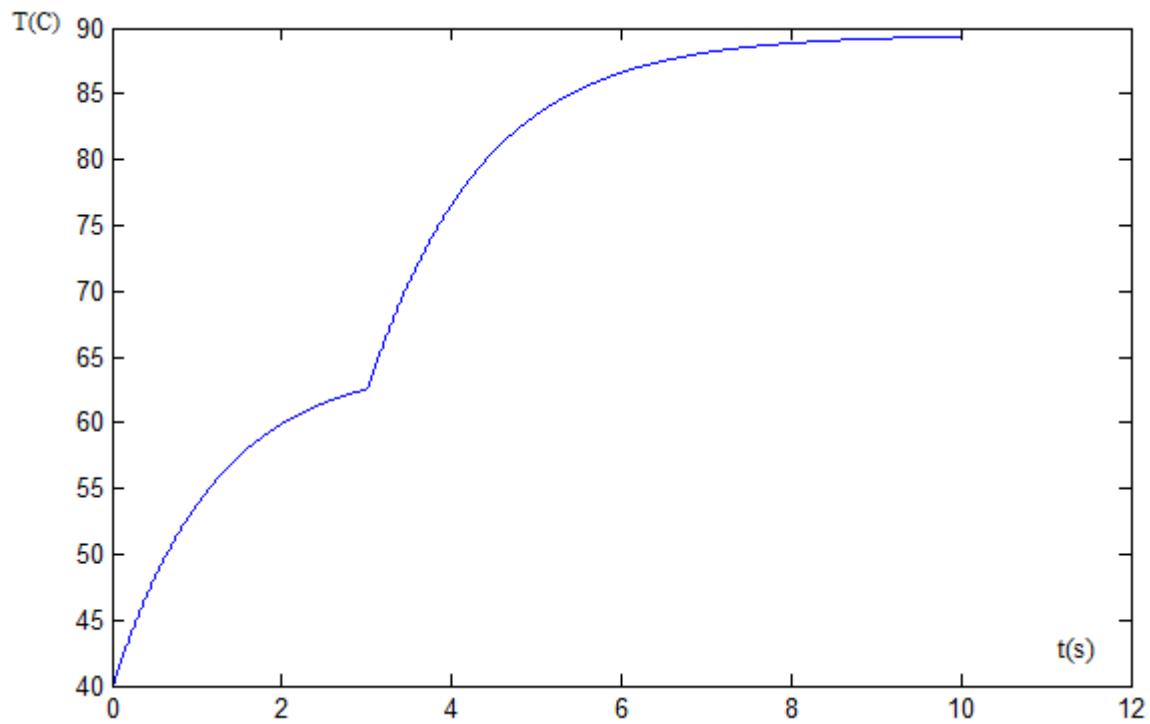


Figure VI.16nouvelle Evolution de la température après refroidissement.

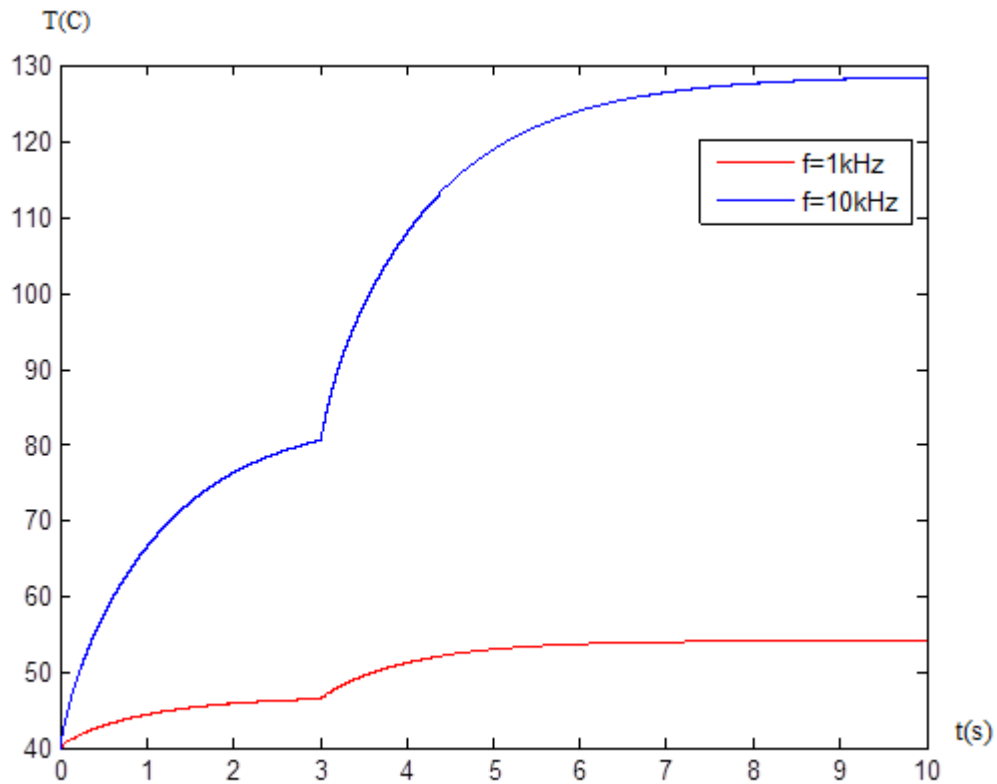


Figure VI.17 Impacte de la fréquence sur la température de jonction de l'Igbt

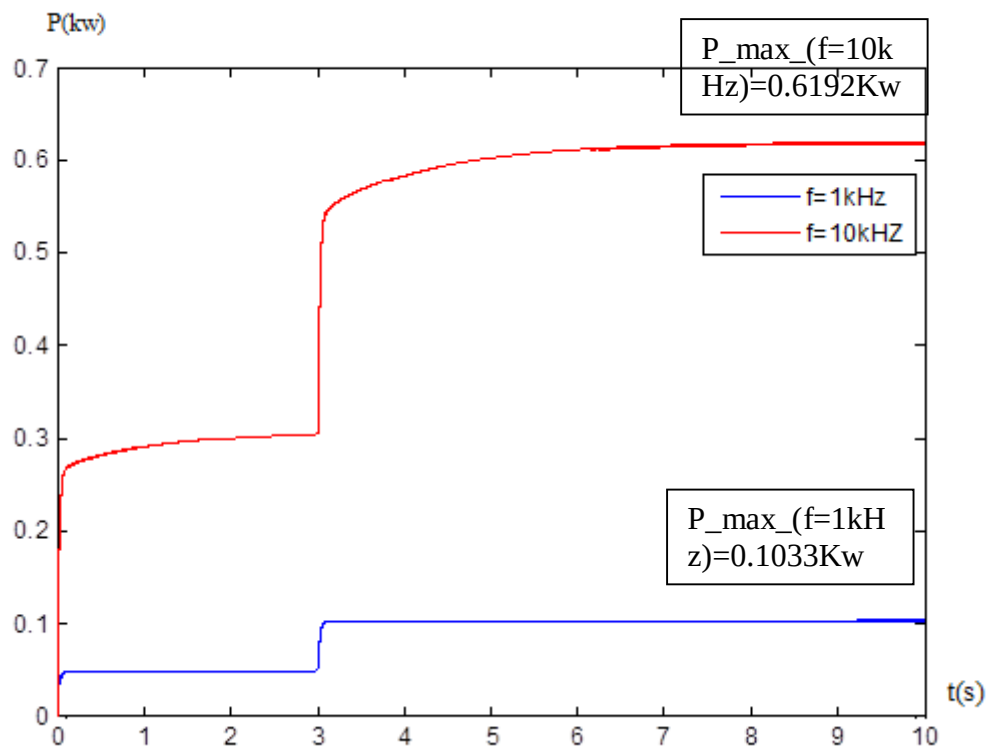


Figure VI.17 Impacte de la fréquence sur les pertes totales dans la cellule

IV.7 Interprétation

Dans l'élaboration des modèles moyens ou méthode des énergies pour le calcul des pertes dans les convertisseurs statiques, les résultats sont fortement dépendants des données data sheet, par conséquent, il est important de connaître parfaitement les conditions d'essais ; malheureusement, souvent des informations manquent, dans notre cas par exemple, des informations très pratiques concernant la diode en antiparallèle ne sont pas disponibles, à titre d'exemple la figure représentant la variation de la quantité de charge en fonction de la tension (anode-cathode). De plus dans le but d'exploiter le modèle des pertes afin d'élaborer ainsi, le modèle électrothermique, la donnée concernant l'impédance thermique est disponible uniquement pour un rapport cyclique égale à (0,5 voire data sheet) idéalement le réseau de ces courbe est comme celui décrit par la figure suivante.

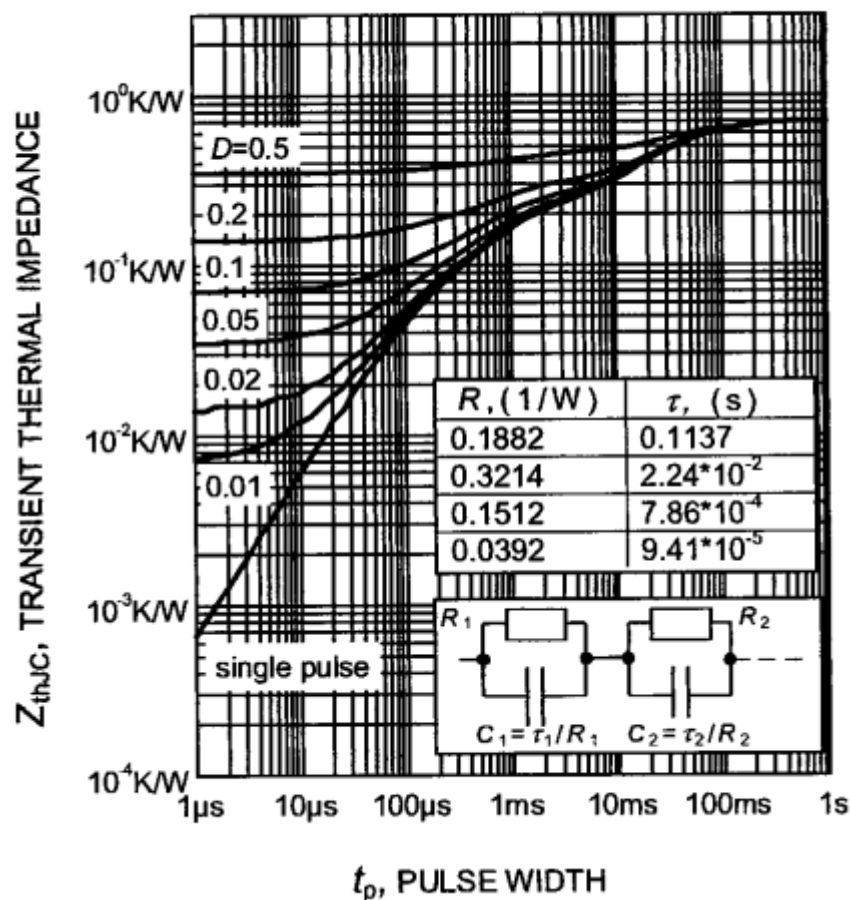


Figure VI.18 Paramètres du modèle thermique d'un IGBT

La méthode proposée dans ce chapitre a été vérifiée pour montrer que les résultats obtenus sont acceptablement précis, ceci a été réalisé par simulation pour une forme d'onde simple du courant de collecteur d'IGBT.

Le modèle de pertes ainsi développé permet bien de représenter le comportement énergétique des cellules de commutation, brique de base des convertisseurs statiques. Ces comportements nous permettront de réaliser des études énergétiques et thermiques globales.

L'exécution des programmes de simulation utilisés pour ce type de modèle nous a permis d'obtenir la quantité d'énergie lors des différents états de la cellule de commutation (IGBT-diode). Ensuite nous avons présenté des courbes donnant l'évolution des différentes puissances électriques instantanées mises en jeu pendant les différentes topologies du convertisseur pendant plusieurs périodes de fonctionnement avec un temps de simulation très raisonnable, contrairement au modèle instantané.

Les Figures (IV.9) et (IV.10) présente le courant de charge pendant 10 secondes de fonctionnement de l'interrupteur K. Ensuite un zoom est effectué.

De la figure (IV.11), en utilisant la formule (IV.10) rapportée au pas de calcul, nous obtenons les pertes en conduction figure (IV.12). En régime permanent et pour un rapport cyclique donné, en utilisant l'expression (IV.9), un calcul arithmétique nous permet de valider nos résultats en valeur moyenne.

La figure (IV.12) illustre d'une façon quantifiée les pertes en commutations (mise en conduction et au blocage) dans l'IGBT et la diode, donc, les pertes totales instantanées. Une variation de la charge est imposée pour ($t=3$ seconde). Ceci pour mettre en évidence l'importance du courant sur la variation des pertes et de la température de jonction principalement dans des composants de cellule. Ensuite une simulation avec une fréquence différente est refaite dans le même souci.

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué un calcul des pertes par conduction et par commutations en utilisant des données datasheet et une acquisition du courant de charge, ensuite le calcul des pertes totales pour le convertisseur utilisé (cellule de commutation). Ceci dans le souci de pouvoir prévoir l'évolution de la température de jonction des différents éléments.

En premier lieu, nous avons modélisé et simulé le convertisseur et sa charge, ensuite nous avons interpolé les données data sheet. Après pour chaque composant, nous avons élaboré un programme de simulation sous Matlab, à partir duquel nous avons obtenu les résultats faisant ressortir les courbes reflétant les pertes instantanées, la température de jonction, la température au niveau de la semelle avant et après refroidissement pendant plusieurs cycles (périodes) de fonctionnement.

Ainsi les programmes réalisés sont rapides, mais d'un point de vue précision, les résultats sont fortement dépendants des données préétablies

Une des utilisations majeures de ce modèle est son implantation dans n'importe quel modèle de simulation, pour n'importe quel convertisseur quel que soit sa commande (que sa fréquence de commutation soit connue ou non). Il peut être aussi utilisé comme outil de décision pour la conception des convertisseurs statiques, la comparaison des différentes structures, l'étude thermique et étendre l'étude pour des tests de fiabilités.

Références bibliographiques

- Ø ZhaohuiLuo ; ATHERMAL MODEL FOR IGBT MODULES AND ITS IMPLEMENTATION IN A REAL TIME SIMULATOR; UniversityofPittsburgh.
- Ø Bin Du TRANSIENTELECTRO-THERMAL MODELINGON POWER SEMICONDUCTOR DEVICES; University of Nebraska.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les systèmes électroniques, qui gagnent en discrétion par une meilleure compacité, améliorent leurs performances grâce à des vitesses de fonctionnement accrues. Ces deux évolutions conduisent conjointement à augmenter les niveaux de puissances dissipées et les densités de flux. Dans ce contexte, les organes de refroidissement se doivent de gagner à la fois en efficacité et compacité. Pour conduire une conception optimale d'un système électronique, il est devenu impératif avec ces évolutions, de prendre en compte dès le départ, les contraintes électriques et thermiques de l'ensemble. Dans cette réflexion, la connaissance des systèmes de refroidissement utilisés en électronique de puissance afin de pouvoir éventuellement élaborer des modèles est cruciale.

Le premier objectif fixé dans ce travail vise à comprendre les phénomènes physiques qui provoquent l'échauffement excessif dans les composants semi-conducteurs, car l'effet joule n'est pas le seul responsable de ces températures. En effet les effets thermoélectriques tels que l'effet Peltier, l'effet Seebeck et l'effet Thomson ont un impact important ; de plus leurs réversibilités intrinsèques ne peuvent être utilisés, du fait de ce que le sens du courant est imposé, il est non réversible.

Des solutions extérieures sont alors inévitables. Un état de l'art concernant ces solutions est fait au niveau du chapitre III. Deux grandes écoles se dégagent, celle utilisant les pompes MHD, et celle utilisant les modules thermoélectriques, donc exploitant la réversibilité des phénomènes thermo-physiques.

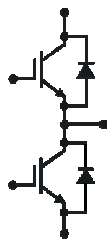
Finalement un modèle de simulation est mis en œuvre, avec un modèle de radiateur élémentaire pour mettre l'accent sur l'intérêt d'un tel système. Ceci nous permet une prévision du système de refroidissement. Afin de pouvoir réaliser des prototypes des convertisseurs sans passer par des réalisations et des ratés coûteux.

Notre travail gagnera en intérêt dans la finesse des modèles afin d'avoir une approche aussi fine que possible, d'un système réel.

Annexe

$V_{CE} = 3300 \text{ V}$
 $I_C = 250 \text{ A}$

ABB HiPak™



IGBT Module

5SNG 0250P330300

Doc. No. 5SYA 1406-00 Aug 10

- Ultra low loss, rugged SPT⁺ chip-set
- Smooth switching SPT⁺ chip-set for good EMC
- High insulation package
- AlSiC base-plate for high power cycling capability
- AlN substrate for low thermal resistance



Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	max	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}$, $T_{vj} \geq 25 \text{ °C}$		3300	V
DC collector current	I_C	$T_c = 80 \text{ °C}$		250	A
Peak collector current	I_{CM}	$t_p = 1 \text{ ms}$, $T_c = 80 \text{ °C}$		500	A
Gate-emitter voltage	V_{GES}		-20	20	V
Total power dissipation	P_{tot}	$T_c = 25 \text{ °C}$, per switch (IGBT)		1950	W
DC forward current	I_F			250	A
Peak forward current	I_{FRM}			500	A
Surge current	I_{FSM}	$V_R = 0 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ °C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, half-sinewave		2300	A
IGBT short circuit SOA	t_{psc}	$V_{CC} = 2500 \text{ V}$, $V_{CEM,CHIP} = 3300 \text{ V}$ $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ °C}$		10	μs
Isolation voltage	V_{isol}	RMS, 1 min, $f = 50 \text{ Hz}$		6000	V
Junction temperature	T_{vj}			125	°C
Junction operating temperature	$T_{vj(op)}$		-40	125	°C
Case temperature	T_c		-40	125	°C
Storage temperature	T_{stg}		-40	125	°C
Mounting torques ²⁾	M_s	Base-heatsink, M6 screws	4	6	Nm
	M_{t1}	Main terminals, M6 screws	4	6	

¹⁾ Maximum rated values indicate limits beyond which damage to the device may occur per IEC 60747

²⁾ For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SYA2039

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.



IGBT characteristic values ³⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Collector (-emitter) breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$, $T_{vj} = 25 \text{ °C}$	3300			V
Collector-emitter ⁴⁾ saturation voltage	$V_{CE \text{ sat}}$	$I_C = 250 \text{ A}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	2.4		V
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	3.0		V
Collector cut-off current	I_{CES}	$V_{CE} = 3300 \text{ V}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$		2	mA
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	6	20	mA
Gate leakage current	I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}$, $V_{GE} = 20 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ °C}$	-500		500	nA
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(TO)}$	$I_C = 40 \text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$, $T_{vj} = 25 \text{ °C}$	5		7	V
Gate charge	Q_{ge}	$I_C = 250 \text{ A}$, $V_{CE} = 1800 \text{ V}$, $V_{GE} = -15 \text{ V} \dots 15 \text{ V}$		1830		nC
Input capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 25 \text{ V}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$, $T_{vj} = 25 \text{ °C}$		25.3		nF
Output capacitance	C_{oes}			2.03		
Reverse transfer capacitance	C_{res}			0.63		
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_C = 250 \text{ A}$, $R_G = 10 \text{ } \Omega$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $L = 400 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	400		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	400		
Rise time	t_r	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_C = 250 \text{ A}$, $R_G = 10 \text{ } \Omega$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $L = 400 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	180		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	195		
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_C = 250 \text{ A}$, $R_G = 10 \text{ } \Omega$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $L = 400 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	1160		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	1330		
Fall time	t_f	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_C = 250 \text{ A}$, $R_G = 10 \text{ } \Omega$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $L = 400 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	270		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	390		
Turn-on switching energy	E_{on}	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_C = 250 \text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_G = 10 \text{ } \Omega$, $L = 400 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	330		mJ
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	425		
Turn-off switching energy	E_{off}	$V_{CC} = 1800 \text{ V}$, $I_C = 250 \text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_G = 10 \text{ } \Omega$, $L = 400 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	330		mJ
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	450		
Short circuit current	I_{SC}	$t_{psc} \leq 10 \text{ } \mu\text{s}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ °C}$, $V_{CC} = 2500 \text{ V}$, $V_{CEM \text{ CHIP}} \leq 3300 \text{ V}$		1090		A
Module stray inductance	L_{DC}	between C1 – E2		125		nH
Resistance, terminal-chip	$R_{CC'+EE'}$	between C1 – E2	$T_C = 25 \text{ °C}$	0.78		mΩ
			$T_C = 125 \text{ °C}$	1.03		

³⁾ Characteristic values according to IEC 60747 – 9⁴⁾ Collector-emitter saturation voltage is given at chip level

Diode characteristic values ⁵⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Forward voltage ⁶⁾	V_F	$I_F = 250 \text{ A}$	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	2		V
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	2.1		
Reverse recovery current	I_{rr}	$V_{CC} = 1800 \text{ V},$ $I_F = 250 \text{ A},$ $V_{GE} = 15 \text{ V},$ $R_G = 10$ $L = 400 \text{ nH}$ inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	300		A
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	330		
Recovered charge	Q_{rr}		$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	155		μC
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	250		
Reverse recovery time	t_{rr}		$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	730		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	1260		
Reverse recovery energy	E_{rec}		$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	165		mJ
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	280		

⁵⁾ Characteristic values according to IEC 60747 – 2⁶⁾ Forward voltage is given at chip level**Package properties** ⁷⁾

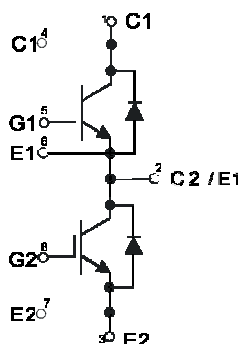
Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
IGBT thermal resistance junction to case	$R_{th(j-c)IGBT}$				0.052	KW
Diode thermal resistance junction to case	$R_{th(j-c)DIODE}$				0.100	KW
IGBT thermal resistance case to heatsink ²⁾	$R_{th(c-s)IGBT}$	IGBT per switch, grease = 1W/m × K		0.048		KW
Diode thermal resistance case to heatsink ⁷⁾	$R_{th(c-s)DIODE}$	Diode per switch, grease = 1W/m × K		0.096		KW
Partial discharge extinction voltage	V_e	$f = 50 \text{ Hz}, Q_{PD} = 10 \text{ pC}$ (acc. to IEC 61287)	3500			V
Comparative tracking index	CTI		600			

²⁾ For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SYA2039**Mechanical properties** ⁷⁾

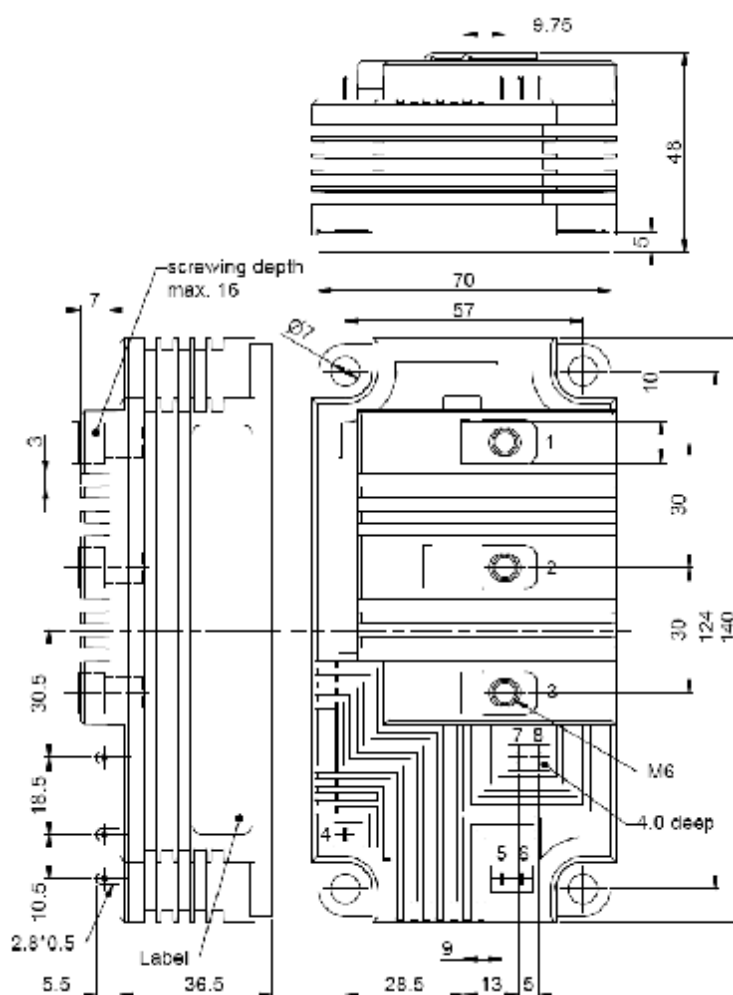
Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Dimensions	$L \times W \times H$	Typical, see outline drawing	73 × 140 × 48			mm
Clearance distance in air	d_a	according to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base: 35 Term. to term: 19			mm
Surface creepage distance	d_s	according to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base: 64 C1 to E1: 54 C1 to E2: 78			mm
Mass	m			620		g

⁷⁾ Package and mechanical properties according to IEC 60747 – 15

Electrical configuration



Outline drawing ²⁾



Note: all dimensions are shown in mm

²⁾ For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SYA2039

This is an electrostatic sensitive device, please observe the international standard IEC 60747-1, chap. IX.

This product has been designed and qualified for Industrial Level.

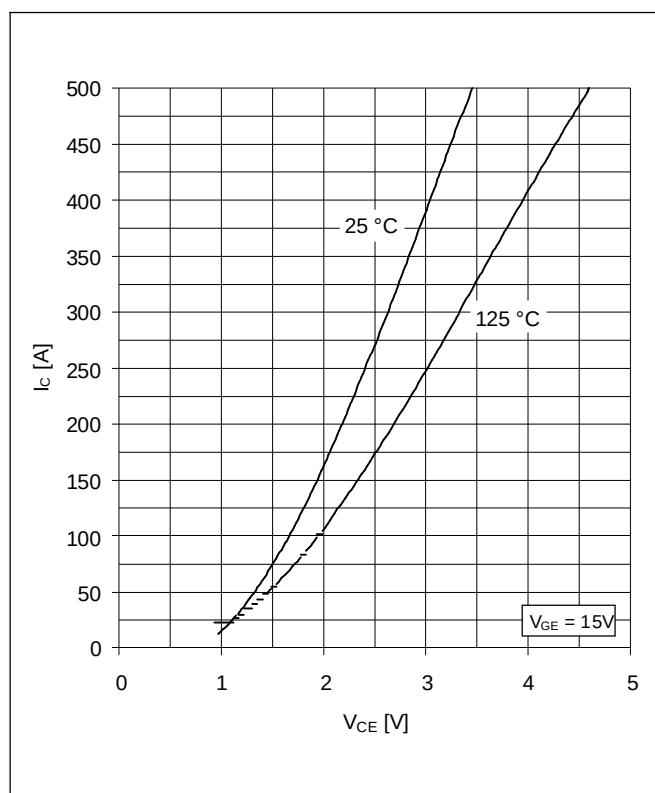


Fig. 1 Typical on-state characteristics, chip level

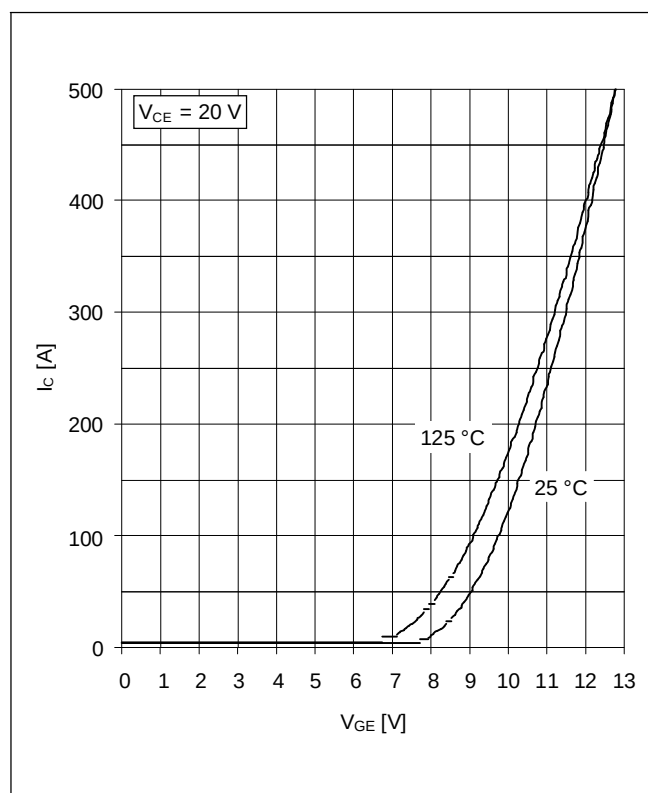


Fig. 2 Typical transfer characteristics, chip level

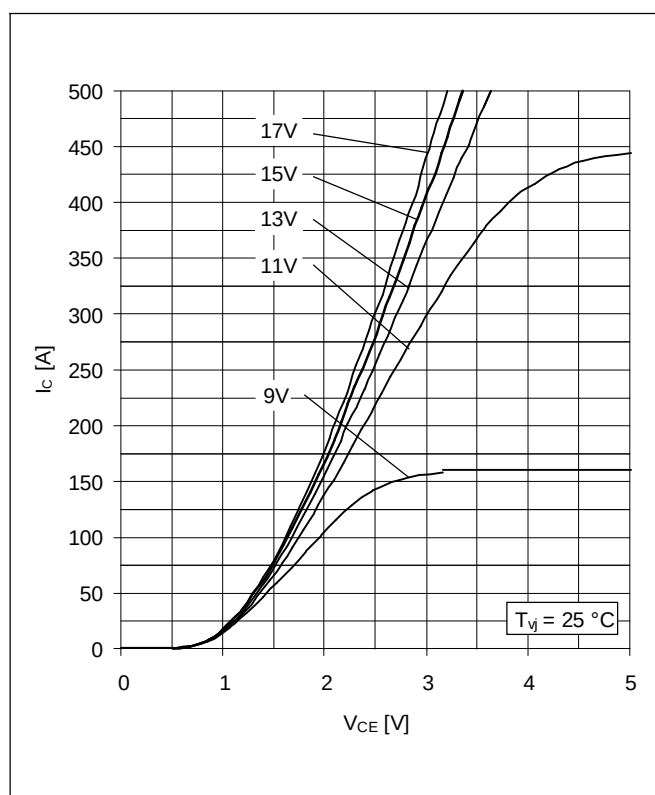


Fig. 3 Typical output characteristics, chip level

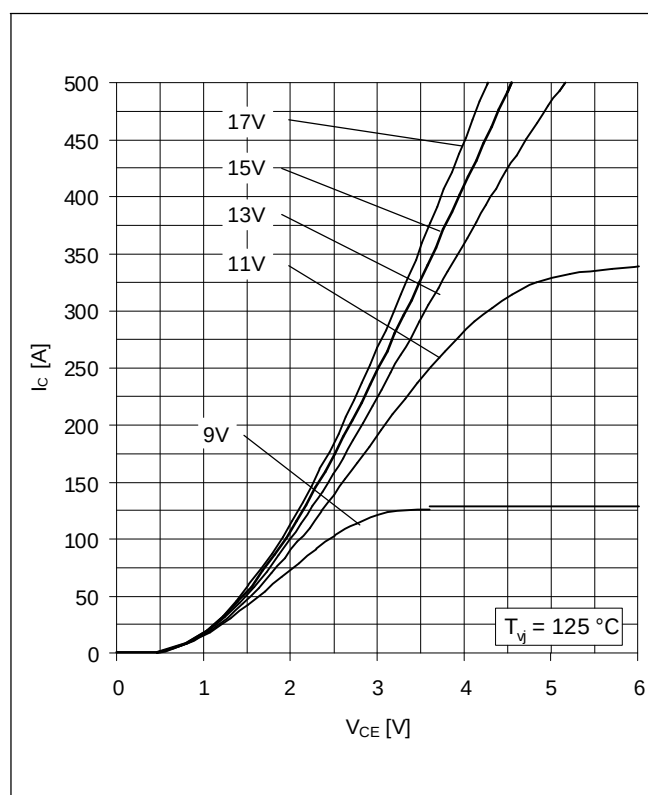


Fig. 4 Typical output characteristics, chip level

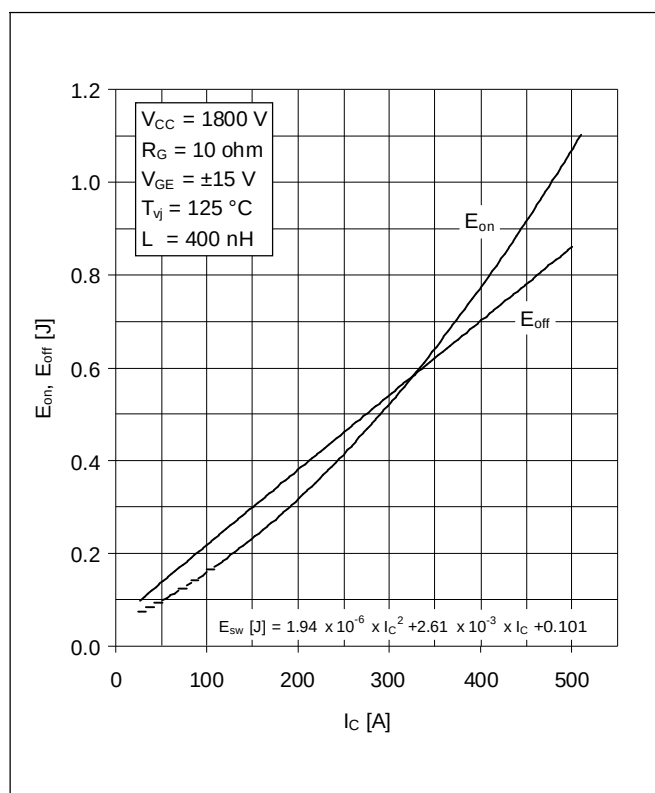


Fig. 5 Typical switching energies per pulse vs collector current

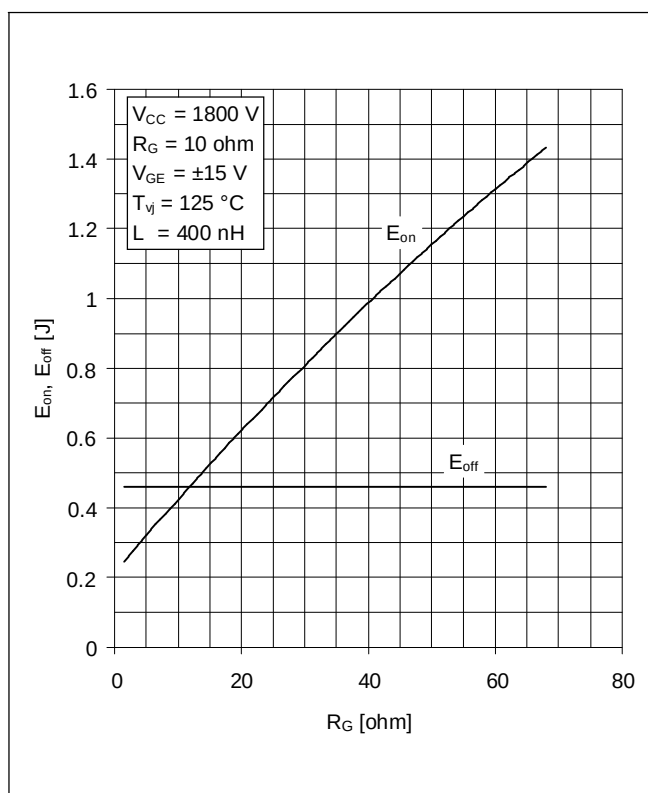


Fig. 6 Typical switching energies per pulse vs gate resistor

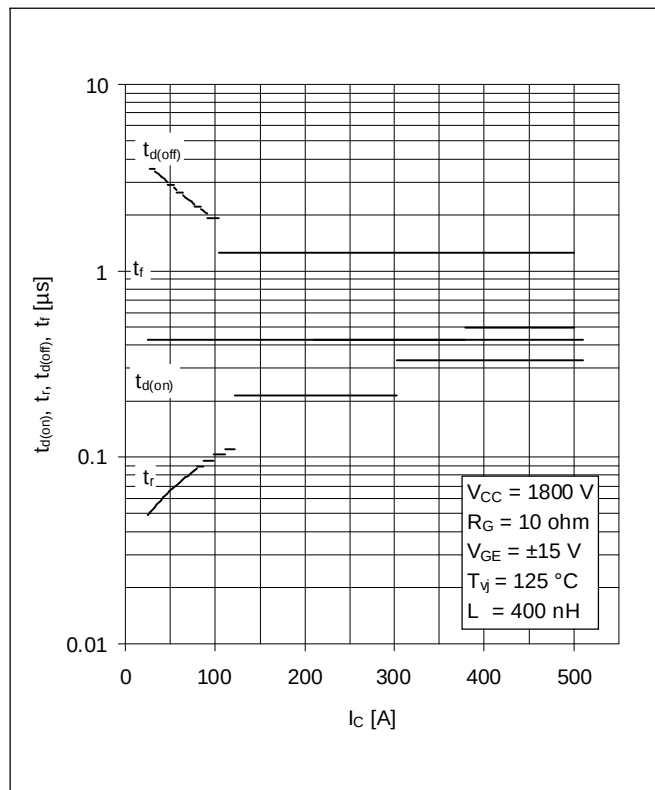


Fig. 7 Typical switching times vs collector current

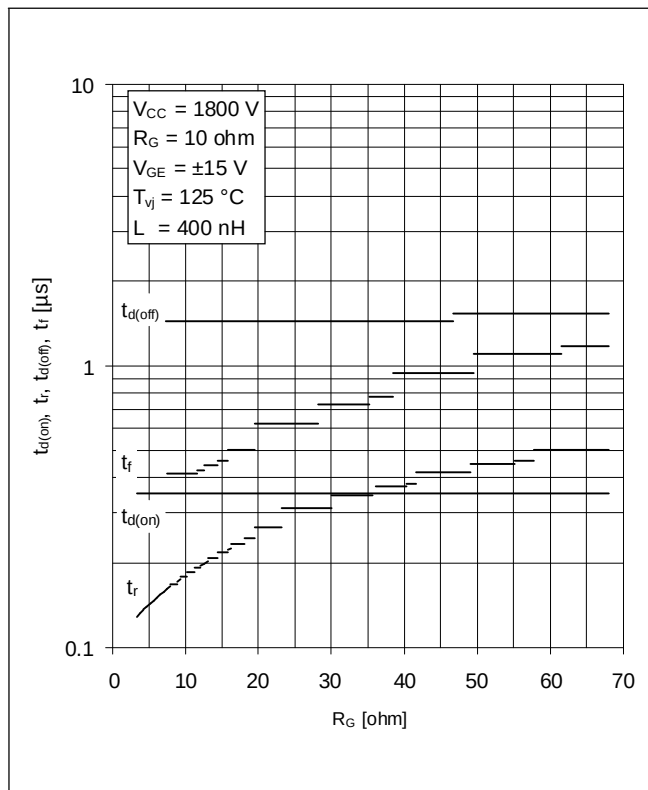


Fig. 8 Typical switching times vs gate resistor

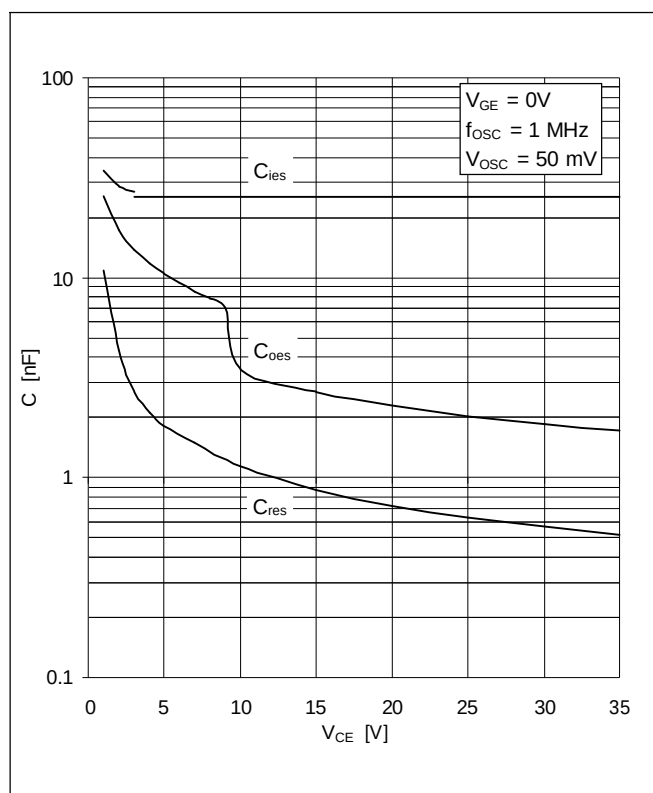


Fig. 9 Typical capacitances vs collector-emitter voltage

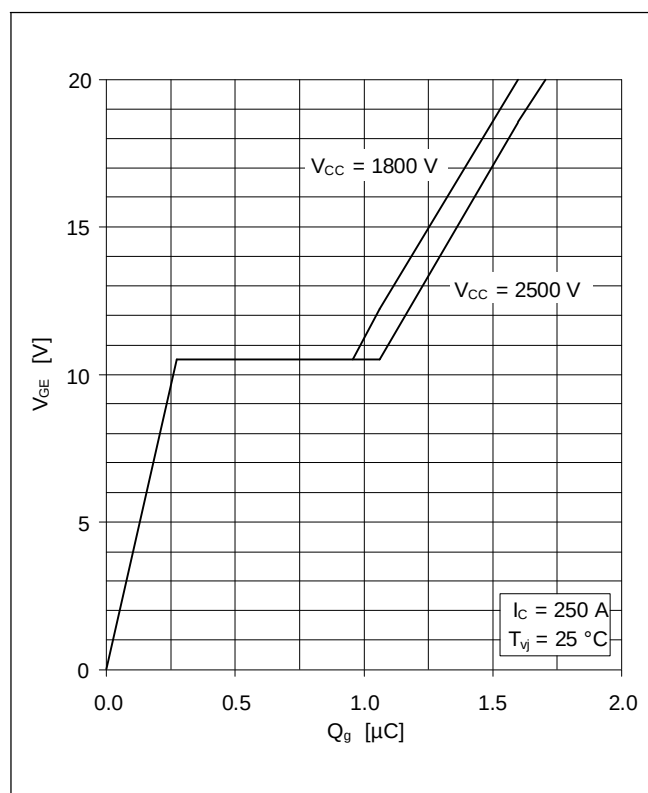


Fig. 10 Typical gate charge characteristics

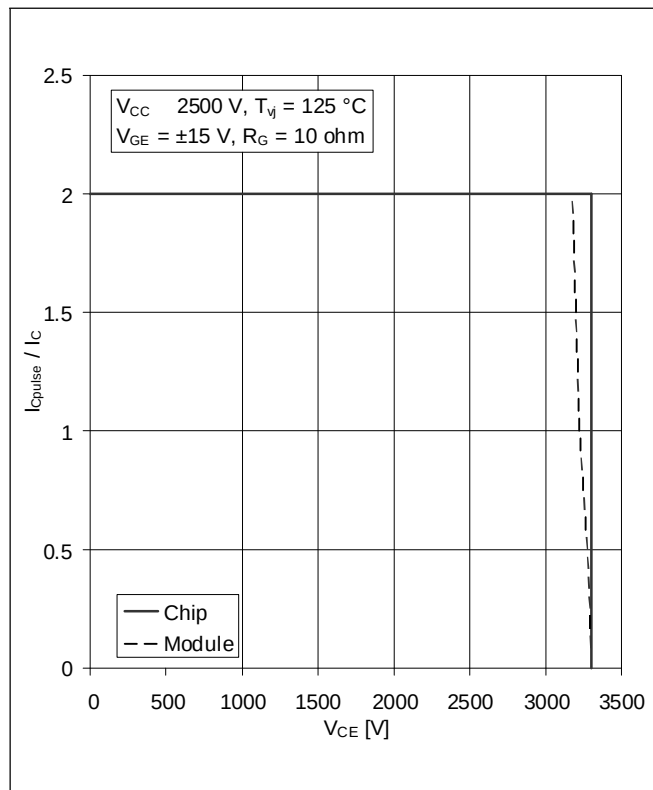


Fig. 11 Turn-off safe operating area (RBSOA)

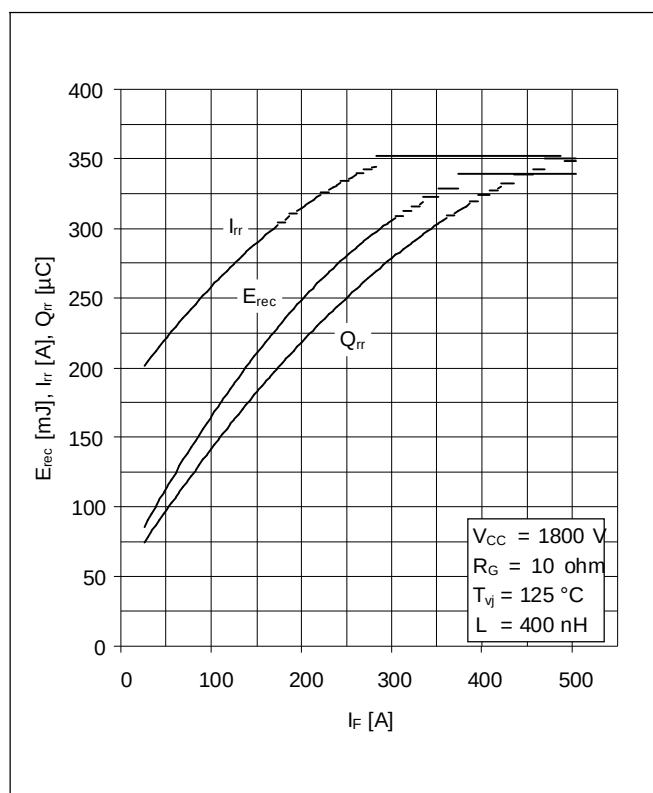


Fig. 12 Typical reverse recovery characteristics vs forward current

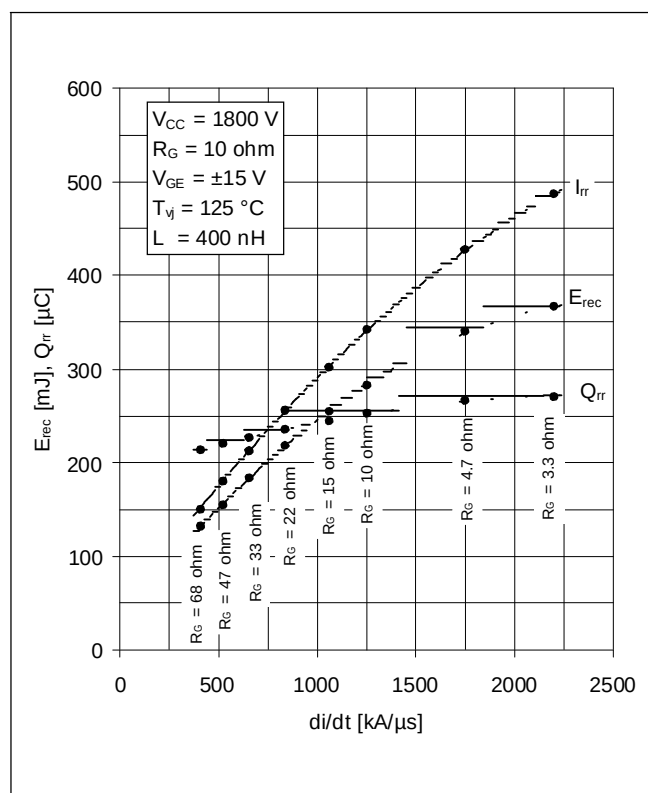


Fig. 13 Typical reverse recovery characteristics vs di/dt

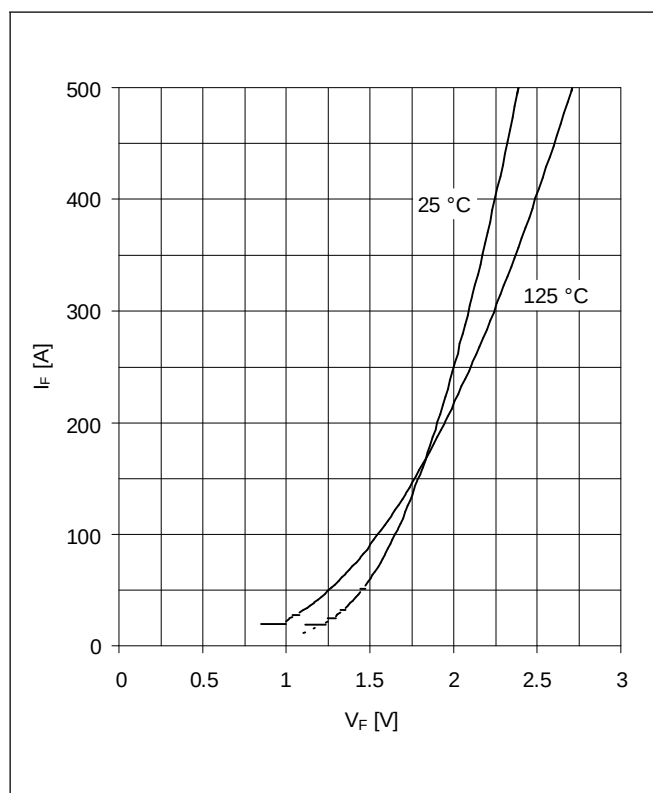


Fig. 14 Typical diode forward characteristics, chip level

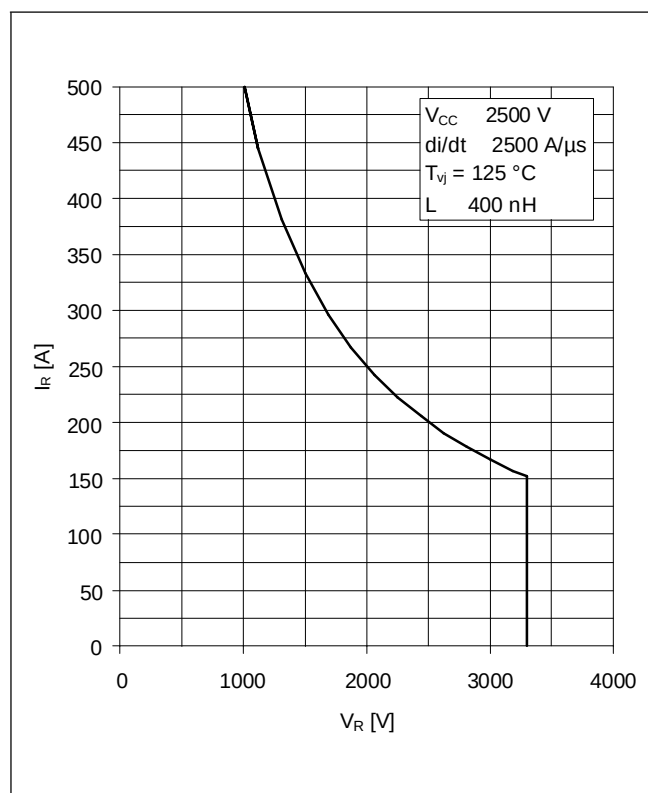


Fig. 15 Safe operating area diode (SOA)

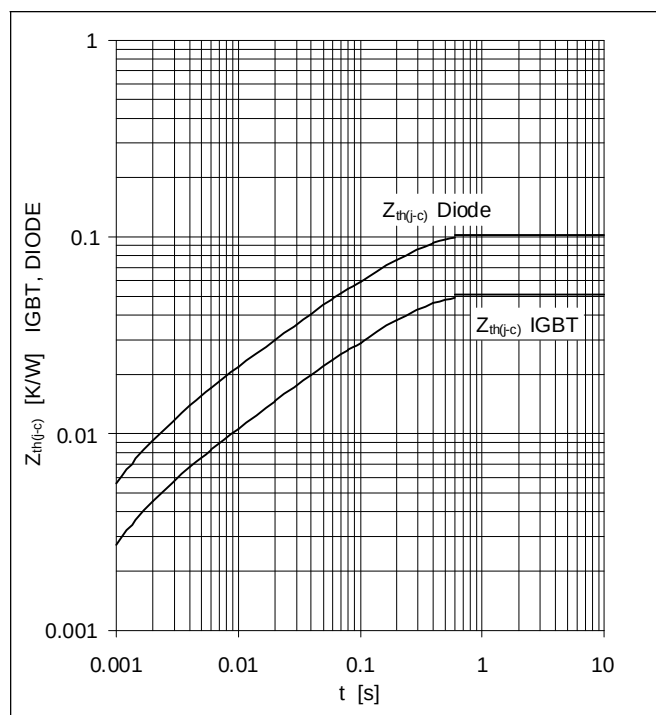


Fig. 16 Thermal impedance vs time

Analytical function for transient thermal impedance:

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-t/\tau_i})$$

	i	1	2	3	4	5
IGBT	$R_i(K/kW)$	35.1	8.25	3.85	3.79	
	$\tau_i(ms)$	207.4	30.1	7.6	1.6	
DIODE	$R_i(K/kW)$	69.2	17.3	7.79	7.77	
	$\tau_i(ms)$	203.6	30.1	7.5	1.6	

For detailed information refer to:

- 5SYA 2042 Failure rates of HiPak modules due to cosmic rays
- 5SYA 2043 Load – cycle capability of HiPaks
- 5SYA 2045 Thermal runaway during blocking
- 5SYA 2058 Surge currents for IGBT diodes
- 5SZK 9120 Specification of environmental class for HiPak

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.



ABB Switzerland Ltd
Semiconductors
 Fabrikstrasse 3
 CH-5600 Lenzburg, Switzerland

Telephone +41 (0)58 586 1419
 Fax +41 (0)58 586 1306
 Email abbsem@ch.abb.com
 Internet www.abb.com/semiconductors

Doc. No. 5SYA 1406-00 Aug 10