

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR  
BENHISSEN NACER EDDINE

MODÉLISATION DES COUPLAGES ÉLECTROTHERMIQUES  
DANS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

SEPTEMBRE 1998

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## RÉSUMÉ

L'objectif principal de ce mémoire est la recherche d'un nouveau modèle numérique pour l'analyse électrothermique des systèmes de composants électroniques.

Et pour atteindre l'objectif visé, nous allons élaborer et étudier des modèles numériques implantés dans les ordinateurs séquentiels et parallèles. Un effort spécial sera consacré à l'optimisation des algorithmes de la modélisation électrothermique dans le cas du traitement parallèle.

Nous visons la modélisation des couplages électrothermiques entre les différentes sources de chaleur dans le but de minimiser les pertes de puissance dans les composants.

Comme résultat final nous espérons pouvoir joindre ensemble et d'une manière interactive les modèles électriques complets de composants électroniques de puissance avec les modèles complets de transfert de chaleur par conduction, par convection et par radiation dans les structures géométriques complexes.

## **REMERCIEMENTS**

Je remercie mon directeur de recherche, Monsieur Adam SKOREK et mon codirecteur Ahmed LAKHSASI pour leurs encouragements, leurs supports, leurs directives, leurs conseils ainsi que leurs critiques qui ont été extrêmement utiles pour la réalisation de ce projet. Je tiens aussi à remercier toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail.

Mes remerciements s'adressent aussi, à mon ancien collègue du Laboratoire de d'électrothermie M Moktar BENAOUZIA ainsi que mes collègues du département pour leurs supports et leurs encouragements, ainsi qu'à tous mes amis.

Enfin mes remerciements vont au Conseil de recherches en sciences naturelles et génie du Canada (CRSNG) pour leur support financier qui a été fortement apprécié.

# TABLE DES MATIÈRES

LISTE DES FIGURES.....	VIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XI
LISTE DES SYMBOLES.....	XII
LISTE DES ABRÉVIATIONS.....	XIV
<b>Chapitre I. Introduction</b>	<b>1</b>
1.1. Définition.....	1
1.2. Rappel sur les modes de transfert de chaleur.....	3
1.2.1. La conduction.....	3
1.2.2. La convection.....	5
1.2.3. Le rayonnement.....	6
1.2.4. Conclusion.....	7
<b>Chapitre II. Notions de base sur la physique des semi-                   conducteurs</b>	<b>8</b>
2.1. Définition.....	8
2.2. Jonction pn polarisée en direct.....	9
2.3. Jonction pn polarisée en inverse.....	10
2.4. Architecture des modules hybrides de puissance.....	11
2.4.1. La puce semi-conductrice.....	12
2.4.2. Le diffuseur.....	13
2.4.3. L'isolant.....	14
2.4.4. Le diffuseur inférieur et le socle.....	15
2.4.5. Les interfaces.....	15
2.4.6. Effet diffuseur.....	16
2.4.7. L'encapsulation.....	17
2.4.8. Conclusion.....	18
2.5. La diode.....	18
2.5.1. Caractéristique courant-tension.....	18
2.5.2. Caractéristique courant-tension dépendante de la température.....	19
2.5.3. Diode au Germanium.....	20
2.5.4. Diode comme composant de circuit.....	21
2.5.4.1. Diode idéale.....	21

2.5.4.1. Diode idéale.....	21
2.5.4.2. Diode de charge.....	21
2.6. L'IGBT.....	22
2.6.1. Définition.....	22
2.6.2. Structure de l'IGBT.....	23
2.6.3. Différentes familles d'IGBT.....	24
2.6.3.1. Technologie PT (Punch-Through) .....	25
2.6.3.2. Technologie NPT (Non-Punch-Through) .....	25
2.6.4. Conversions propres aux figures.....	26
2.6.5. Exemple.....	28
2.6.6. État de fermeture.....	29
2.6.7. Caractéristiques générales.....	29
2.7. Pertes de puissance.....	31
2.7.1. Pertes statiques.....	32
2.7.1.1. Modélisation statique.....	32
2.7.1.2. Caractéristiques statiques.....	34
2.7.2. Pertes dynamiques (modélisation dynamique).....	35
2.7.3. Pertes à la fermeture.....	35
2.7.4. Pertes à l'ouverture.....	37
2.7.5. Modélisation générale de l'énergie dissipée.....	38
<b>Chapitre III. Couplage électrothermique</b> .....	<b>39</b>
3.1. Caractérisation thermique.....	39
3.1.1. Couplage électrothermique en conduction continu (modélisation) .....	40
3.1.2. Choix d'un radiateur.....	41
3.1.2.1. Résistance thermique entre la jonction et le boîtier.....	43
3.1.2.2. Résistance thermique entre le boîtier et le radiateur.....	43
3.1.2.3. Résistance thermique entre le radiateur et l'air.....	43
3.1.3. Conclusion.....	44
3.2. Formulation des équations électrothermiques.....	46
3.2.1. Méthodes de résolutions.....	46
3.2.1.1. Méthodes analogiques.....	47
3.2.1.2. Méthodes analytiques.....	47
3.2.1.3. Méthodes numériques.....	49
3.2.1.3.1. Méthode nodale.....	49
3.2.1.3.2. Méthode des différences finies.....	51

3.2.1.3.3. Méthode des éléments finis.....	54
3.2.1.3.4. Méthode mixte.....	60
3.2.2. Codes numériques séquentiels (structure) .....	62
3.2.3. Limites d'application .....	62
3.2.4. Rôle du traitement parallèle.....	62
<b>Chapitre IV. Principe de la simulation électrothermique</b>	<b>63</b>
4.1. Analogie thermo-électrique.....	63
4.2. Résistance thermique.....	63
4.3. Capacité thermique.....	66
4.4. Impédance thermique.....	68
4.5. Extension de l'analogie thermo-électrique.....	71
4.6. Principe de la simulation électrothermique.....	72
4.7. Modélisation électrothermique d'une diode.....	73
4.7.1. Simulation sur MATLAB.....	73
4.7.2. Simulation sur SABER.....	74
4.8. Modélisation électrothermique d'un IGBT .....	75
4.8.1. Simulation sur NISA.....	75
4.8.2. Analyse.....	78
4.9. Étude électrothermique d'un onduleur (simulation sur SABER).....	78
4.9.1. Topologie.....	79
4.9.2. Séquences.....	83
4.9.3. Caractéristiques thermiques.....	83
4.9.4. Conclusion.....	83
<b>Chapitre V. Modélisation parallèle</b>	<b>85</b>
5.1. Outils parallèles.....	86
5.2. Architectures parallèles.....	86
5.2.1. Une instruction une donnée SISD.....	86
5.2.2. Une instruction plusieurs données SIMD.....	86
5.2.3. Plusieurs instructions et une donnée MISD.....	87
5.2.4. Plusieurs instructions et plusieurs données MIMD.....	87
5.3. Traitement et temps de communication.....	88
5.4. Structures multiprocesseurs.....	88
5.5. Exemple d'une machine parallèle.....	90
5.6. Implantation d'un programme parallèle pour la résolution de l'équation de la conduction thermique.....	91

5.6.1.1. Discrétisation par différences finies.....	92
5.6.1.2. Identification du vecteur $X_i$ .....	99
5.6.1.3 Identification de $b_i$ .....	99
5.6.1.4. Identification de $A(i,j)$ .....	99
5.6.1.5. Utilisation de la méthode directe de CROUT (décomposition LR) .....	99
5.6.1.5.1. Calcul de L et R.....	101
5.6.1.5.2. Résolution de $L*z = y$ .....	102
5.6.1.5.3. Résolution de $R*x=z$ .....	103
5.6.1.6. Discrétisation de l'équation de transfert de chaleur.....	104
5.6.1.7. Exemple implanté sur MATLAB.....	106
5.6.1.8. Interprétations et conclusions.....	108
5.6.2. Traitement parallèle.....	110
5.6.2.1. Modèle thermique.....	111
5.6.2.2. Choix de l'architecture parallèle.....	116
5.6.2.3. Évaluation des performances.....	117
5.6.2.3.1. Performances.....	118
5.6.2.3.2. Efficacité.....	118
5.6.2.4. Organigramme .....	119
5.6.2.5. Résultats de simulation.....	120
Conclusion générale et recommandations.....	123
Bibliographie .....	125
Annexe I .....	134
- Simulation électrothermique sur SABER d'un onduleur monophasé avec charge RL (Signaux) : d'attaque, courant, tension, température...	135
- Simulation électrothermique d'un IGBT sur NISA.....	140
- Programme sur Matlab pour tracer $I = f(T)$ , sans et avec T.....	142
- Programme sur Matlab (dfd1a.m) pour la discrétisation de l'équation de la chaleur en 1D, distribution de la température.....	144
- Résultats de simulation sur Matlab pour la résolution de l'équation de POISSON en 3D.....	147
Annexe II .....	152
- Fiche technique : HARRIS Semi-conductor IGBT.....	153
- Models CJ and CH (Metal film resistors).....	156
- International Rectifier IGBT, modèle : IRGPH50MD2.....	157
- Wakefield Engineering (les radiateurs).....	165
Index.....	171



# LISTE DES FIGURES

## Chapitre II

Figure 2.1. Représentation schématique d'une jonction pn.....	8
Figure 2.2.a. jonction pn polarisée en direct.....	9
Figure 2.2.b. jonction pn polarisée en inverse.....	9
Figure 2.3. Coupes typiques d'un module de puissance.....	12
Figure 2.4. Évaluation de la conductivité du Silicium en fonction de la température.....	13
Figure 2.5. Isolation d'une puce semi-conductrice.....	17
Figure 2.6. Schéma d'une diode à jonction.....	18
Figure 2.7. Caractéristique d'une diode à jonction.....	20
Figure 2.8. Diode idéale.....	21
Figure 2.9. Caractéristique de la diode de charge du circuit.....	22
Figure 2.10. Circuit équivalent simplifiée d'un IGBT.....	23
Figure 2.11. Structure d'un IGBT (microscopique).....	24
Figure 2.12.a. Structure de l'IGBT PT.....	26
Figure 2.12.b. Structure de l'IGBT NPT.....	26
Figure 2.13. Représentation d'une structure semi-conducteur.....	27
Figure 2.14. Schéma d'un IGBT.....	28
Figure 2.15. Schéma de principe du couplage électrothermique.....	31
Figure 2.16. Caractéristique directe classique.....	32
Figure 2.17. Ondes réelles et idéalisées de tension et de courant à la fermeture.....	36
Figure 2.18. Ondes réelles et idéalisées de tension et de courant à l'ouverture.....	37

## Chapitre III

Figure 3.1. Diagramme fonctionnel en régime continu.....	40
Figure 3.2. Résistance thermique en fonction du volume du radiateur.....	42
Figure 3.3. Coupe typique composant-radiateur.....	43
Figure 3.4. Schéma thermique équivalent.....	44
Figure 3.5. Réseau thermoélectrique lié à la méthode nodale.....	51
Figure 3.6. Bilan thermique associé à un nœud interne.....	52

Figure 3.7. Élément triangulaire de référence.....	59
Figure 3.8. Structure d'un code séquentiel.....	62

## Chapitre IV

Figure 4.1. Problème thermique 1D du mur d'épaisseur finie.....	64
Figure 4.2. Schéma équivalent thermo-électrique.....	65
Figure 4.3. Ligne à constantes réparties.....	67
Figure 4.4. Schéma thermo-électrique « mono-cellulaire ».....	68
Figure 4.5. Problème thermique 1D du milieu plan stratifié.....	70
Figure 4.6. Organigramme du principe de la simulation électrothermique 3D.....	72
Figure 4.7. Caractéristique $I = f(V)$ avec droite de charge (point de fonctionnement) .....	73
Figure 4.8. Caractéristique $I = f(V)$ « influence de la température ».....	73
Figure 4.9.a. Schéma électrothermique (R+D en série) sur SABER.....	74
Figure 4.9.b. Caractéristiques : $V = f(t)$ ; $i_{ch}=f(t)$ et $V_{Diode}=f(t)$ .....	74
Figure 4.10. Implantation d'une cellule IGBT sur NISA.....	75
Figure 4.11. Introduction d'une source de chaleur.....	76
Figure 4.12. Distribution de la température à l'intérieure des couches de l'IGBT.....	76
Figure 4.13.a. Distribution de la température à l'intérieure de l'IGBT.....	77
Figure 4.13.b. Distribution de la température aux différents instants.....	77
Figure 4.14. Schéma simplifié de l'ensemble Onduleur-Charge.....	79
Figure 4.14. Schéma Onduleur(IGBT+DRL) + Charge (RL).....	80
Figure 4.16. Schéma du bloc de commande.....	80
Figure 4.17. Schéma électrique général (commande + onduleur).....	81
Figure 4.18. Schéma général (électrique + thermique).....	82
Figure 4.19. Analyse des séquences pendant 10 ms.....	135
Figure 4.20. Analyse des séquences pendant 200 ms.....	135
Figure 4.21. Tension appliquée à la gâchette de l'IGBT 4.....	135
Figure 4.22. Tension appliquée.....	135
Figure 4.23. Tension appliquée à la gâchette de l'IGBT 2.....	135
Figure 4.24. Signal de commande clk2 avec $V_{G3}$ .....	135
Figure 4.25. Signal de commande qui attaque l'IGBT 1.....	136
Figure 4.26. Courant du collecteur de l'IGBT 1.....	136
Figure 4.27. Courant dans le collecteur de l'IGBT 4.....	136
Figure 4.28. $V_G$ de l'IGBT 2.....	136

Figure 4.29. Courant $i_{G1}$ .....	136
Figure 4.30. $V_G$ de l'IGBT 1.....	136
Figure 4.31. Signal de contrôle.....	136
Figure 4.32. $T_j$ au niveau de l'IGBT 3 et 4 sur 10 ms.....	137
Figure 4.33. $T_j$ au niveau de l'IGBT 2 ; 3 et 4 sur 200 ms.....	137
Figure 4.34. $T_{Boîtier}$ de l'IGBT 3 et 4 durant 10 ms.....	137
Figure 4.35. $T_{Boîtier}$ des 4 IGBT durant 200 ms.....	137
Figure 4.36. Distribution de la température sur quelques nœuds du boîtier TO247 de l'IGBT 4.....	138
Figure 4.37. Distribution de la température sur quelques nœuds du boîtier TO247 de l'IGBT 1.....	138
Figure 4.38. Température du radiateur TTC 1406 sur les quatres IGBT durant 200 ms avec $t_a = 27^\circ C$ .....	138

## Chapitre V

Figure 5.1. Architecture MIMD.....	87
Figure 5.2. Intégration d'un système multiprocesseur.....	88
Figure 5.3. Topologie de l'hypercube.....	89
Figure 5.4. Diveres topologies.....	90
Figure 5.5. Machine ALEX, AVX, Série 2 à 64 nœuds.....	90
Figure 5.6. Température $T_o$ calculée par la méthode des différences finies.....	108
Figure 5.7. Réseau d'interconnexion.....	111
Figure 5.8. Forme de la matrice $A(i,j,k)$ en 3D.....	113
Figure 5.9. Topologie appliquée (arbre binaire + réseau linéaire).....	116
Figure 5.10. Classification des systèmes de traitement parallèle.....	117
Figure 5.11. Organigramme.....	119
Figure 5.12. Comparaison du temps de calcul entre les 3 machines.....	120
Figure 5.13. Comparaison du temps de calcul entre le séquentiel et le parallèle.....	120
Figure 5.14. Performances et efficacité.....	121
Figure 5.15. Distribution de la température à l'intérieur de la structure.....	122

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1. Propriétés électriques et thermo-physiques des principaux substrats céramiques.....	14
Tableau 2.2. Codage des hachures et dénominations des différentes zones en fonction des concentrations en dopants.....	27
Tableau 5.1. Comparaison du temps de calcul entre la méthode de CROUT et de THOMAS.....	109
Tableau 5.2. Comparaison au niveau : temps de calcul, performance et efficacité.....	121

## LISTE DES SYMBOLES

$A_{(i,i)}$	: Surface normale aux lignes de flux	$[m^2]$
$A_{(i,j)}$	: Matrice en 2 dimensions	
$A_{(i,j,k)}$	: Matrice en 3 dimensions	
$b$	: vecteur	
$C$	: Capacité linéique	$[F]$
$C_p, c_v$	: Chaleur massique	$[J/(kg.K)]$
$C_{th}$	: Capacité thermique	$[J/K]$
$D$	: Domaine d'application	
$E$	: Efficacité	
$e_i$	: Épaisseur de l'isolant	$[m]$
$F$	: Facteur de forme	
$g$	: Conductance thermique	$[W/(m^2.K)]$
$h$	: Coefficient d'échange convectif	$[W/(m^2.K)]$
$I_o$	: Courant annulant le coefficient de température de la chute de tension directe	$[A]$
$I_d$	: Courant qui traverse la diode	$[A]$
$I_p$	: Courant de la charge	$[A]$
$I_s$	: Courant inverse de saturation	$[A]$
$i(t)$	: Onde de courant	$[A]$
$J$	: Densité de courant	$[A/m^2]$
$K$	: Interrupteur	
$k$	: Conductivité thermique	$[W/m.K]$
$k_o$	: Conductivité thermique à 300 K	$[W/m.K]$
$k_i$	: Conductivité thermique de l'isolant	$[W/m.K]$
$L_m$	: Inductance de la cellule de commutation	$[H]$
$N$	: Ensemble des entiers naturels	
$n$	: Porteurs de charge (électrons)	
$P$	: Puissance totale dissipée	$[W]$
$p$	: Porteurs de charge (trous)	
$P_{(i,j,k)}$	: Nœuds interne	
$Q$	: Énergie dissipée	$[W]$
$Q(I,V)$	: Point de repos où de fonctionnement	
$q$	: Densité volumique des sources internes	$[W/m^3]$
$r$	: Résistance linéique	$[\Omega]$
$R_s$	: Résistance série	$[\Omega]$
$R_{th}$	: Résistance thermique	$[K/W]$

S	: Surface d'échange	[m <sup>2</sup> ]
s	: Performance	
T	: Température	[K]
T <sub>a</sub>	: Température ambiante	[K]
t	: Temps	[s]
V <sub>o</sub>	: Tension de seuil	[V]
V <sub>cc</sub>	: Tension d'alimentation continue	[V]
V <sub>d</sub>	: Tension appliquée sur la diode	[V]
V <sub>i</sub>	: Ensemble des indices des noeuds	
V <sub>j</sub>	: Tension appliquée sur la jonction	[V]
V(t)	: Onde de tension	[V]
V <sub>p</sub>	: Tension de déchet	[V]
W <sub>com</sub>	: Énergie dissipée par commutation	[W]
W <sub>off</sub>	: Énergie dissipée à l'ouverture	[W]
W <sub>on</sub>	: Énergie dissipée à la fermeture	[W]
Z <sub>th</sub>	: Impédance thermique	[K/J]
V <sub>oo,a,r,oo,b</sub>	: Paramètres statiques	
ρ	: Masse volumique	[kg/m <sup>3</sup> ]
φ	: Flux de chaleur	[W]
θ	: Écart de température	[K]
α	: Diffusivité thermique	[m <sup>2</sup> /s]
φ	: Densité de flux de chaleur	[W/m <sup>2</sup> ]
σ	: Constante de Stéfan-Boltzmann [5.67.10 <sup>-8</sup> ]	[W/(m <sup>2</sup> .K <sup>4</sup> )]
ε	: Émissivité	
η	: Rendement	
θ <sub>cs</sub>	: Résistance thermique entre le boîtier et le radiateur	[°C/W]
θ <sub>Jc</sub>	: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier	[°C/W]
θ <sub>sa</sub>	: Résistance thermique entre le radiateur et l'air	[°C/W]
ρ <sub>v</sub>	: Densité de charge	

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	: Alumine
AlN	: Nitrure d'aluminium
BeO	: Oxyde de béryllium
GAAS	: Galium Arsenide
IGBT	: Isulated Gate Bipolar Transistor (Transistor bipolaire à grille isolée)
LAM	: Système d'exploitation pour le traitement parallèle
MIMD	: Plusieurs instructions, plusieurs données
MISD	: Plusieurs instructions, une donnée
MLI	: Modulation à largeur d'impulsion
MPI	: Standard de programmation pour le traitement parallèle
NPT	: Non-Punch-Through (Non-perçante-traversante)
PT	: Punch-Through (Perçante-traversante)
SIMD	: Une instruction, plusieurs données
SISD	: Une instruction, une donnée
SPMD	: Même programme, plusieurs données
UC	: Unité centrale.

# *Introduction*

## **1.1 Définition**

La conception d'un interrupteur de puissance performant et fiable nécessite une étude à la fois électrique et thermique (électrothermique).

L'analyse des transferts de chaleur dans les composants de l'électronique de puissance, repose sur les lois fondamentales de la théorie générale des transferts de chaleur. Ses particularités résident essentiellement dans la géométrie et la structure des dispositifs, et dans les sources de chaleur [26].

Le comportement des composantes semi-conducteurs est devenu très compliqué, un modèle numérique est nécessaire pour analyser le comportement électrothermique dans le but d'obtenir une meilleure optimisation au niveau des pertes. La conception d'outils de simulation correspondante se trouve confronté par la complexité des phénomènes physiques afin d'obtenir une description suffisante du comportement du composant.



Les logiciels qui occupent actuellement le marché donnent une idée parfaite sur le comportement de ces composants que ce soit du point de vue électrique ou thermique (PSPICE, FLUX 2D, FLUX 3D, NISA, SABER, JMAG,...).

Le traitement nécessite beaucoup de simulation, et le facteur majeur qui entre en jeu, c'est le temps de simulation, d'où la nécessité d'une nouvelle approche.

Récemment une approche plus performante a été appliquée, il s'agit d'implanter des codes parallèles [61][62][66] pour atteindre des meilleurs résultats avec un temps de calcul moindre [59][60].

Dans ce mémoire, on va identifier un modèle mathématique macroscopique en trois dimensions incluant les paramètres électriques et thermiques.

Par la suite, on va élaborer des algorithmes adaptés au traitement parallèle sur les machines de type : Même programme plusieurs données (Same Program Multiple Data) « SPMD », ainsi que les simulations numériques :

- Séquentielles sur des logiciels de CAO comme (SABER, NISA), puis sur Matlab, et en C sur une station UNIX.
- Parallèles sur l'environnement LAM avec le standard MPI. Et enfin faire une comparaison au niveau temps d'exécution entre les deux traitements.

## 1.2 Rappel sur les Modes de transfert de chaleur

On distingue habituellement trois modes différentes de transfert :

**La conduction, le rayonnement et la convection** [17][18][21][23].

L'écoulement de la chaleur dans les composants électroniques étant essentiellement de type conductif les deux autres modes interviennent surtout dans les échanges avec l'environnement extérieur [26].

On ne peut se lancer dans l'analyse thermique des composants sans un développement particulier sur ces modes de transmission.

### 1.2.1 La conduction

La conduction est le mode de transmission de la chaleur provoqué par la différence de température entre deux régions d'un milieu matériel.

Dans le mode d'échange par convection, le transfert de la chaleur se fait dans les fluides, les liquides ou les gaz en mouvement. Ce cas se rencontre souvent dans l'échange entre une paroi et un fluide.

La loi fondamentale de la conduction thermique, établie par Fourier, s'exprime mathématiquement par la proportionnalité, en tout point d'un corps isotrope, de la densité de flux au gradient de température :

$$\vec{\varphi} = -k.\text{grad}(T) \quad (1.1)$$

Cette loi traduit le fait que l'énergie thermique se propage des points les plus chauds vers les plus froids, et que le flux est d'autant plus intense que l'écart de température par unité de longueur est grand.

Le coefficient de proportionnalité  $k$  est la conductivité thermique du corps considéré, et s'exprime en  $W/(m.K)$ . Elle peut varier d'un point à l'autre du corps. La connaissance de la conductivité thermique des matériaux reste un problème majeur.

Cette grandeur dépend d'un certain nombre de paramètres :

- nature chimique du matériau,
- nature de la phase considérée (solide, liquide, gazeuse),
- température.

En d'autres termes, la loi de Fourier est non linéaire, en appliquant le premier principe de la thermodynamique à un élément de volume indéformable et au repos (la variation d'énergie interne du système est égale à l'énergie thermique entrant dans le volume au travers de la surface limite, ajoutée de la chaleur dégagée par les sources internes).

On obtient finalement l'équation :

$$\rho \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}[k \cdot \text{grad}(T)] + q \quad (1.2)$$

Avec :

- |        |  |              |
|--------|--|--------------|
| $\rho$ | : masse volumique du corps               | $[kg/m^3]$   |
| $c_p$  | : chaleur massique du corps              | $[J/(kg.K)]$ |
| $q$    | : densité volumique des sources internes | $[W/m^3]$    |

Dans le cas particulier d'un corps homogène et de conductivité indépendante de la température l'équation devient :

$$\frac{\rho \cdot c_p}{k} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla^2 T + \frac{q}{k} \quad (1.3)$$

La quantité  $k/(\rho \cdot c_p)$ , appelée diffusivité thermique [ $m^2/s$ ] caractérise la vitesse de diffusion de la chaleur dans le matériau.

### 1.2.2 La convection

C'est le mécanisme le plus important de transfert d'énergie entre une surface solide et un liquide ou un gaz.

On distingue deux types de phénomènes convectifs :

- La **convection naturelle**, ou libre, pour laquelle le mouvement provient de l'action simultanée de différences de température existant au sein du milieu, et d'un champ de force massique,
- La **convection forcée**, pour laquelle le mouvement est imposé par une action extérieure (pompe, ventilateur, ...).

La représentation exacte des processus de transfert par convection pose des problèmes de mécanique des fluides souvent très difficiles à résoudre directement.

Cependant, comme on ne s'intéresse en général qu'à la quantité de chaleur échangée entre le fluide et une paroi solide, on introduit un coefficient d'échange superficiel  $h$  tel que la

densité de flux de chaleur  $\varphi$ , à travers un élément de surface de la paroi, soit proportionnelle à la différence entre la température  $T$  de cet élément et une température moyenne du fluide  $T_a$  :

$$\varphi = h (T - T_a) \quad (1.4)$$

Le coefficient  $h$  dépend :

- du type de convection
- du type d'écoulement
- de la géométrie de l'écoulement
- la vitesse de l'écoulement
- la température
- les propriétés thermo-physiques du fluide (viscosité)
- des conditions adoptées au niveau de la paroi (température constante, ou densité de flux constante).

### 1.2.3 Le rayonnement

C'est le mécanisme par lequel la chaleur se transmet dans l'espace. Il s'agit d'un rayonnement électromagnétique. La loi fondamentale de ce phénomène, appelée loi de Stefan-Boltzmann, exprime la densité de flux d'énergie émise par une surface idéale, dite noire, en fonction de sa température absolue :

$$\varphi = \sigma T^4 \quad (1.5)$$

Où  $\sigma$  est la constante de Stéfán-Boltzmann :  $5.67 \cdot 10^{-8} \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4} \right]$ .

L'équation d'échange, dans le cas particulier d'un corps noir à la température absolue  $T$ , plongé dans une enceinte noire à la température absolue  $T_a$ , s'écrit :

$$\varphi = \sigma (T^4 - T_a^4) \quad (1.6)$$

En pratique, on tiendra compte de la géométrie du système par l'introduction d'un facteur de forme  $F$  lié à l'angle de vue de la surface rayonnante vers l'ambiance, et des propriétés émissives réelles de la surface, que l'on qualifiera par un coefficient  $\epsilon$  appelé émissivité :

$$\varphi = \epsilon F \sigma (T^4 - T_a^4) \quad (1.7)$$

#### **1.2.4 Conclusion**

Les deux modes d'échanges : convection naturelle et rayonnement thermique sont généralement négligeables [26]. L'existence d'un radiateur est destinée pour l'évacuation de la chaleur [Workefield Engineering][55]. Le calcul de l'échange est une étape essentielle de la conception thermique des composants électroniques, car les caractéristiques principales des interrupteurs de puissance dépendront beaucoup de la qualité du refroidissement (évacuation de la chaleur au plus près des sources de dissipation).

## *Notions de base sur la physique des semi-conducteurs*

### 2.1 Définition

La jonction pn est le module élémentaire dont dépend le fonctionnement de tous les dispositifs à semi-conducteurs.

Le dopage d'un semi-conducteur monocristal avec des accepteurs d'un côté et des donneurs de l'autre donne une jonction pn. A la figure 2.1, les ions donneurs sont représentés par des signes plus et les électrons qu'ils donnent sont représentés par de petits cercles pleins. Les trous sont représentés par de petits cercles creux et les ions accepteurs par des signes moins.

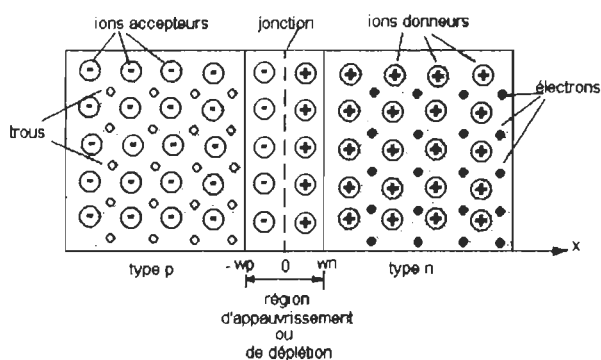


Figure 2.1 Représentation schématique d'une jonction pn.

On suppose que la jonction représentée à la figure ci-dessus est en équilibre et que la section transversale du semi-conducteur est uniforme.

Initialement, le gradient de concentration à travers la jonction fait diffuser des trous vers la droite et des électrons vers la gauche. Les ions non neutralisés du voisinage de la jonction, donnent une densité de charge  $\rho_v$ . En raison de son appauvrissement ou sa déplétion en charges mobiles, cette région est appelée la région d'appauvrissement ou de déplétion, ou de transition. La largeur de cette région est de l'ordre de quelques dixièmes de micromètre. Il n'y a de porteurs qu'à l'extérieur de la région d'appauvrissement ; à gauche, les porteurs sont d'une manière prédominante des trous ( $p \approx N_A$ ) et à droite des électrons ( $n \approx N_D$ ). Un flux de porteurs peut circuler dans un sens dans une jonction pn et pratiquement aucun dans l'autre sens. Telle est la propriété électrique essentielle d'une jonction pn.

## 2.2 Jonction pn polarisée en direct

Dans le montage représenté à la figure 2.2.a, on applique une tension  $V_D$  à la jonction en connectant la borne positive de la batterie au côté p et la borne négative au côté n.

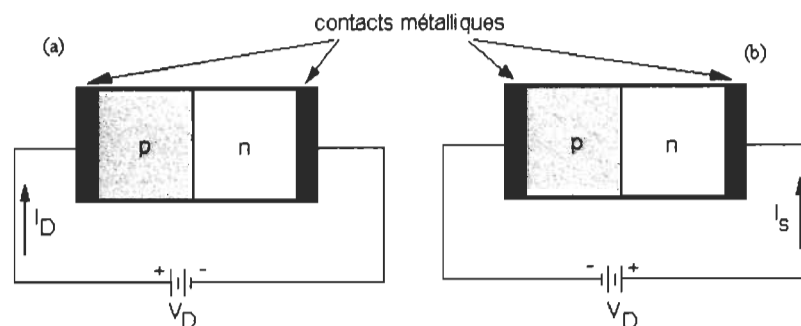


Figure 2.2 a) jonction pn polarisée en direct,  
b) jonction pn polarisée en inverse.



La tension appliquée réduit donc la barrière de potentiel de  $qV_D$ , ce qui perturbe l'équilibre établi entre les porteurs de diffusion et de mobilité à travers la jonction. La diminution du potentiel de jonction permet la diffusion de trous du côté p au côté n de la jonction. De même, des électrons diffusent du côté n au côté p. Les trous qui circulent vers la droite et les électrons qui circulent vers la gauche forment un courant de même sens. Le courant résultant qui traverse la jonction égale donc la somme du courant de trous et du courant d'électrons. Après leur traversée de la jonction, les électrons (trous) deviennent des porteurs minoritaires et forment un courant minoritaire injecté. Ce courant de diffusion est grand car le nombre de porteurs disponibles est considérable. La tension appliquée, de polarité indiquée à la figure 2.2.a, qui produit ce courant est appelé la polarisation directe et la jonction est dite polarisée en direct.

### **2.3 Jonction pn polarisée en inverse**

La polarité de la tension appliquée au montage représenté à la figure 2.2.b (opposée à celle appliquée au montage représenté à la figure 2.2.a) polarise la jonction en inverse. Cette tension augmente la barrière de potentiel de  $qV_D$  et diminue donc le flux de porteurs majoritaires (trous dans le type p et électrons dans le type n).

L'équilibre initial est perturbé et un petit courant traverse la jonction du côté n au côté p (dans le sens opposé à celui de la polarisation directe). Ce courant noté  $I_s$  et appelé le

courant inverse de saturation est très petit parce que les porteurs minoritaires sont peu nombreux.

On peut aussi décrire le mécanisme de conduction en polarisation inverse comme suit : la polarité de  $V_D$  est telle qu'elle éloigne les trous de type p et les électrons de type n de la jonction. Par conséquent, la région à densité de charges négatives s'étend davantage vers la gauche de la jonction figure 2.2.b et la région à densité de charges positives s'étend vers la droite.

Ce processus ne peut continuer indéfiniment parce que les trous qui formeraient un flux permanent vers la gauche devraient traverser la jonction en provenance du silicium de type n. Comme ces porteurs sont très peu nombreux, le courant résultant est pratiquement nul.

## **2.4 Architecture des modules hybrides de puissance**

Avant de nous lancer dans l'analyse thermique des composants électroniques, il est nécessaire de présenter le module. Nous exposerons ici quelques généralités concernant l'architecture des modules hybrides de puissance, sans entrer dans le détail.

La coupe présentée ci-dessous, révèle le caractère multicouches.

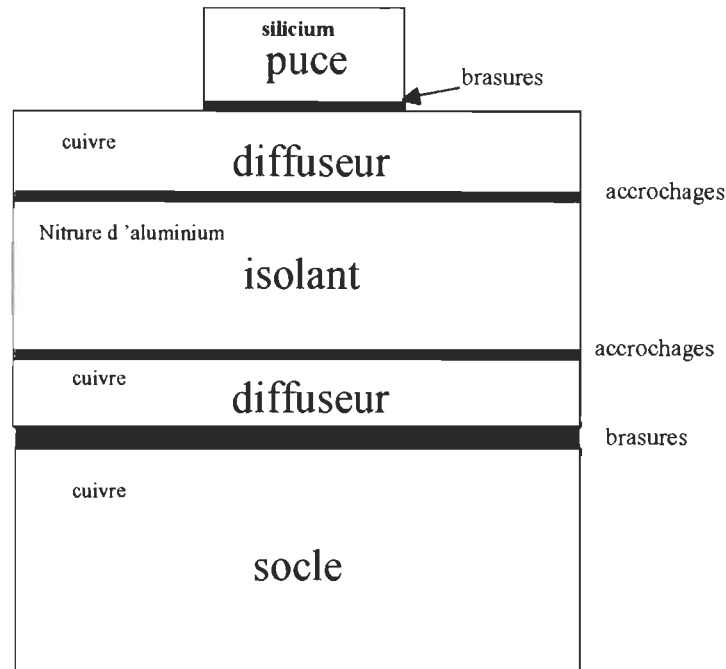


Figure 2.3 : coupes typiques d'un module de puissance

L'assemblage hybride de puissance est généralement constitué d'un empilement de divers matériaux, et compte typiquement cinq couches, ainsi que quatre interfaces réalisant des liaisons entre ces couches figure 2.3.

### 2.4.1 La puce semi-conductrice

C'est à la puce qu'incombe la fonction semi-conductrice du module. Le matériau utilisé est le silicium. Sa conductivité thermique est très convenable elle varie en fonction de la température selon la loi [10][11][12][13][30]:

$$K(T) = k_0 \cdot (T/300)^{-4/3} \quad (3.1)$$

Avec,  $k_0$  : Conductivité thermique à 300 K. [W/m.K]

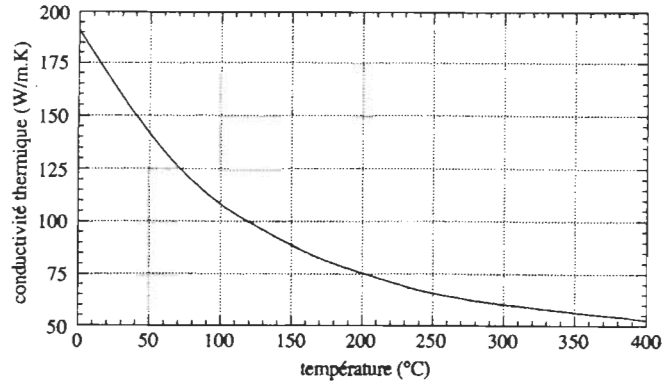


Figure 2.4 : Évolution de la conductivité du silicium en fonction de la température

L'étude [29] tend à montrer que la prise en compte d'une conductivité thermique du silicium fonction de la température conduisait à des résultats très peu différents de ceux relatifs à une conductivité thermique constante. Pour valider cette approche, on a réalisé un code sur Matlab pour résoudre l'équation de transfert de la chaleur (1.3), selon les deux cas :

- $k$  est une fonction de  $T$
- $k = \text{constante}$

Les résultats, présentés à la figure 5.6 montrent bien la validation de cette approche. Ce qui nous facilite énormément le traitement des codes séquentiels et parallèles.

La capacité calorifique du silicium varie également quelque peu avec la température.

## 2.4.2 Le diffuseur

Le diffuseur se situant immédiatement sous la puce il offre un support à l'élément semi-conducteur, il diffuse la chaleur générée dans la puce pour un abaissement global de la température du silicium.

Ce diffuseur est un bon conducteur électrique et thermique. Le matériau utilisé est le cuivre.

### 2.4.3 L'isolant

L'isolant, ou substrat, sert de support mécanique aux circuits électriques, il assure leur isolation galvanique par rapport au radiateur, et augmente l'évacuation du flux thermique. On attend donc de ce constituant qu'il ait :

- une résistivité électrique élevée pour limiter les courants de fuite,
- une rigidité diélectrique élevée pour supporter les tensions appliquées,
- une faible permittivité pour réduire les capacités parasites,
- une conductivité thermique élevée pour ne pas entraver l'évacuations de la chaleur,
- de "bonnes" propriétés de liaison avec le cuivre.

L'hybridation de puissance utilise des substrats céramiques, principalement l'alumine, le nitrure d'aluminium, et l'oxyde de béryllium, substrats dont le tableau 2.1 résume les propriétés électriques et thermophysiques.

	Conductivité thermique W/(m.K)	Résistivité électrique [ $\Omega$ .cm]	Coefficient de dilatation $K^{-1}$	Permittivité relative	Rigidité diélectrique kV/mm
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	20	$> 10^{12}$	6.3	9.4	$> 12$
AlN	170	$> 10^{12}$	4.4	8.9	15
BeO	260	$> 10^{12}$	8	6.5	$> 10$

Tableau 2.1 : Propriétés électriques et thermophysiques des principaux substrats céramiques [26].

Le substrat d'alumine possède un certain nombre de qualités, en particulier un prix modeste, mais sa faible conductivité thermique le rend peu adapté aux applications de forte puissance [26].

L'oxyde de béryllium semblait être un excellent produit de substitution, mais sa toxicité potentielle, lorsqu'il est dispersé sous forme de poussières, en a interdit l'emploi.

Le nitrure d'aluminium, présente d'excellentes propriétés électriques et thermophysiques.

La technologie des substrats AlN a continuellement progressé, de sorte que leur conductivité thermique, atteint maintenant des valeurs proches de celles des substrats BeO.

La substitution de l'alumine par le nitrure d'aluminium a amélioré les caractéristiques thermiques des composants.

Il reste toutefois que le substrat AlN est cher et fortement dépendant du procédé de fabrication.

#### **2.4.4 Le diffuseur inférieur et le socle**

Restant deux couches, le diffuseur inférieur et le socle, toutes deux en cuivre. La première réalise l'interface entre le substrat et le socle, la seconde sert à la tenue mécanique de l'ensemble, et bien sûr aux liens avec l'environnement extérieur.

#### **2.4.5 Les interfaces**

Les diverses couches de l'assemblage décrit ci-dessus ne sont solidaires que par l'intermédiaire d'interfaces de liaison.

Les joints constituant la partie délicate des modules hybrides de puissance. De par leur faible aptitude à conduire la chaleur, ils sont le siège de forts gradients de température, et sont donc responsables pour beaucoup de l'échauffement des semi-conducteurs.

Les accrochages entre l'isolant et les deux diffuseurs s'effectuent par la méthode dite de liaison directe cuivre-céramique. Mise au point au début des années 70 pour la liaison cuivre-alumine, cette technique produit une soudure de très bonne qualité.

Les quelques travaux sur les propriétés thermiques de ces substrats, en particulier ceux de [25][33][34], attribuent à ces liaisons une conductance thermique de 20 W/(m.K).

La conductivité thermique de ces alliages dépend fortement de leur teneur en étain, et la fourchette traditionnellement donnée [35] est [30 - 60 W/(m.K)], le joint de brasure de la puce assure en plus des liaisons mécaniques et thermiques, une liaison électrique avec le diffuseur (il est donc relativement important qu'il présente une faible résistance ohmique) et que sa qualité est essentielle à un fonctionnement performant et durable.

#### **2.4.6 Effet diffuseur**

La volonté d'isoler électriquement la puce semi-conductrice de son socle métallique conduit à l'insertion, entre la puce et l'isolant, d'une couche métallique, afin de réaliser la liaison mécanique puce-isolant et la liaison électrique puce et connexion extérieure.

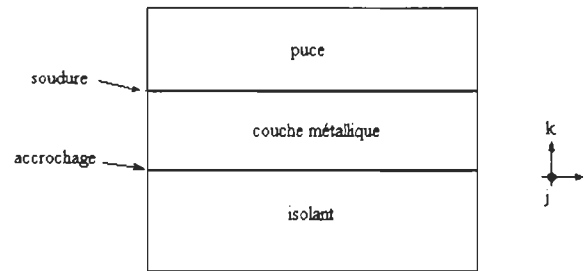


Figure 2.5 : Isolation d'une puce semi-conductrice

L'isolation participe à l'évacuation de la chaleur en introduisant dans l'architecture ci-dessus une résistance thermique  $R_{th} = e_i / (k_i \cdot S)$ .

Avec  $e_i$  l'épaisseur de l'isolant,  $k_i$  la conductivité thermique de l'isolant, et  $S$  la surface d'échange.

L'accrochage cuivre-isolant présente toujours une conductance thermique relativement faible. Il reste donc à augmenter la surface d'échange en permettant un écoulement tridimensionnel de la chaleur entre la puce et l'isolant. La couche métallique va ainsi se voir attribuer la réalisation d'une troisième fonction qui est le diffuseur de chaleur.

### 2.4.7 L'encapsulation

Il reste encore à évoquer les liaisons électriques des plages métallisées d'aluminium situées sur la face supérieure des puces, avec d'autres puces ou des conducteurs. La surface du module est recouverte de gel silicone et le tout est recouvert d'une matière plastique.



## 2.4.8 Conclusion

Il existe, en électronique de puissance, bien d'autres configurations possibles, suivant la nature du substrat, des conducteurs, des joints, des contacts, du boîtier. L'architecture décrite est cependant la plus répandue dans le domaine des moyennes puissances, et cherche à s'imposer pour des puissances plus élevées.

## 2.5 La diode

### 2.5.1 Caractéristique Courant-Tension

Une diode pn comprend :

- Une épaisseur de semi-conducteurs P
- Une jonction pn
- Une épaisseur de semi-conducteur N.

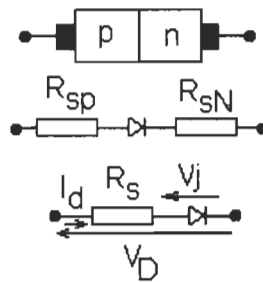


Figure 2.6 Schéma d'une diode à jonction

Ces deux épaisseurs de matériau sont équivalentes à une résistance placées de part et d'autre de la jonction.

Dans les schémas électriques représentatifs, on les regroupe en une seule résistance appelée la résistance série  $R_s$ . C'est un élément parasite et sa valeur doit être minimisée au

maximum. Pour des courants directs relativement importants, la tension appliquée sur la diode  $V_D$  n'est plus la tension appliquée sur la jonction et on a la relation :

$$V_D = V_j + R_s I_d \quad (2.1)$$

La caractéristique courant-tension offre la propriété intéressante de lier les phénomènes qui se produisent dans le voisinage de la jonction aux grandeurs accessibles aux bornes externes. La jonction pn et ses contacts ohmiques, autrement dit, ses bornes, forment un dispositif à deux électrodes appelé une diode à jonction. L'analyse théorique d'une jonction pn donne l'équation :

$$I_D = I_s (e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1) \quad (A) \quad (2.2)$$

le paramètre  $\eta$  de l'équation dépend en particulier du silicium utilisé.

$$V_T = \frac{T}{11600} \quad (V) \quad (2.3)$$

A la température ambiante ( $T = 293 \text{ K}$ ),  $V_T = 25 \text{ mV}$ , (figure 4.8).

Le courant inverse de saturation  $I_s$  dépend des concentrations des trous et des électrons et de l'aire de la jonction ;  $I_s$  sert donc de «facteur de proportionnalité» pour les courants de jonction.

### 2.5.2 Caractéristique Courant-Tension dépendante de la Température

L'équation de la caractéristique de diode comprend deux grandeurs,  $V_T$  et  $I_s$ , fortement dépendantes de la température. Selon les données expérimentales, la variation de  $I_s$  est de  $7 \% / ^\circ\text{C}$  et comme  $(1.07)^{10} \approx 2$ , le courant inverse de saturation double par échauffement de  $10 ^\circ\text{C}$ . Si l'on connaît  $I_s$  à la température  $T_1$ , l'équation :

$$I_s(T) = I_s(T_1) \cdot 2^{\frac{(T-T_1)}{10}} \quad (\text{A}) \quad (2.4)$$

permet de calculer  $I_s$  à toute température  $T$ .

### 2.5.3 Diode au Germanium

On trouve sur le marché des diodes à jonction au germanium et on les utilise dans des circuits. Le principe de leur fonctionnement est le même que celui, des diodes au silicium. Il existe toutefois deux différences :

- $\eta = 1$ ,
- le courant  $I_s$  d'une diode au germanium est de 1000 à 10000 fois supérieur au courant d'une diode au silicium de mêmes dimensions et de mêmes densités de dopage.

Autre propriété : La tension de (seuil)  $V_b \approx 0.2 \text{ V}$ . Et sa représentation graphique tracée à la figure 2.7.

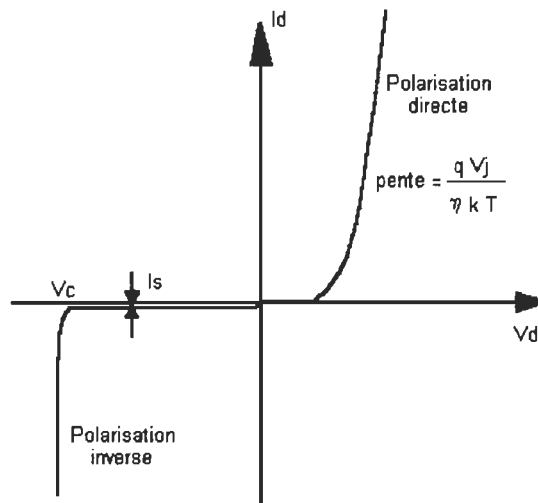


Figure 2.7 Caractéristique d'une diode à jonction

## 2.5.4 Diode comme composant de circuit

### 2.5.4.1 Diode idéale

Une diode idéale est un dispositif à deux électrodes représentées à la figure 2.8.

Selon la caractéristique, le courant circule dans la diode dans un seul sens.

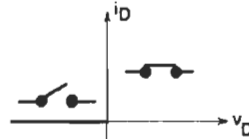


Figure 2.8 Diode idéale

Ce comportement est important en commutation car il permet à la diode de fonctionner en interrupteur.

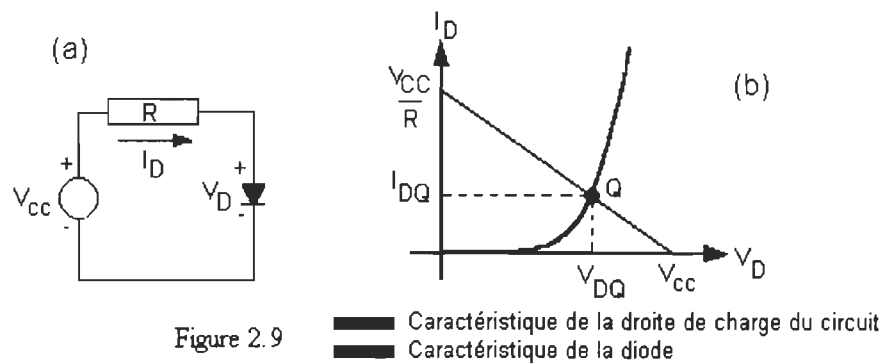
### 2.5.4.2 Diode de charge

La figure 2.9.b représente la caractéristique courant-tension de la diode pn pratique.

Selon la loi des tensions de Kirchhoff appliquée au circuit représenté à la figure 2.9.a :

$$-V_{cc} + I_D R + V_D = 0 \quad (2.5)$$

$$I_D = -\frac{1}{R} V_D + \frac{V_{cc}}{R} \quad (2.6)$$



La droite de charge et la caractéristique de la diode doivent être satisfaites simultanément, le point Q de l'intersection est appelé le point de repos ou de fonctionnement. Ce point est unique.

**Note :** Pour plus de détails au niveau des équations et les paramètres qui influence la diode, on peut citer [6][23] et [57].

## 2.6 L'IGBT

### 2.6.1 Définition

Dans les organes semi-conducteurs la dissipation de la chaleur est considérable, et donc ils peuvent perdre leurs comportements si la chaleur ne s'évacue pas efficacement et donc limite les performances électriques du système.

Récemment le développement méthodologique de la simulation d'un réseau électrothermique est utilisé pour analyser le comportement par exemple d'un pont onduleur MLI, lequel utilise l'IGBT comme organe de commutation [9], car l'IGBT a une commande de grille simple, d'ailleurs, c'est souvent cité comme un avantage, mais en

réalité, cette commande est complexe et demande beaucoup d'attention (absorbé par les pertes de commutation à l'ouverture, le concepteur néglige souvent ces pertes à la fermeture).

L'IGBT ouvre des perspectives très attirantes liées à leur facilité de commande, leur performance dynamique, il présente de faibles pertes en conduction du fait de la présence du transistor bipolaire et une commande simple et peu dissipative grâce au MOS.

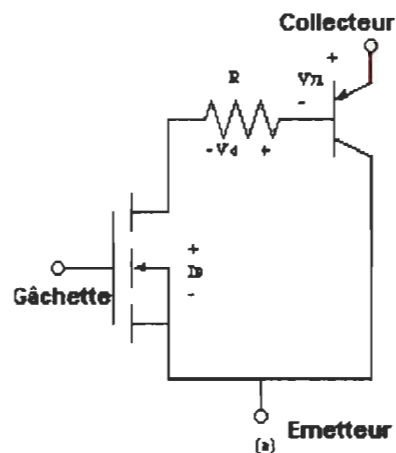


Figure 2.10 Circuit équivalent simplifiée d'un IGBT

De façon générale la commande de l'IGBT doit évidemment privilégier la minimisation, des pertes dissipées dans le composant et /ou la rapidité de commutation

## 2. 6.2 Structure de l'IGBT

Si l'on prend un MOS de puissance et que par distraction on laisse la semelle  $N^+$  du drain devenir  $p^+$  on obtient un IGBT.

La figure 2.11, montre la structure typique d'un IGBT à n couches, la considération pour p couches est la même [2].

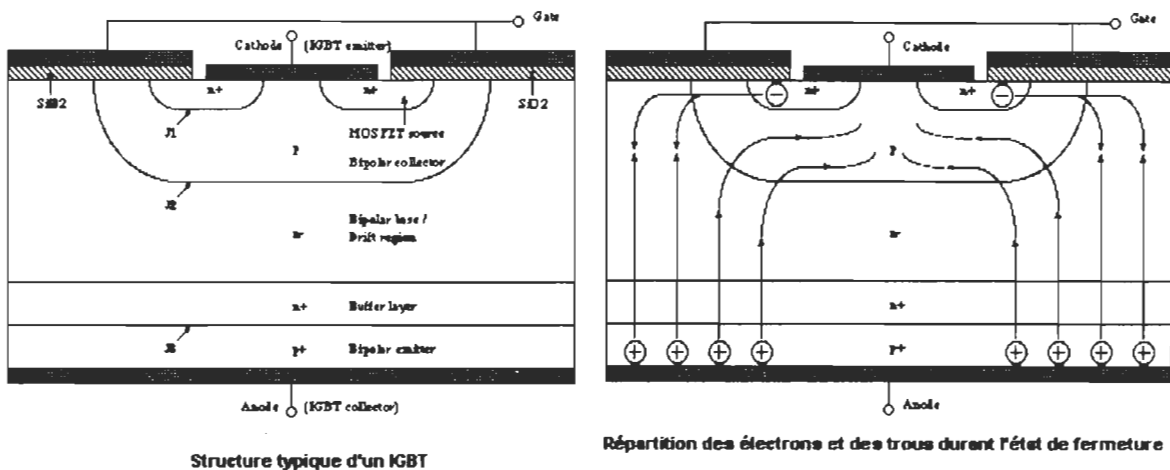


Figure 2.11 : Structure d'un IGBT (microscopique)

Rappelons qu'un semi-conducteur de type p possède beaucoup de trous (porteurs majoritaires) et peu d'électrons (porteurs minoritaires), alors que les semi-conducteurs de type n possèdent beaucoup d'électrons et peu de trous.

L'IGBT est donc né de la volonté d'associer sur le même cristal de silicium, la rapidité du transistor à effet de champ unipolaire, avec la faible chute de tension à l'état passant du transistor bipolaire.

### 2.6.3 Différentes familles d'IGBT

Un des principaux problèmes rencontrés par les concepteurs d'IGBT pour en optimiser les performances, consiste à réduire le gain de la partie transistor PNP, et éventuellement la durée de vie des porteurs de charge, tout en conservant une chute de tension à l'état passant aussi faible que possible.

Deux technologies très différentes sont actuellement utilisées et conduisent à des comportements différents [2][47][58].

### **2.6.3.1 Technologie PT (Punch-Through)**

Perçante-traversante au sens où la zone déserte est volontairement limitée par une couche tampon (épitaxiée). La très grande majorité d'IGBT est actuellement réalisée avec cette technologie (figure 2.12.a).

Il y a des IGBT rapides (avec peu de traînage, mais une chute de tension élevée), et symétriquement des IGBT à faible chute de tension (avec un traînage beaucoup plus important).

### **2.6.3.2 Technologie NPT (NonPunch-Through )**

(Non perçante-traversante) où homogène, le but visé dans la technologie est le contrôle de la quantité totale de charge injectée par l'émetteur côté anode. On réduit le gain et donc le phénomène de traînage sans réduire la durée de vie des porteurs minoritaires (figure 2.12.b). Cette technologie présente l'avantage de diminuer considérablement l'amplitude du courant de traînage, mais elle ne peut pas être réalisée dans des conditions satisfaisantes pour des tensions nominales inférieures à 1000 volts.



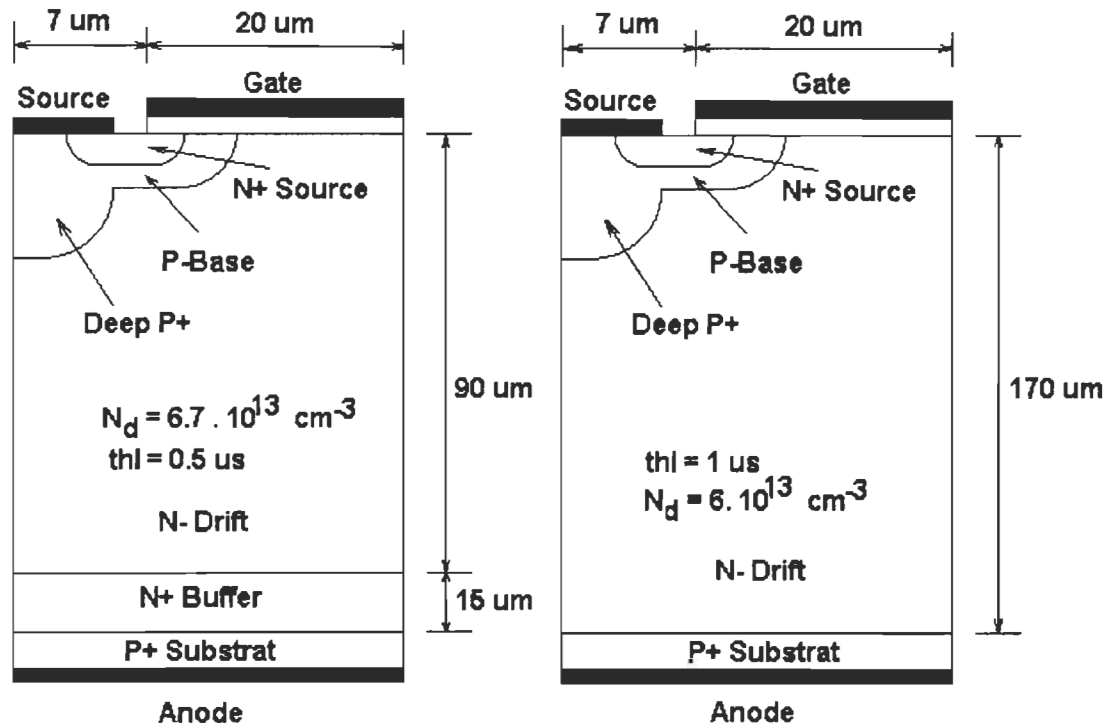


Figure 2.12 Structure de L'IGBT a) PT , b) NPT

### 2.6.4 Conversions propres aux figures

Il s'agit de faire une représentation la plus réaliste d'une structure semi-conductrice. Néanmoins il est indispensable de se rappeler qu'il s'agit d'une image déformante. Les graphismes «réalistes» sont nombreux, liés aux technologies disponibles, à la rapidité, à la tenue en tension etc,... planar ou mesa tout diffusé ou épitaxié, souvent selon les tenues en tension. Il y a encore la symétrie ou l'asymétrie de cette même tenue en tension. Même en dessinant les coupes des figures les proportions exactes n'ont pas pu être respectées : l'oxyde de grille de l'IGBT est de l'ordre de  $0.1 \mu\text{m}$ . Avec une échelle, on ne récupère que

quelques dizaines de mm pour le dessin. À peine le polysilicium de la grille se verrait-il. Il faut donc bien se souvenir que les silhouettes du type de la figure 2.13, ci-dessous sont une convention [6].

Un autre protocole est indispensable, celui liant les concentrations (en  $\text{cm}^{-3}$ ) de dopants et leurs représentations qualitatives par des lettres ou des hachures. Ainsi les règles prises pour le dessin sont représentées dans le tableau (2.2).

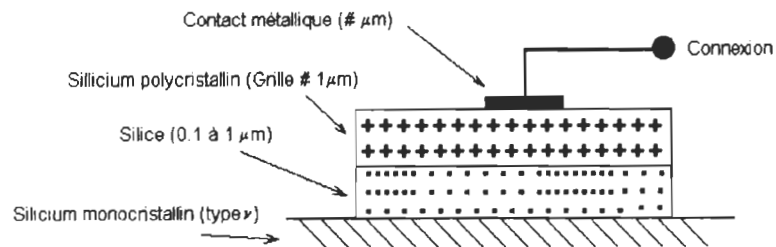


Figure 2.13 Représentation d'une structure semi-conducteur [6].

DOPANT (atome $\text{cm}^{-3}$ )	$5 \cdot 10^{12}$ à $5 \cdot 10^{14}$	$5 \cdot 10^{14}$ à $5 \cdot 10^{16}$	$5 \cdot 10^{16}$ à $5 \cdot 10^{18}$	$5 \cdot 10^{18}$ à $5 \cdot 10^{20}$
LETTRES type N	V	N <sup>-</sup>	N	N <sup>+</sup>
HACHURES N				
LETTRES type P	Π	P <sup>-</sup>	P	P <sup>+</sup>
HACHURES P				

Tableau 2.2 : Codage des hachures et dénominations des différentes zones en fonction des concentrations en dopants [6].

2.6.5 Exemple

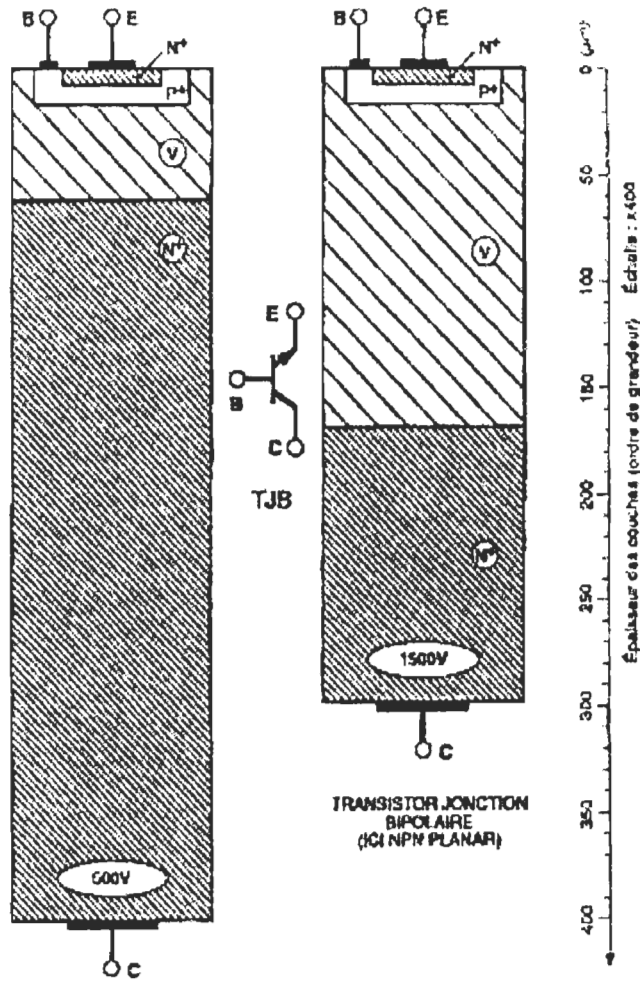


Figure 2.14 Schéma d'un IGBT [6]

### 2.6.6 État de fermeture

Durant la fermeture, la tension  $V_g$  de la gâchette augmente, ce qui provoque une liaison de canal de source à la région directe du dispositif, les électrons sont donc injectés de la source vers la région directe au même moment les trous sont injectés dans la région directe dopée n-.

L'injection cause une modulation (variation) de conductivité de la région directe, où les deux densités d'électrons et de trous sont très élevés par rapport au dopage original de n-.

Cette variation provoque la diminution de la tension de fermeture car la résistance de cette région diminue.

### 2.6.7 Caractéristiques générales

#### Structures :

Verticale,

MOS planar diffusé,

Accumulation normalement ouvert, canal N ou P.

#### Technologies :

##### Matériau

Epitaxie, drain diffusé, grille silicium polycristallin,....

##### Tension

Planar : (anneaux de garde, poches, électrode de champ,...).

##### Courant

Hyper ramifié mais une seule nappe métallique.

### **Rapidité**

Capacité et résistance série de la grille, traînée, problème de la durée de vie

(Au, électrons ou protons)

Contrôle d'injection de charge,....

### **Boîtier**

Fil, vis, cosses, isolé ou non, étanche, plastique, modules...

### **Applications principales**

Mise en parallèle - série - surcharges en court-circuit, commutation – découpage -  
alimentation - commande de moteur, moteur – onduleur - convertisseur.

### **Caractéristiques**

Impédance d'entrée élevée

Commande des changements d'état par une tension

Pertes faibles à l'état passant

Pertes de commutation faibles

Pouvoir de coupure élevé

Grande rapidité de commutation

Normalement ouvert (enrichissement par inversion)

Robustesse aux court-circuits

## 2.7 Pertes de puissance

L'analyse thermique des composants électroniques est fondamentalement non linéaire. Car si le champ de température régnant dans un dispositif dépend de la chaleur générée en son sein, cette même chaleur est, en électronique de puissance, fonction de l'état thermique des sources, selon des lois électriques associées à la nature semi-conductrice de la génération de chaleur. C'est cette interaction, dont le schéma apparaît comme un système bouclé, que nous désignerons couplage électrothermique.

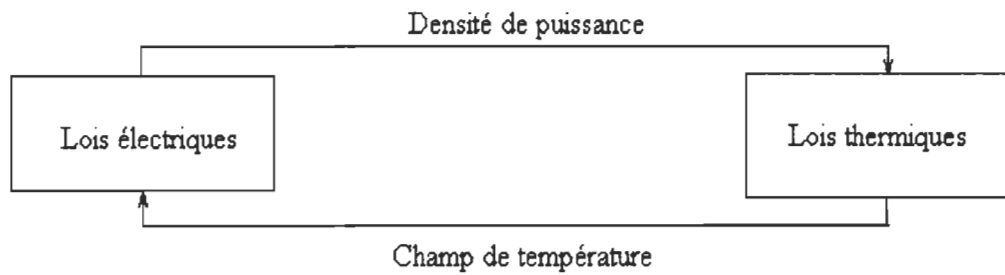


Figure 2.15 : Schéma de principe du couplage électro-thermique

Trois types de pertes sont à considérer, correspondant aux diverses phases de fonctionnement d'un interrupteur de puissance :

- Les pertes statiques (ou pertes de conduction), associées à l'état passant de l'interrupteur,
- Les pertes au blocage, associées à l'état ouvert de l'interrupteur,
- Les pertes dynamiques (ou pertes en commutation), associées aux changements d'état, (ouverture et fermeture).

En notant  $v(t)$  et  $i(t)$  les ondes respectivement de tension aux bornes de l'interrupteur, et de courant dans l'interrupteur, puis  $T$  la période de ces signaux, la puissance totale dissipée dans le composant est donnée par :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t).i(t).dt \quad (2.7)$$

Il nous faut bien choisir une structure de puissance qui définira l'allure des signaux  $v(t)$  et  $i(t)$ . Nous avons opté pour la cellule de commutation la plus élémentaire.

Nous n'exigerons, dans tout ce qui suit, que la puissance dissipée durant la phase de tenue en tension et que le régime thermique sera supposé stationnaire.

## 2.7.1 Pertes statiques

### 2.7.1.1 Modélisation statique

Durant la phase de conduction, le courant  $i(t)$ , que nous noterons  $i_p(t)$ , est imposé par la structure de puissance. Le contrôle de  $v(t)$ , chute de tension directe à l'état passant que nous noterons  $V_p(t)$ , appartient quant à lui au semi-conducteur. Sa loi d'évolution avec le courant définit la caractéristique directe du composant, l'allure la plus usuelle est présentée ci-dessous.

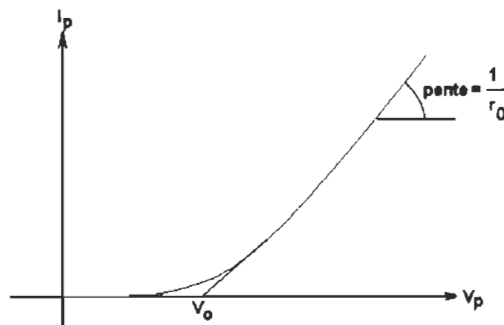


Figure 2.16 : Caractéristique directe classique

Cette caractéristique permet de définir deux paramètres :

- $V_o$ , paramètre de type "tension de seuil",
- $r_o$ , paramètre ohmique essentiellement représentatif de la résistivité de la zone centrale du dispositif (après ou non modulation), et de celle d'un éventuel canal (pour les dispositifs à commande électrostatique dont le canal participe à la conduction).

On écrira donc, pour la chute de tension directe :

$$V_p = V_o + r_o \cdot I_p \quad (2.8)$$

Et pour la puissance statique, dans des conditions de stationnarité du régime thermique :

$$P_{\text{cond}} = V_o \cdot \langle i_p(t) \rangle + r_o \cdot \langle i_p^2(t) \rangle \quad (2.9)$$

Quand à la modélisation, on pourra la rattacher à l'expérimentation, ou à un développement limité au premier ordre :

$$\begin{cases} V_o = V_{o0} - a \cdot T_j \\ r_o = r_{o0} + b \cdot T_j \end{cases} \quad (2.10)$$

avec :

$V_{o0}$  : tension de seuil à 0°C,

$a$  : coefficient de température de la tension de seuil,

$r_{o0}$  : résistance à 0°C,

$b$  : coefficient de température de la résistance.

En définitive, la chute de tension directe est donnée par :

$$V_p = (V_{o0} - a \cdot T_j) + (r_{o0} + b \cdot T_j) \cdot I_p \quad (2.11)$$



Cette relation permet, de définir explicitement un paramètre caractéristique du comportement électrothermique du composant. Il s'agit du coefficient de température de la chute de tension directe :

$$\frac{\partial V_p}{\partial T_j} = b \cdot I_p - a \quad (2.12)$$

coefficient faisant en particulier apparaître deux zones de conduction bien distinctes, suivant le niveau de courant injecté :

une zone de comportement électrothermique négatif, définie par  $I_p < I_o$ ,

une zone de comportement électrothermique positif, définie par  $I_p > I_o$ ,

$I_o$  étant le niveau de courant annulant le coefficient de température. Cette grandeur, donnée par :

$$I_o = a / b \quad (2.13)$$

dépend de la nature du dispositif. Nulle pour les transistors MOS de puissance, elle est, pour les diodes de puissance classiques, toujours supérieure au courant nominal.

L'IGBT, présente un  $I_o$  intermédiaire, inférieur (dans un rapport 1/3 à 2/3, suivant le compromis MOS-bipolaire réalisé) au courant nominal «constructeur» [26].

### 2.7.1.2 Caractéristiques statiques

La connaissance de quatre paramètres  $\{V_{oo}, a, r_{oo}, b\}$ , associés à la modélisation de l'état passant d'un interrupteur de puissance, passe par la détermination expérimentale des caractéristiques directes du composant, ce pour au moins deux valeurs de température.

### 2.7.2 Pertes dynamiques (Modélisation dynamique)

Une des particularités de la modélisation des pertes statiques est son caractère général. En effet, la structure de puissance n'intervient qu'à travers de l'onde de courant  $i_p(t)$  qu'elle impose au dispositif semi-conducteur durant la phase de conduction. Le réseau  $V_p(I_p, T_j)$  étant du seul ressort du composant, la stratégie de caractérisation de l'état passant s'en trouve grandement facilitée. À l'inverse, les phases de transition ne peuvent être appréhendées de la même façon, en découplant le circuit du composant. Interviennent, selon une liste non exhaustive :

- Le type de commutation : forcée, assistée, zéro de courant, zéro de tension,...
- Les fronts de tension et de courants, l'amplitude des courants et tensions découpées,
- La dynamique des signaux de commande,
- Les éléments parasites : inductances, capacités,...
- Le composant étudié et les autres composants actifs du circuit : temps de commutation, courant de traînage, courants de recouvrement, température,...

### 2.7.3 Perte à la fermeture

Pendant cette phase d'amorçage, en considérant un courant constant dans la charge, l'interrupteur et la diode antiparallèle sont traversés par des courants complémentaires. Par conséquent, l'étude de la commutation de l'interrupteur à la fermeture doit prendre en compte les phénomènes liés à l'ouverture de la diode. En second lieu, le front de courant étant contrôlé par l'interrupteur, la tension à ses bornes lui sera imposée, par la tension  $E$

d'alimentation du montage bien sûr, mais également par l'inductance parasite de la cellule de commutation  $L_m$ .

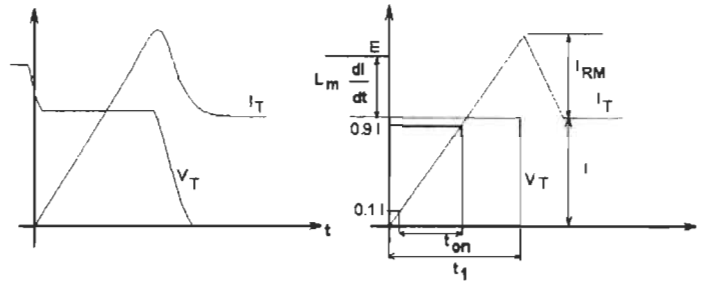


Figure 2.17 : Ondes réelles et idéalisées de tension et de courant à la fermeture

Sur la base des ondes idéalisées, on peut établir les énergies dissipées à la fermeture en fonction de la tension et du courant commutés, comme suit:

$$W_{on} = k_{on} \cdot E \cdot I - k'_{on} \cdot I^2 \quad (2.14)$$

Avec, en utilisant les notations figure 2.17 :

$$\begin{cases} k_{on} = 0.4 \cdot \frac{t_1^2}{t_{on}} \\ k'_{on} = 0.32 \cdot \frac{t_1^2}{2} \cdot L_m \end{cases} \quad (2.15)$$

Les coefficients  $k_{on}$  et  $k'_{on}$  dépendent, outre des caractéristiques dynamiques de l'interrupteur, de celles de la diode, de l'inductance  $L_m$ , et d'une façon générale de la tension et du courant commutés [26].

### 2.7.4 Perte à l'ouverture

L'ouverture d'un IGBT s'effectue, vis-à-vis du courant, en deux parties toujours bien distinctes. La première, très rapide, correspond au blocage de la fonction MOS de l'interrupteur, et occasionne une surtension due à l'indépendance de la cellule de commutation. Dès lors apparaît le recouvrement de la fonction bipolaire PNP, et ce, comme il est coutume de la qualifier pour la circonstance, "base en l'air".

Il en résulte un changement net de pente dans la décroissance du courant. Cette seconde phase, dites de traînage, et caractérisée par son amplitude initiale  $I_{int}$  et sa durée  $t_{int}$ , se produit sous pleine tension, et est donc relativement dissipative.

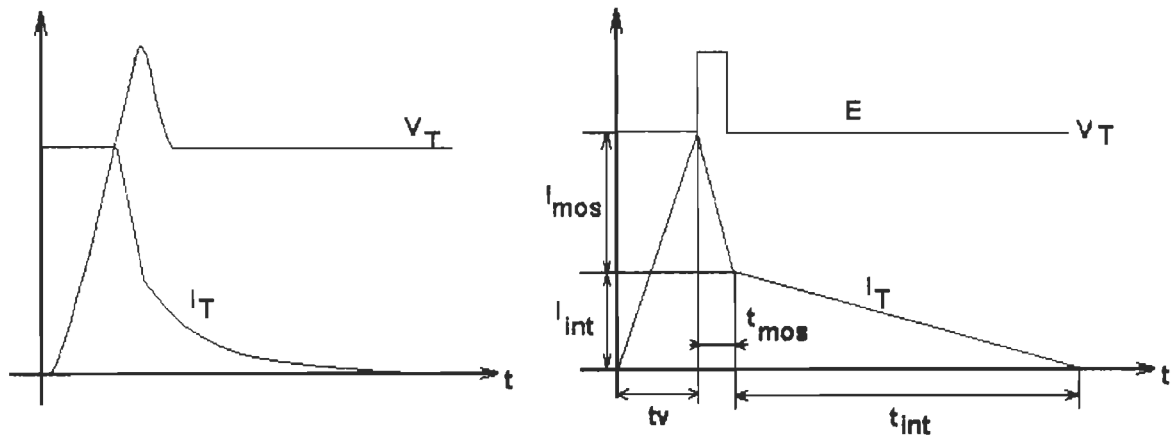


Figure 2.18 : Ondes réelles et idéalisées de tension et de courant à l'ouverture

En notant  $W_{off}$  l'énergie dissipée à l'ouverture, on a :

$$W_{off} = k_{off} \cdot E \cdot I + k'_{off} \cdot I^2 \quad (2.16)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{\text{off}} = \frac{t_v}{2} + \frac{2\beta + 1}{2(\beta + 1)} t_{\text{mos}} + \frac{\beta}{2(\beta + 1)} t_{\text{int}} \\ k'_{\text{off}} = \frac{2\beta + 1}{2(\beta + 1)^2} \cdot \frac{L}{m} \\ \beta = \frac{I_{\text{int}}}{I_{\text{mos}}} \end{array} \right. \quad (2.17)$$

### 2.7.5 Modélisation générale de l'énergie dissipée

On peut établir une modélisation générale de l'énergie dissipée, à l'ouverture et à la fermeture, dont l'interrupteur commandable. En négligeant l'ondulation de courant de charge, et en notant  $W_{\text{com}}$  la somme des deux termes énergétiques établis précédemment, on déduira :

$$W_{\text{com}} = k_{\text{com}} \cdot E \cdot I + k'_{\text{com}} \cdot I^2 \quad (2.18)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{\text{com}} = k_{\text{on}} + k_{\text{off}} \\ k'_{\text{com}} = -k'_{\text{on}} + k'_{\text{off}} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Le courant  $I$  est imposé par la structure de puissance (courant de charge).

Une fois l'environnement électrique de l'interrupteur entièrement fixé, nous considérerons que les coefficients  $k_{\text{com}}$  et  $k'_{\text{com}}$  ne sont plus paramétrés que par les conditions de fonctionnement : courants de charge, tension d'alimentation, et températures de jonction.

## *Couplage électrothermique*

Aux modèles électriques, il reste à adjoindre un outil décrivant le transfert de chaleur des sources de dissipation vers le radiateur. Le régime thermique sera supposé stationnaire, avec une résistance thermique totale du système composant-radiateur invariante.

### **3.1 Caractérisation thermique**

La mesure de la résistance thermique d'un dispositif s'effectue au moyen du banc de caractérisation thermique des composants électroniques en régime stationnaire. Ce banc, est dédié à la mesure de la température de jonction  $T_j$  d'un composant conduisant, de façon continue, un courant de charge  $I_p$ . Dès lors, en notant  $V_p$ , la tension de déchet et  $T_a$  la température du puit de chaleur, on obtient la résistance thermique  $R_{th}$  [54] du système composant-radiateur en calculant :

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{V_p \cdot I_p} \quad (3.1)$$

### 3.1.1 Couplage électrothermique en conduction continue (modélisation)

Considérons un système composant-puits de chaleur, caractérisé par :

$V_{oo}, a, r_{oo}, b$  : paramètres statiques du composant,

$T_a$  : température du puit de chaleur,

$R_{th}$  : résistance thermique du système.

Les équations électrothermiques du système en régime de conduction continue s'écrivent, en notant  $I_p$  le courant conduit,  $V_p$  la chute de tension directe,  $P$  la puissance dissipée et  $T_j$  la température de jonction du composant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_p = (V_{oo} - a.T_j) + (r_{oo} + b.T_j).I_p \\ P = V_p . I_p \\ P = \frac{T_j - T_a}{R_{th}} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

d'où le diagramme fonctionnel.

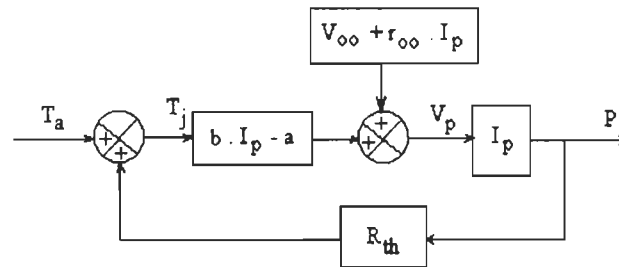


Figure 3.1 Diagramme fonctionnel en régime continu

La résolution des équations (3.2) permet d'exprimer la température de jonction du composant en fonction du courant conduit :

$$T_j = \frac{T_a + R_{th} \cdot I_p \cdot (V_{00} + r_{00} \cdot I_p)}{1 - R_{th} \cdot I_p \cdot (b \cdot I_p - a)} \quad (3.3)$$

Relation à partir de laquelle il est aisé d'établir les lois d'évolution de la tension de déchet et de la puissance dissipée, mais surtout où apparaît clairement l'influence du couplage électrothermique.

### 3.1.2 Choix d'un radiateur

Le rôle du radiateur c'est la protection du semi-conducteur de la chaleur produite, si cette chaleur n'est pas dégagée, la température du semi-conducteur dépasse la température critique, ce qui provoque la réduction de la durée de vie, et de la fiabilité.

L'objectif est donc de garder la température de jonction en dessous de la température critique.

Le meilleur radiateur n'est pas nécessairement le plus grand en volume, ni le plus cher, mais plutôt celui qui donne le meilleur rapport performance/prix.

La figure 3.2 représente la résistance thermique en fonction du volume du radiateur dans les deux cas : convection naturelle et forcée.



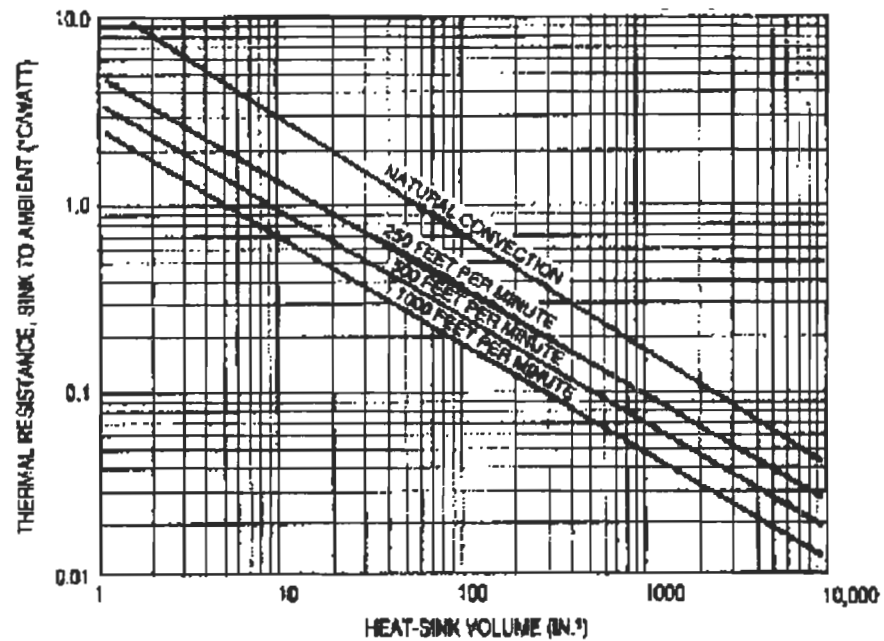


Figure 3.2 Résistance thermique en fonction du volume du radiateur [Wakefield .E]

Typiquement pour réduire la résistance thermique de 50 %, il faut quadrupler le volume du radiateur.

La sélection du radiateur nécessite la connaissance du :

- le volume occupé
- la température de jonction maximale
- l'énergie dissipée par le composant
- la taille du boîtier et l'orientation du composant
- la température ambiante et la vitesse de l'air.

Et pour calculer le volume, il faut déterminer certains paramètres.

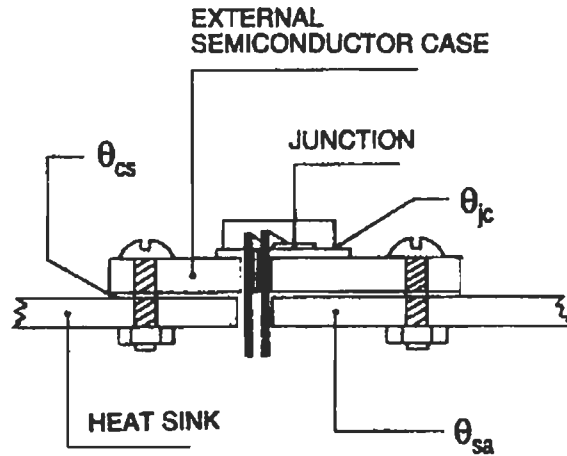


Figure 3.3 Coupe typique composant-radiateur [Wakefield Engineering]

### 3.1.2.1 Résistance thermique entre la jonction et le boîtier

Cette résistance est notée  $\theta_{jc}$  (exprimé en  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ). Cette résistance dépend de la géométrie du composant, elle est spécifiée par le constructeur.

### 3.1.2.2 Résistance thermique entre le boîtier et le radiateur

Cette résistance est notée  $\theta_{cs}$ , elle est variable (exprimé en  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ), elle peut être minimisée par les données du fournisseur.

### 3.1.2.3 Résistance thermique entre le radiateur et l'air

Cette résistance est notée  $\theta_{sa}$ , aussi exprimé en  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , cette résistance est utilisée dans la sélection du radiateur, elle est fonction du coefficient du transfert de la chaleur par convection  $h_c$ , et de la surface du radiateur.

$$\theta_{sa} = 1 / (h_c \cdot S)$$

La résistance thermique totale  $\theta_{tot} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}$

Or :

$$Q = (T_j - T_a) / \theta_{tot}$$

Avec :

Q : énergie dissipée en W

T<sub>j</sub> : température de jonction °C

T<sub>a</sub> : „ ambiante en °C

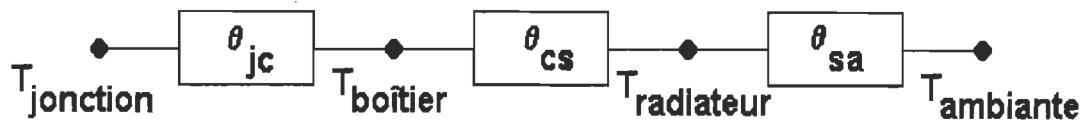


Figure 3.4 Schéma thermique équivalent

À partir de ce schéma, on peut déterminer  $\theta_{sa}$ , la seule variable inconnue, et partir de la figure 3.2 on détermine la surface optimale du radiateur.

### 3.1.3 Conclusion

L'utilisation adéquate d'un interrupteur de puissance nécessite, une connaissance précise des pertes dissipées dans la partie active du composant durant chacune des phrases de fonctionnement. Les données fournies par les constructeurs ne permettent de se faire qu'une idée vague des performances envisageables des dispositifs. Les difficultés d'évaluation proviennent du fait que, malgré un rôle prépondérant joué par les caractéristiques intrinsèques de la partie silicium, un certain nombre de paramètres externes intervient de manière significative sur le comportement global de la fonction interrupteur.

Ce sont en premier lieu les paramètres liés à l'environnement électriques, qui imposent une évaluation du composant au sein d'une cellule de commutation aussi proche que possible de celles qu'il aura à subir dans la structure du convertisseur.

L'association avec une diode de roue libre de qualité équivalente à celle de l'interrupteur ne peut être, à ce propos, que fortement recommandée pour éviter de perdre d'un côté ce que l'on peut gagner de l'autre. En outre, les techniques de câblages doivent être, elle aussi, à la mesure des composants mis en œuvre pour réduire les effets néfastes des éléments parasites.

Enfin, et surtout, la principale limitation des semi-conducteurs de puissance reste associée à l'environnement thermique. C'est en définitive la qualité de transfert de chaleur, qui détermine le domaine d'utilisation du composant, et en particulier la puissance commutable et la tenue en courants. Dans cette situation le dimensionnement de la fonction interrupteur, est une phase incontournable de la conception d'un convertisseur [26].

### 3.2 Formulation des équations électrothermiques

L'équation de transfert de la chaleur pour un corps homogène isotrope :

en 1D avec une conductivité thermique qui dépend de T

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[ k(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \right] = \rho \cdot c_v \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (3.4)$$

et en 3D :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[ k_x(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[ k_y(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial y} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[ k_z(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial z} \right] = \rho \cdot c_v \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (3.5)$$

Ce modèle est précis et il permet de tenir compte de la non-linéarité de la conductivité thermique  $k(T)$ .

Pour résoudre (3.5), il est nécessaire de connaître certaines méthodes de résolutions.

#### 3.2.1 Méthodes de résolutions

Les équations étant posées, il reste désormais à les résoudre. Ils existent pour cela de nombreuses méthodes, mais on distingue, du moins dans le domaine de la modélisation thermique des composants électroniques, quatre approches.

- Approche analogique,
- „ analytique,
- „ numérique,
- „ mixte.

### **3.2.1.1 Méthodes analogiques**

Ces méthodes ont été les premières à être utilisées pour modéliser les transferts conductifs dans les composants électroniques. Elles ont donné lieu à la définition de notions très utilisées en électronique de puissance, telles que la résistance thermique, la capacité thermique, la constante de temps thermique, et l'impédance thermique.

### **3.2.1.2 Méthodes analytiques**

Le problème de transfert de la chaleur par conduction à travers une structure peut-être traité en résolvant analytiquement l'équation de la chaleur. Cette approche présente l'avantage de donner une solution explicite et mathématiquement exacte.

Parmi les méthodes analytiques, citons le théorème de superposition. Leurs solutions mathématiques générales se présentent sous la forme de séries de Fourier (géométrie planes), de séries de fonctions de Bessel (géométries cylindriques), ou de série de fonctions trigonométriques cardinales (géométries sphériques). Il reste alors à déterminer la valeur des constantes arbitraires introduites en faisant respecter les conditions aux limites et la condition initiale, c'est-à-dire à calculer les modes de transferts (ou de modes propres, ou fonctions propres) et les valeurs propres associées [23].

La littérature purement thermique est riche en développements de ce type, avec en particulier de nombreuses publications relatives aux structures multicouches, problème concernant directement l'analyse thermique des composants électroniques [4][8][40][53].

La seconde grande catégorie de méthodes analytiques est liée à l'utilisation de transformations intégrales. Le principe général consiste, au moyen d'une transformation intégrale adaptée à la géométrie, et une réduction de l'équation de la chaleur à une équation différentielle ordinaire. On trouvera ainsi fréquemment employée la transformation de Laplace pour la description des régimes transitoires, à laquelle il conviendra d'en ajouter d'autres, telles celles de Fourier (coordonnées cartésiennes) ou celle de Hankel (coordonnées cylindriques), pour une analyse 2D ou 3D des phénomènes [23].

Dans le cas des systèmes multicouches, cette méthodologie de résolution, couplée à la théorie des quadripôles par l'introduction (dans "l'espace transformé") des matrices caractéristiques des couches, est généralement d'une plus grande simplicité d'application que le calcul par séparation des variables, pour lequel la recherche des valeurs propres devient très vite complexe lorsque le nombre de parois augmente. En effet, on accède alors au comportement thermique de la structure par simple produits de matrice carrée de dimension 2.

Les méthodes purement analytiques offrent certes des avantages appréciables : souplesse et précision. Cependant, elles restent limitées à des géométries simples. Ce handicap restreint considérablement leur domaine d'application.

### 3.2.1.3 Méthodes numériques

Le progrès des calculateurs, en matière de capacité mémoire et de vitesse d'exécution, a rendu possible le développement des méthodes numériques de résolution des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes, appliquées en thermique, permettent le calcul approché des répartitions de température, quelle que soit la complexité géométrique du problème.

Ce sont donc des outils de simulation très puissants, capables de résoudre, avec une excellente précision, à peu près n'importe quel cas.

#### 3.2.1.3.1 Méthode nodale

Les méthodes numériques sont souvent basées sur la considération des noeuds, la méthode nodale découle directement de l'analogie avec la théorie de la conduction électrique, via la mise en place d'un réseau formé de noeuds, caractérisés par des capacités et éventuellement des sources, et liés entre eux par des résistances [14].

Le principe est le suivant : le milieu est discrétisé en éléments de volumes supposés isothermes. Soit  $V_i$  l'un d'entre eux,  $T_i$  sa température,  $k_i$  sa conduction thermique,  $c_i$  sa chaleur massique,  $\rho_i$  sa masse volumique, et  $\Phi_i$  le flux de chaleur apporté à ce volume. On affecte au centre de l'élément la capacité thermique  $C_{th}$ , définie par :

$$C_{th} = \rho_i \cdot c_i \cdot V_i \quad (3.6)$$

L'analyse des échanges conduit à installer entre les différents noeuds des connexions résistives dans les trois directions de l'espace, il découle un système d'équations algébriques traduisant thermiquement la loi des noeuds de Kirchhoff.



Si l'on note  $n$  le nombre de noeuds, et  $V_i$  l'ensemble des indices des noeuds voisins au noeuds  $i$ , ce système s'écrit, dans le cas de la figure 3.5 :

$$\left( \forall i \in N \right) \left( \Phi_i + C_{th} \frac{T_i' - T_i}{\delta t} + \sum_{j \in V_i} \frac{T_j - T_i}{R_{th(i,j)} + R_{th(i,j)}} = 0 \right) \quad (3.7)$$

Avec :

$\delta t$  : pas de discrétisation temporelle

$T_i' = T_i(t - \delta t)$  si l'on note  $T_i = T_i(t)$

$R_{th(i,j)}$  ou  $R_{th(j,i)}$  représente une résistance thermique, soit par conduction :

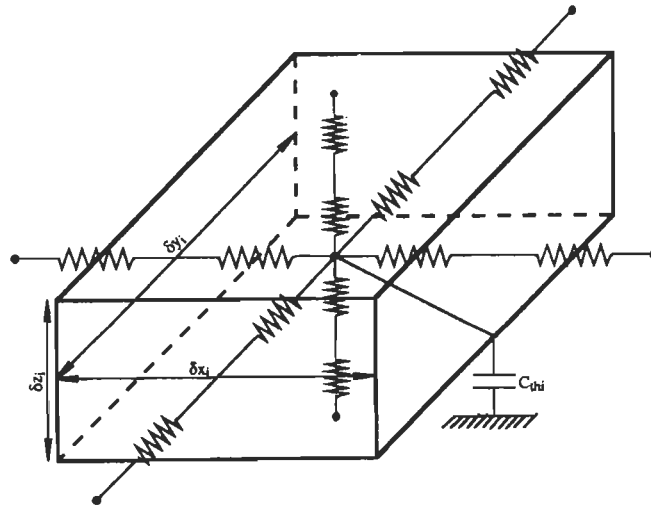
$$R_{th(i,j)} = \frac{d_i}{k_i \cdot A_{(i,j)}} \quad (3.8)$$

Soit par convection :

$$R_{th(i,j)} = \frac{d_i}{h_{(i,j)} \cdot A_{(i,j)}} \quad (3.9)$$

avec  $d_i \in \left\{ \frac{\delta x_i}{2}, \frac{\delta y_i}{2}, \frac{\delta z_i}{2} \right\}$ ,  $h_{(i,j)}$  est un coefficient de convection

Dans les deux cas,  $A_{(i,j)}$  est la surface de  $V_i$  normale aux lignes de flux.



Figures 3.5 : Réseau "thermoélectrique" lié à la méthode nodale

### 3.2.1.3.2 Méthode des différences finies

Comme précédemment, le milieu est discrétisé en éléments de volumes, au centre desquels on place un nœud. Puis on effectue pour chacun des nœuds un bilan thermique où interviennent les températures des nœuds voisins, les propriétés thermiques de la matière, et éventuellement, en régime instationnaire, le terme capacitif représentant l'augmentation d'énergie interne pendant l'intervalle de temps considéré.

Envisageons en premier lieu le cas stationnaire, et appliquons le bilan thermique à un nœud interne  $P_{(i,j,k)}$ .

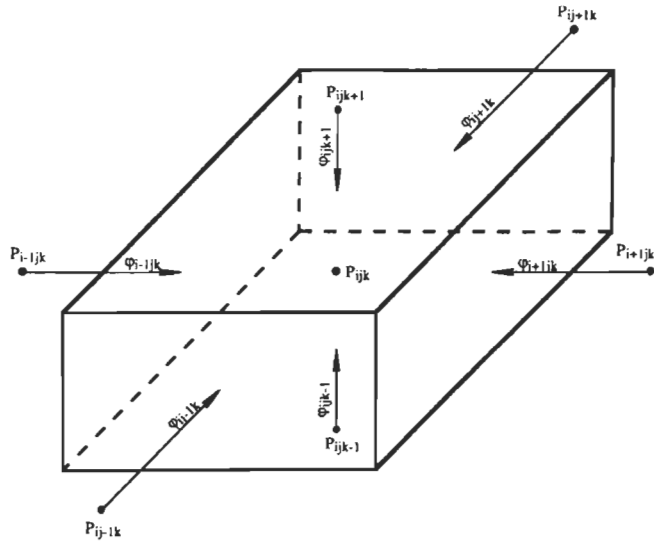


Figure 3.6 : Bilan thermique associé à un nœud interne

Ce bilan, avec des notations évidentes, s'écrit :

$$\left[ \varphi_{(i-1,j,k)} + \varphi_{(i+1,j,k)} \right] \delta y \delta z + \left[ \varphi_{(i,j-1,k)} + \varphi_{(i,j+1,k)} \right] \delta x \delta z + \left[ \varphi_{(i,j,k-1)} + \varphi_{(i,j,k+1)} \right] \delta x \delta y = q_{(i,j,k)} \delta x \delta y \delta z = 0 \quad (3.10)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{(i-1,j,k)} = k \frac{T_{(i-1,j,k)} - T_{(i,j,k)}}{\delta x} \quad \text{et} \quad \varphi_{(i+1,j,k)} = k \frac{T_{(i+1,j,k)} - T_{(i,j,k)}}{\delta x} \\ \varphi_{(i,j-1,k)} = k \frac{T_{(i,j-1,k)} - T_{(i,j,k)}}{\delta y} \quad \text{et} \quad \varphi_{(i,j+1,k)} = k \frac{T_{(i,j+1,k)} - T_{(i,j,k)}}{\delta y} \\ \varphi_{(i,j,k-1)} = k \frac{T_{(i,j,k-1)} - T_{(i,j,k)}}{\delta z} \quad \text{et} \quad \varphi_{(i,j,k+1)} = k \frac{T_{(i,j,k+1)} - T_{(i,j,k)}}{\delta z} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Ce qui conduit à l'équation de noeud interne suivante :

$$\frac{T_{(i-1,j,k)} + T_{(i+1,j,k)} - 2T_{(i,j,k)}}{(\delta x)^2} + \frac{T_{(i,j-1,k)} + T_{(i,j+1,k)} - 2T_{(i,j,k)}}{(\delta y)^2} + \frac{T_{(i,j,k-1)} + T_{(i,j,k+1)} - 2T_{(i,j,k)}}{(\delta z)^2} + \frac{q_{(i,j,k)}}{k} = 0 \quad (3.12)$$

En régime instationnaire, deux cas apparaissent, suivant que l'on exprime la dérivée partielle de la température (en  $P_{(i,j,k)}$ ) par rapport au temps en fonction de l'instant suivant (méthode explicite) ou de l'instant précédent (méthode implicite).

Dans la méthode explicite, on écrit :

$$\left( \frac{\partial T}{\partial t} \right)_{P_{(i,j,k)}} = \frac{T'_{(i,j,k)} - T_{(i,j,k)}}{\delta t} \quad (3.13)$$

Où  $T'_{(i,j,k)}$  est la température en  $P_{(i,j,k)}$  à l'instant  $t + \delta t$ . L'équation du noeud interne est alors :

$$T'_{(i,j,k)} = T_{(i,j,k)} + \frac{\alpha \cdot \delta t}{(\delta x)^2} \left( T_{(i-1,j,k)} + T_{(i+1,j,k)} - 2T_{(i,j,k)} \right) + \frac{\alpha \cdot \delta t}{(\delta y)^2} \left( T_{(i,j-1,k)} + T_{(i,j+1,k)} - 2T_{(i,j,k)} \right) + \frac{\alpha \cdot \delta t}{(\delta z)^2} \left( T_{(i,j,k-1)} + T_{(i,j,k+1)} - 2T_{(i,j,k)} \right) + \frac{\alpha \cdot \delta t}{k} \cdot q_{(i,j,k)} \quad (3.14)$$

L'avantage de cette technique est que chaque équation ne contient qu'une seule inconnue, à savoir  $T'_{(i,j,k)}$ . Dans la méthode implicite, on écrit :

$$\left( \frac{\partial T}{\partial t} \right)_{P_{(i,j,k)}} = \frac{T_{(i,j,k)} - T'_{(i,j,k)}}{\delta t} \quad (3.15)$$

Où  $T'_{(i,j,k)}$  est la température en  $P_{(i,j,k)}$  à l'instant  $t - \delta t$ . On aboutit alors à :

$$\begin{aligned}
T'_{(i,j,k)} = & T_{(i,j,k)} + \frac{\alpha \cdot \delta t}{(\delta x)^2} \left( 2T_{(i,j,k)} - T_{(i-1,j,k)} - T_{(i+1,j,k)} \right) + \frac{\alpha \cdot \delta t}{(\delta y)^2} \left( 2T_{(i,j,k)} - T_{(i,j-1,k)} - T_{(i,j+1,k)} \right) \\
& + \frac{\alpha \cdot \delta t}{(\delta z)^2} \left( 2T_{(i,j,k)} - T_{(i,j,k-1)} - T_{(i,j,k+1)} \right) - \frac{\alpha \cdot \delta t}{k} \cdot q_{(i,j,k)} \quad (3.16)
\end{aligned}$$

La méthode de calcul est inconditionnellement stable. En revanche, seule la température  $T'_{(i,j,k)}$  est connue. Il faudra donc résoudre à chaque incrément de temps un système linéaire. Les équations (3.14) et (3.16) ne sont valables que pour les noeuds intérieurs. Pour les autres, l'équation correspondante dépend des conditions aux limites particulières et se détermine en effectuant un bilan thermique autour du territoire relatif au noeud frontière considéré. L'équation obtenue peut-être, comme précédemment, explicite ou implicite.

Dans le chapitre V, on verra plus en détails la résolution de l'équation de transfert de la chaleur.

### 3.2.1.3.3 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode d'approximation d'une fonction inconnue sur un domaine continu, par l'utilisation de fonctions d'interpolation sur un ensemble de sous-domaines de géométrie connue, appelés éléments finis. Connue dans son principe depuis plus d'un demi-siècle, elle n'a vraiment pris son essor qu'avec l'événement des moyens informatiques modernes. Une de ses originalités, par rapport à la méthode des différences finies pour laquelle la formulation des équations différentielles n'est pas fondamentalement modifiée par l'introduction des dérivées discrètes, réside dans une formulation intégrale du phénomène analysé. Cette formulation intégrale peut être de type variationnel (lorsque cela est possible), ou de type projectif en association avec une base de

données de fonction. Cette seconde approche est d'un emploi plus large que la première. Il sera cependant toujours intéressant, lorsque la nature du problème le permet, d'exploiter l'approche variationnelle pour son lien étroit, souvent d'ordre énergétique, avec la physique du problème [74].

La formulation variationnelle est basée sur l'équivalence entre la résolution d'un problème différentiel du second ordre, et la recherche de la fonction rendant extrémal l'intégrale d'une grandeur scalaire, fonctionnelle dont le problème est l'équation d'Euler. Considérant un système physique dont l'évolution, en fonction d'une suite de variables indépendantes, est décrite par la variation d'un certain nombre de variables d'état et de leurs dérivées partielles. Dans le cas d'un système décrit par une unique variable d'état scalaire  $u$ , fonction des trois dimensions,  $(x, y, z)$  de l'espace, la formulation variationnelle repose sur l'existence d'une fonctionnelle de type intégral :

$$\begin{cases} I = \int_{\Omega} L(x, y, z, u, u'_x, u'_y, u'_z) \cdot d\omega \\ u'_x = \frac{\partial u}{\partial x} \quad \text{et} \quad u'_y = \frac{\partial u}{\partial y} \quad \text{et} \quad u'_z = \frac{\partial u}{\partial z} \end{cases} \quad (3.17)$$

dont la condition d'extremum, définie par l'équation d'Euler associée à I :

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial u} - \left( \frac{\partial}{\partial x} \left[ \frac{\partial L}{\partial u'_x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[ \frac{\partial L}{\partial u'_y} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[ \frac{\partial L}{\partial u'_z} \right] \right) = 0 \\ \text{conditions aux limites du domaine } \Omega \end{cases} \quad (3.18)$$

est la représentation différentielle du phénomène physique analysé.  $L$ , connu sous le nom de fonction de Lagrange du système, est généralement construite à partir de la différence de deux termes :

Un terme  $W_c$  de coénergie de type cinétique, variant de façon quadratique en fonction des dérivées partielles.

Un terme  $W_p$  d'énergie potentielle, fonction de la variable d'état.

On écrira :

$$L(x, y, z, u, u'_x, u'_y, u'_z) = W_c(u'_x, u'_y, u'_z) - W_p(u) \quad (3.19)$$

Pour un problème de conduction thermique stationnaire, décrit par l'équation (1.2) , la fonction de Lagrange s'écrit :

$$L = \frac{\varphi^2}{2k} - qT \quad (3.20)$$

Où  $\varphi$  est la norme euclidienne de la densité de flux de chaleur.

L'approche projective est basée sur des considérations d'orthogonalité de deux vecteurs dans un espace d'Hilbert, en particulier sur le fait que seul le vecteur nul est orthogonal à tous les vecteurs de l'espace.

Soit :

$$\mathcal{L}(u) + f = 0 \quad (3.21)$$

l'équation aux dérivées partielles régissant le phénomène sur un domaine  $\Omega$ , avec  $\mathcal{L}$  l'opérateur différentiel,  $u$  les solutions et  $f$  la fonction d'excitation. La méthode dite des

résidus pondérés, méthode projective la plus couramment utilisée [23], consiste à rechercher des fonctions  $u$  vérifiant les conditions aux limites et telles que  $L(u) + f$  est orthogonale à toute fonction  $\Psi$  ayant des propriétés de dérivabilités déterminées, ce qui s'écrit :

$$\int_{\Omega} \Psi (L(u) + f) . d\omega = 0 \quad (3.22)$$

Si l'ensemble des fonctions de pondération est de dimension infinie, il est alors possible d'avoir une équivalence entre le problème aux dérivées partielles et sa formulation intégrale. En pratique, cet ensemble est de dimension finie et l'équation (3.22) ne constitue qu'une approximation, caractérisée par la donnée de cet ensemble de fonctions.

Pour la plupart des problèmes, l'obtention d'une solution exacte est aussi difficile en formulation intégrale que différentielle, ce qui incite à rechercher une solution approchée sous la forme d'une combinaison linéaire de fonctions indépendantes connues et dont la manipulation mathématique ne présente pas de difficulté. Dans le cas de la méthode des éléments finis, ces fonctions sont généralement polynomiales par morceaux. La solution  $u$  recherchée est donc approchée par la combinaison  $u^*$  :

$$u^*(x, y, z) = \sum_{i=1}^n u_i . N_i(x, y, z) \quad (3.23)$$

où la suite des coefficients  $(u_i)_{i \in N_n}$  sera déterminée par la méthode de manière à réaliser la meilleure approximation possible de  $u$  sur la base de fonctions  $(N_i)_{i \in N_n}$ .



Si la formulation intégrale est variationnelle, on considérera la fonctionnelle  $F$  définis à l'aide des interpolations par :

$$\left\{ \begin{array}{l} F = \int_{\Omega} L(x, y, z, u^*, u^*_{,x}, u^*_{,y}, u^*_{,z}) . d\omega \\ u^*_{,x} = \sum_{i=1}^n u_i . N'_{ix}(x, y, z) \\ u^*_{,y} = \sum_{i=1}^n u_i . N'_{iy}(x, y, z) \\ u^*_{,z} = \sum_{i=1}^n u_i . N'_{iz}(x, y, z) \end{array} \right. \quad (3.24)$$

Fonctionnelle ne dépendant dès lors plus que de la suite de coefficients  $(u_i)_{i \in N_n}$  . La condition nécessaire d'extrémalisation devient :

$$\left( \forall i \in N_n \right) \left( \frac{\partial F}{\partial u_i} = 0 \right) \quad (3.25)$$

Dans le cadre de la formulation intégrale associée à la méthode des résidus pondérés, il faut choisir un ensemble de fonctions de projection  $(\Psi_i)_{i \in N_n}$  avant d'écrire les équations de projection de  $L(u^*) + f$  sur chacune de ses fonctions :

$$\left( \forall i \in N_n \right) \left[ \int_{\Omega} \Psi_i \cdot \left( L \left\{ \sum_{j=1}^n u_j . N_j(x, y, z) \right\} + f \right) . d\omega = 0 \right] \quad (3.26)$$

Pour les deux types de formulation intégrale, on obtient, après interpolation de la fonction recherchée, un système de  $n$  équations, dont la résolution fournit la fonction approximante

$u^*$  via la détermination de la suite  $(u_i)_{i \in \mathbb{N}_n}$ . Il est clair que les éléments de cette suite sont les valeurs de  $u^*$  en des points particuliers, appelés noeuds, du domaine d'intégration [74].

Le dernier point que nous devons aborder est la notion de découpage. Le principe fondamental de la méthode des éléments finis consiste à définir une partition du domaine d'étude en un certain nombre de sous-domaines, appelés éléments finis, afin, d'une part de caractériser le domaine d'origine par une grille de points communs aux éléments adjacents (des noeuds), et d'autre part de réaliser une interpolation locale de la fonction inconnue. Un élément fini sera donc caractérisé non seulement par ses noeuds mais également par sa fonction d'approximation et des valeurs de nodales.

Prenons l'exemple de l'élément triangulaire de référence, présenté à la figure 3.7.

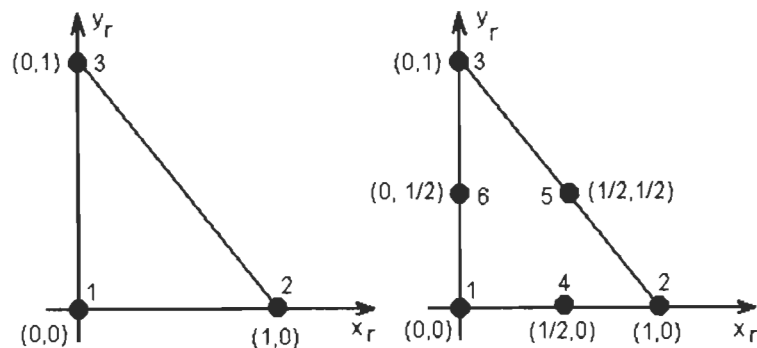


Figure 3.7 : Éléments triangulaires de référence

À gauche: élément du premier ordre, à droite: élément quadratique de lagrange

Le polygone d'interpolation s'écrit, pour l'élément du premier ordre:

$$\begin{cases} \mathbf{u}^*(x_r, y_r) = \sum_{i=1}^3 \mathbf{u}_i \cdot N_i(x_r, y_r) \\ N_1(x_r, y_r) = 1 - x_r - y_r \\ N_2(x_r, y_r) = x_r \\ N_3(x_r, y_r) = y_r \end{cases}$$

et pour l'élément quadratique de Lagrange :

$$\begin{cases} \mathbf{u}^*(x_r, y_r) = \sum_{i=1}^6 \mathbf{u}_i \cdot N_i(x_r, y_r) \\ N_1(x_r, y_r) = (x_r + y_r - 1)(2x_r + 2y_r - 1) \\ N_2(x_r, y_r) = x_r(2x_r - 1) \\ N_3(x_r, y_r) = y_r(2y_r - 1) \\ N_4(x_r, y_r) = 4x_r(1 - x_r - y_r) \\ N_5(x_r, y_r) = 4x_r y_r \\ N_6(x_r, y_r) = 4y_r(1 - x_r - y_r) \end{cases}$$

On trouvera dans [74], plus amples informations sur les éléments de référence les plus couramment utilisés. Notant à ce propos que tout élément rectiligne ou curviligne peut-être déduit d'un élément de référence, polygone régulier, par une transformation géométrique bijective.

#### 3.2.1.3.4 Méthode mixte

L'approche mixte vise à allier les avantages des méthodes numériques à ceux de l'une des deux premières approches.

La première étape consiste à trouver une solution analytique spécifique pour un élément typique et représentatif du problème, qui, en électronique de puissance, se présente généralement sous la forme d'une structure plane stratifiée, possédant des sources de

chaleur sur une face, et une condition d'échange convectif avec un puits de chaleur sur la face opposée [26].

La première étape est donc dédiée au calcul du profil tridimensionnel de température pour une source. Cette démarche a amené les concepteurs de la méthode, après transformation intégrale de l'équation de la chaleur, à étendre la notion de quadripôle aux transferts conductifs tridimensionnels, et à rechercher dès lors la fonction d'influence de la source pour le calcul du profil de température sur la surface de dissipation.

Le retour aux variables spatiale et temporelle peut se faire à l'aide d'une intégrale double (éventuellement simple, en régime stationnaire) représentative des transformations inverses. Les auteurs ont opté pour une autre méthode, basée sur l'utilisation de développements en série de fonction de Bessel et de la transformation de Fourier rapide.

Dans une seconde étape, les conditions aux limites latérales sont prises en compte à l'aide de la méthode des images, par l'introduction de source fictive [23]. Le calcul d'une carte de température est alors réalisée en appliquant le principe de superposition à l'ensemble des influences thermiques dues aux sources (réelle et fictive).

Cette méthodologie semi-analytique a conduit au développement d'un outil de modélisation thermique des circuits et composants électroniques, dont la philosophie est basée sur une exploitation rapide ne nécessitant qu'un matériel informatique modeste, soit donc sur une alliance entre la souplesse et la rapidité de la solution analytique, et la capacité de description des méthodes purement numériques.

### 3.2.2 Codes numériques séquentiels (Structure)

L'organigramme suivant résume le code implanté sur un processeur séquentiel

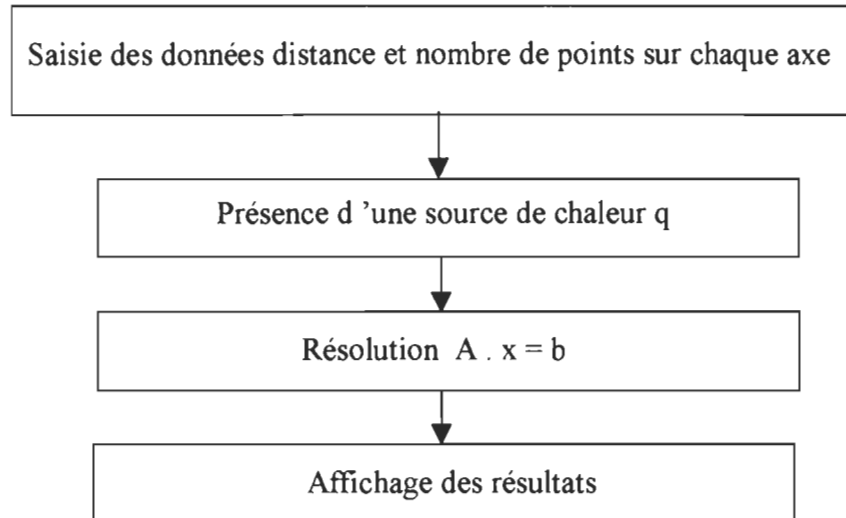


Figure 3.8 Structure d'un code séquentiel

### 3.2.3 Limites d'application

Les limites d'application se résument dans le fait que si on veut faire une analyse plus précise avec un maillage fin, alors le calcul devient énorme, ce qui nécessite des heures de simulation, voir les résultats de simulation dans le chapitre V.

### 3.2.4 Rôle du traitement parallèle

Le rôle du traitement parallèle est de combler les inconvénients du traitement séquentiel. Car la tâche de simulation est distribuée selon plusieurs processeurs, donc le temps de calcul se minimise. Ce traitement n'est utile que dans les cas des structures compliquées avec des maillages très fins.

## *Principe de la simulation électrothermique*

### 4.1 Analogie thermoélectrique

Il existe une certaine similitude entre les phénomènes de conduction thermique et de conduction électrique.

$$\text{La loi de Fourier pour la conduction thermique : } \vec{\varphi} = -k \cdot \text{grad}(T) \quad (4.1)$$

$$\text{La loi d'ohm pour la conduction électrique : } \vec{J} = -\sigma_e \cdot \text{grad}(V) \quad (4.2)$$

La ressemblance entre ces deux lois fondamentales, découle d'une modélisation des deux phénomènes que l'on peut schématiser par "l'écoulement d'un fluide des régions à potentiel élevé vers les régions à potentiel faible". Il demeure que l'analogie thermo-électrique, utilisée depuis longtemps et avec succès pour traiter des problèmes de conduction thermique unidimensionnelle, permet d'établir une correspondance entre :

- Densité de flux de chaleur  $\vec{\varphi}$  et densité de courant  $\vec{J}$ ,
- Température T et potentiel V,

- Conductivité thermique  $k$  et conductivité électrique  $\sigma_e$ ,

Et par extension, entre:

- flux de chaleur  $\Phi$  et courants électriques  $I$ ,

- écart de température et différence de potentiel.

Dès lors, la tentation est grande de traiter les problèmes thermiques en s'inspirant de la théorie des circuits électriques.

## 4.2 Résistance thermique

Le concept de résistance thermique, en toute logique, s'apparente à celui de résistance électrique.

Si on considère une structure homogène de section  $S$  et d'épaisseur  $e$ , traversée par un flux de chaleur uniforme selon un axe normal à la section (figure 4.1), la résistance thermique de la structure sera définie par :

$$R_{th} = \frac{e}{k.S} \quad (4.3)$$

$k$  : étant la conductivité thermique du matériau.

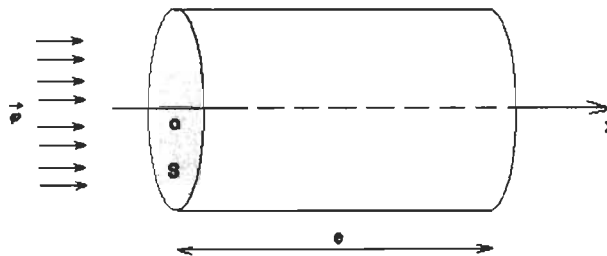


Figure 4.1 : Problème thermique 1D du mur d'épaisseur finie

La définition (4.3) est évidemment à rapprocher de celle établissant la résistance électrique d'un fil en fonction de sa longueur, de sa section et de sa conductivité électrique. D'autre part, la résolution de l'équation stationnaire de la chaleur conduit, dans le cas de la structure présentée figure 4.1, et en prenant comme origine des abscisses la surface chauffée, à :

$$(\forall x \in [0, e]) \begin{cases} T(x) = T_0 - \frac{\Phi}{k} \cdot x \\ \varphi(x) = \Phi \end{cases} \quad (4.4)$$

Outre le fait qu'il subsiste, dans le profil de température, une indétermination relative à la condition d'échange en  $x = e$ , il est intéressant de retrouver la loi d'ohm classique tel que :

$$T_0 - T(x) = \frac{x}{k.S} \cdot \Phi \quad (4.5)$$

où  $\Phi$ , flux de chaleur, vaut  $\varphi.S$ .

Les implications et applications de la relation (4.5) sont nombreuses. En premier lieu, cette équation peut servir de base au développement de méthodes de mesure de résistances thermiques.

Par analogie, on mesure bien des résistances électriques à l'aide de rapports tension sur courant. La structure représentée figure 4.1, peut-être modélisée par le schéma "électrique" suivant :

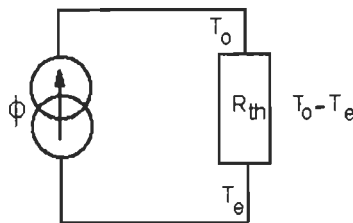


Figure 4.2 : Schéma équivalent thermoélectrique



Ce schéma, est d'une puissance considérable, il ouvre la voie au traitement analogique de l'équation stationnaire de la chaleur, dans un vaste formalisme emprunté à la théorie des circuits électriques. Ainsi, on pourra utiliser :

- La mise en parallèle ou en série de résistances, en particulier, en thermique des composants électroniques, la mise en série pour la modélisation unidimensionnelle d'un assemblage de puissance.
- Des sources de courant, éventuellement liées à des nœuds de potentiel pour la prise en compte des phénomènes électrothermiques régissant la dissipation de puissance dans les puces semi-conductrices,
- Des sources de tension pour modéliser les conditions aux limites de Dirichlet et de Fourier.

En outre, ces considérations autorisent la possibilité d'une mise en œuvre aisée de la méthode nodale sur des logiciels de simulation électrique, tel que SPICE.

### 4.3 Capacité thermique

Le concept de capacité thermique, issu de la thermodynamique, est représentatif de l'augmentation d'énergie interne d'un corps ayant subi une élévation de température. Pour un solide homogène, de masse volumique  $\rho$ , de chaleur massique  $c_p$ , et de volume  $V$ , la capacité thermique est donnée par :

$$C_{th} = \rho \cdot c_p \cdot V \quad (4.6)$$

Dans le cadre d'un transfert conductif unidimensionnel en régime instationnaire, on peut établir une correspondance entre capacités thermique et électrique, et, par extension, entre

chaleur et charge électrique. Considérant la ligne présentée à la figure 4.3, et caractérisée par une résistance linéique  $r$  et une capacité linéique  $C$ .

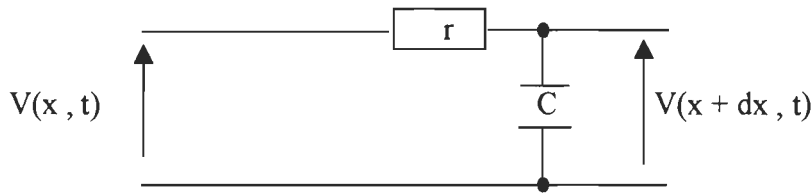


Figure 4.3 : Ligne à constantes réparties

L'équation régissant l'évolution de la tension le long de cette ligne, à savoir :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = r.c. \frac{\partial V}{\partial t} \quad (4.7)$$

est à rapprocher de l'équation instationnaire 1D de la conduction de la chaleur sans source interne qui, rappelons-le, s'écrit :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (4.8)$$

À l'aide des définitions de la diffusivité thermique  $\alpha$  et de la résistance thermique par unité de longueur, on en déduit l'expression,  $\rho \cdot c_p \cdot S$  ( $S$  étant la section de passage du flux de chaleur), du terme analogue à la capacité linéique de la ligne, terme qui n'est autre que la capacité thermique par unité de longueur du milieu homogène considéré.

Si en régime stationnaire, on pouvait définir, pour une structure telle que celle présentée figure 4.1, une résistance thermique pour toute l'épaisseur du milieu, la modélisation du régime instationnaire doit, pour être exacte, comporter une infinité de cellules RC.

En pratique, on se contente d'un nombre fini de cellules, ce qui équivaut à traiter le cas d'une ligne électrique à constantes localisées, modélisation restant exacte en régime stationnaire. Si ce nombre fini est égal à l'unité, notre milieu, supposé pour la circonstance couplé avec un radiateur infini en  $x = e$ , est modélisé par le schéma électrique représenté figure 4.4. On peut alors aisément introduire une grandeur appelée, par analogie, constante de temps thermique, et définie par :

$$\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th} = \frac{e^2}{\alpha} \quad (4.9)$$

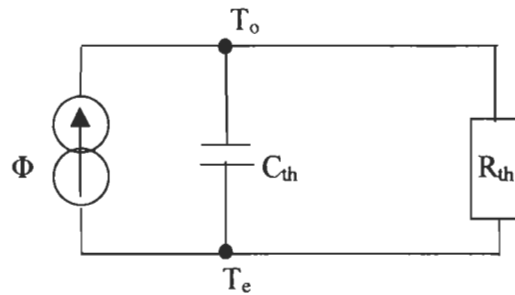


Figure 4.4 : Schéma thermoélectrique " mono-cellulaire"

#### 4.4 Impédance thermique

Considérons un milieu, initialement isotherme, soumis à  $t = 0$  à une excitation  $\Phi$ . En notant  $\theta(t, \Phi)$  un écart de température caractéristique de l'évolution thermique du milieu par rapport à son état initial, on peut mathématiquement définir une grandeur, représentant cet écart rapporté à l'excitation, comme suit :

$$Z_{th}(t, \phi) = \frac{\theta(t, \phi)}{\phi} \quad (4.10)$$

Et éventuellement, si  $\lim_{t \rightarrow +\infty} Z_{th}(t, \Phi)$  existe et est non nul, son équivalent réduit :

$$z_{th}(t, \Phi) = \frac{Z_{th}(t, \Phi)}{\lim_{t \rightarrow +\infty} Z_{th}(t, \Phi)} \quad (4.11)$$

où  $z_{th}$  représente l'impédance thermique réduite.

Par exemple, pour notre structure présentée figure 4.1, et modélisée par le schéma thermoélectrique de la figure 4.4, on a :

$$Z_{th}(t, ind) = R_{th} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}) \quad (4.12)$$

et :

$$z_{th}(t, ind) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}} \quad (4.13)$$

où  $\theta$  vaut  $T_o - T_e$ , et où "ind" signifie que l'excitation  $\Phi$  considérée est indicielle.  $Z_{th}(t, \Phi)$  est représentative de la réponse thermique du milieu à l'excitation  $\Phi$ . C'est donc une grandeur dépendante des caractéristiques du milieu, du temps, mais aussi de l'excitation. De sorte que si, par analogie électrique, on désire utiliser le terme d'impédance thermique,  $Z_{th}(t, \Phi)$  devrait porter le nom d'impédance thermique du milieu relative à l'excitation  $\Phi$ .

En pratique,  $Z_{th}(t, \Phi)$  est notée  $Z_{th}(t)$ , au pire  $R_{th}(t)$ , et appelée impédance thermique du milieu, comme si cette grandeur était une caractéristique intrinsèque. On trouvera d'ailleurs l'équation (4.10) très souvent écrite sous la forme :

$$\theta(t) = Z_{th}(t) \cdot \Phi \quad (4.14)$$

Cette forme revient à remplacer le schéma électrique de la figure 4.4 par celui de la figure 4.2 avec une résistance variable au cours du temps.

La définition (4.10), ne convenant guère qu'à l'excitation à laquelle elle est liée, il s'agit donc de trouver une formulation un peu plus générale.

Considérons le cas unidimensionnel d'un milieu plan stratifié, composé de  $n$  couches et  $n$  interfaces, soumis sur sa face supérieure (plan  $x = 0$  sur la figure 4.5) à une densité de flux  $\phi$  uniforme selon un axe normal aux plans des interfaces, et possédant sur sa face opposée une condition d'échange convectif avec un puits de chaleur.

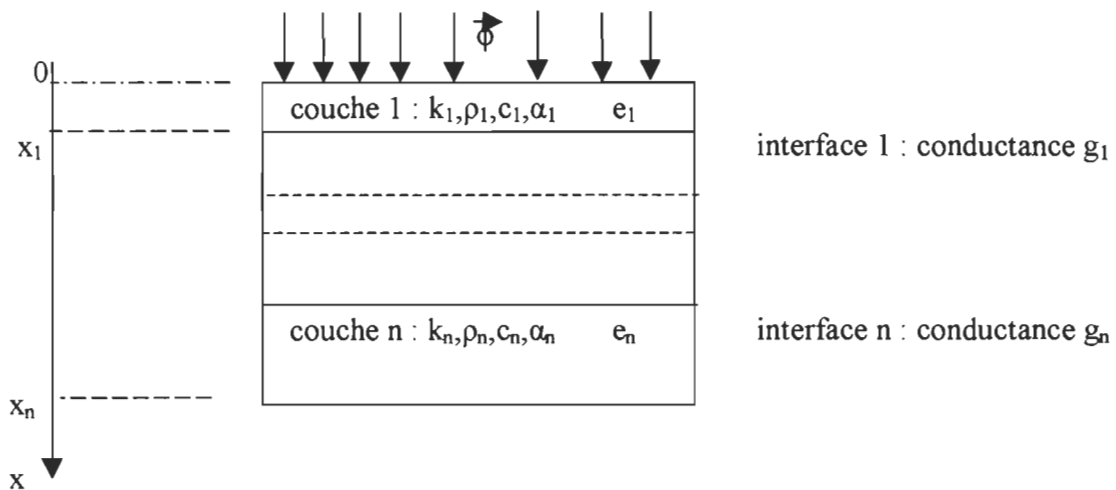


Figure 4.5 : Problème thermique 1D du milieu plan stratifié

Si le régime thermique est stationnaire, avant application de l'excitation, la représentation exacte du problème n'est pas du type de la relation (4.14), mais une fonction de transfert dans l'espace de Laplace, c'est-à-dire un produit de convolution (et non un produit simple) dans l'espace non transformé. La démonstration fait appel d'une part à l'utilisation de la transformation de Laplace pour la résolution de l'équation de la conduction thermique, d'autre part à la représentation quadripolaire des couches

## 4.5 Extension de l'analogie thermoélectrique

Les notations de résistance thermique et d'impédance thermique indicielle, empruntées au formalisme unidimensionnel, sont largement utilisées en électronique de puissance [14][54], et constituent d'ailleurs l'essentiel des données thermiques des composants commercialisés.

Notons toutefois qu'apparaissent maintenant, dans certains livres de données [39], des grandeurs supplémentaires pour décrire l'interaction thermique entre puces intégrées au sein d'un même module.

L'utilisation de ces concepts est régie par deux équations fondamentales, liant un flux de puissance à un écart de température caractéristique, toutes deux issues de l'analyse unidimensionnelle. Elles s'écrivent, respectivement pour les régimes stationnaires et instationnaires :

$$\begin{aligned}\theta &= R_{th} \cdot \phi \\ \theta(t) &= \int_0^t Z'_{th.ind}(u) \cdot \phi(t-u) \cdot du\end{aligned}\tag{4.15}$$

Où la résistance thermique  $R_{th}$  et l'impédance thermique indicielle  $Z'_{th.ind}$  vérifient la relation :  $R_{th} = \lim_{t \rightarrow +\infty} Z'_{th.ind}(t)$  (4.16)

Précisons également que le terme noté  $\phi$  de l'équation (4.15), qui représente une puissance constante, pourra toutefois être associé à la valeur moyenne d'un signal de puissance électrique périodique.

L'extension de l'analogie thermoélectrique aux régimes tridimensionnels nécessite de se munir d'une définition d'écart de température qui soit représentative du phénomène étudié.

On écrira généralement cet écart sous la forme :

$$\theta_j = T_j - T_a \quad (4.17)$$

Ou, en transitoire :

$$\theta_j(t) = T_j(t) - T_a \quad (4.18)$$

Définitions pour lesquelles  $T_a$  représente une température de référence, et  $T_j$ , température de jonction.

## 4.6 Principe de la simulation électrothermique

Son principe est schématisé ci-dessous.

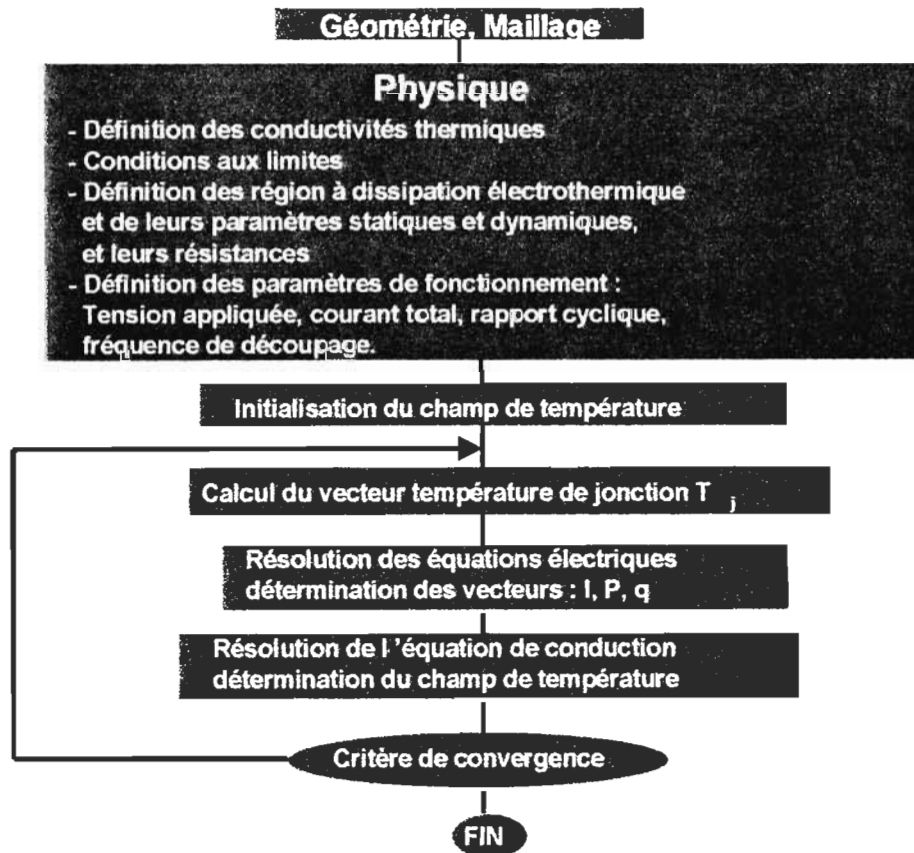


Figure 4.6 : Organigramme du principe de la simulation électrothermique 3D

## 4.7 Modélisation électrothermique d'une diode

### 4.7.1 Simulation sur Matlab

Applications élémentaires des diodes

Considérons le circuit déjà représenté à la figure 2.8.

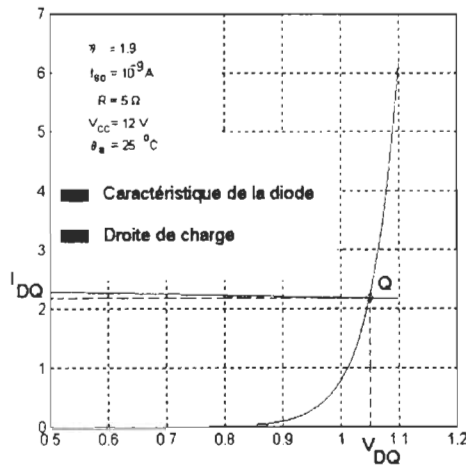


Figure 4.7 : Caractéristique  $I = f(V)$ , avec droite de charge (point de fonctionnement).

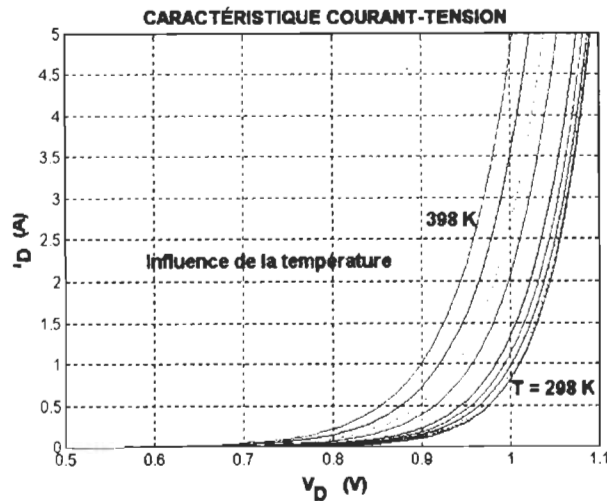


Figure 4.8 : Caractéristique  $I = f(V)$  « Influence de T »



### 4.7.2 Simulation sur SABER

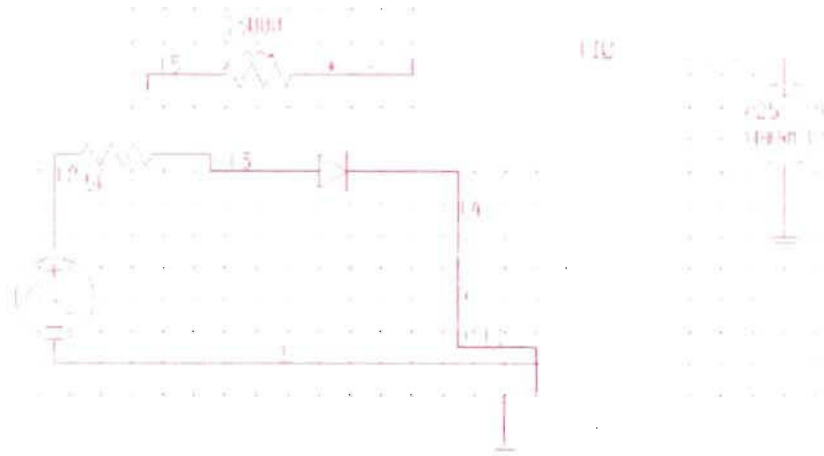


Figure 4.9.a Schéma Electrothermique (R+D en série) sur SABER

Les résultats de simulation nous donnent :

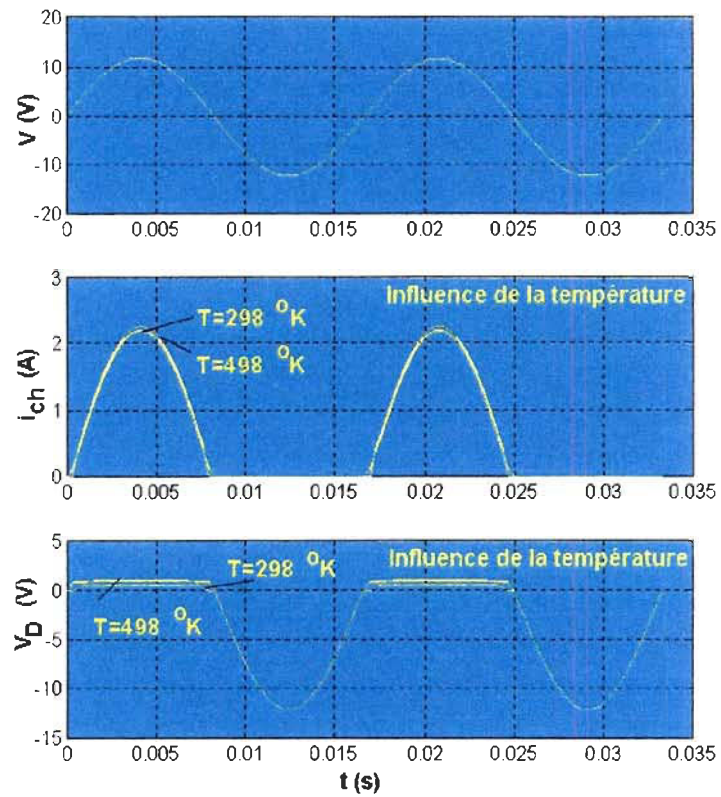


Figure 4.9.b Caractéristiques :  $V = f(t)$  ;  $i_{ch} = f(t)$  et  $V_{Diode} = f(t)$

## 4.8 Modélisation électrothermique d'un IGBT

### 4.8.1 Simulation sur NISA

Certaines modifications simplificatrices seront faites, car il y a beaucoup de détail qui peuvent être simplifiés. La figure 4.10 représente l'IGBT (échelle microscopique) avec les simplifications apportées.

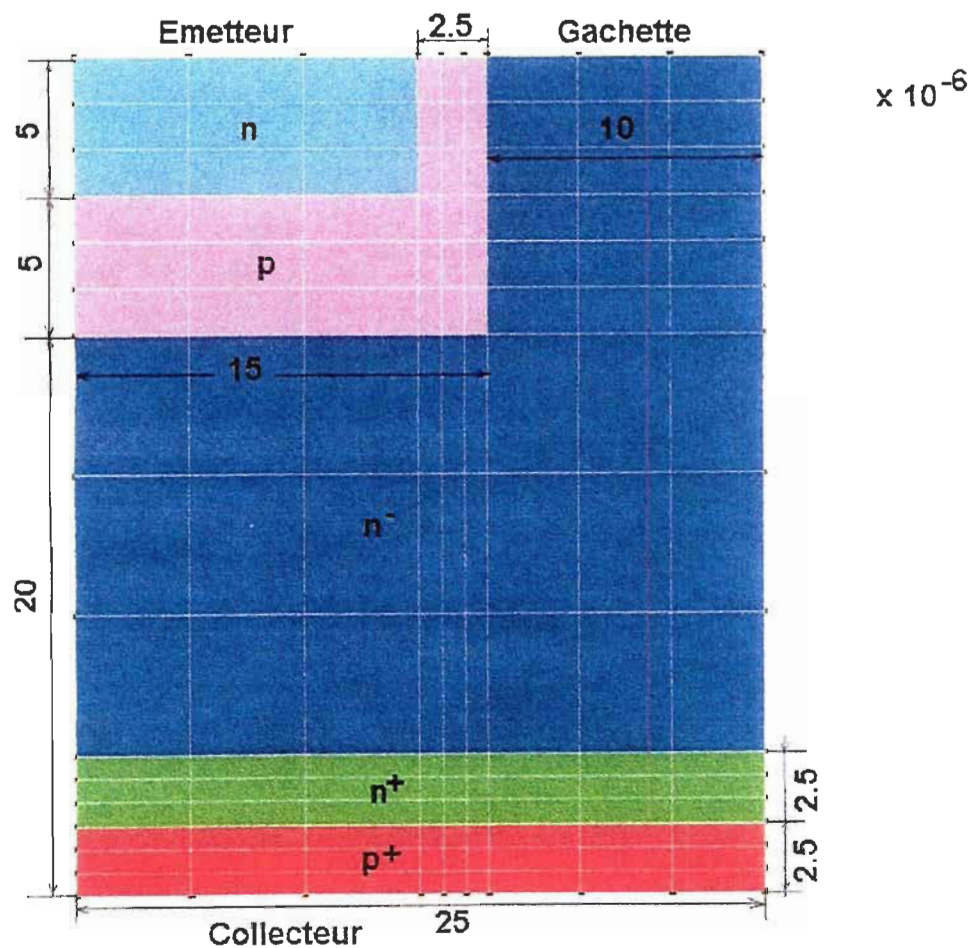


Figure 4.10 : Implantation d'une cellule IGBT sur NISA

**Note :** Cette structure à été aspirer de l'article [1] pour une raison de comparaison afin de valider le modèle sur NISA.

Les matériaux constituant les différentes couches sont représentés par un seul matériau c'est le « Gallium Arsenide » : GAAS afin de prendre le même modèle semi-conducteur [4].

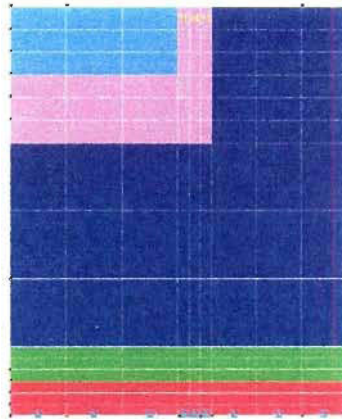


Figure 4.11 : Introduction d'une source de chaleur

Conditions aux limites : température fixe sur le collecteur, et génération de la chaleur sur une partie de la gâchette.

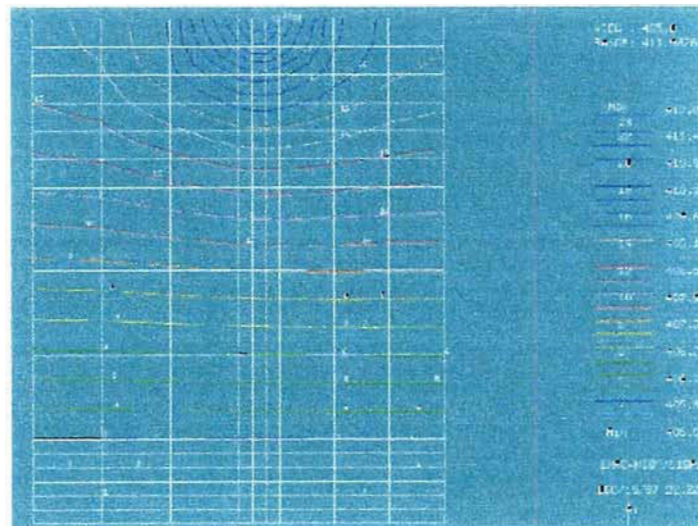


Figure 4.12 : Distribution de la température à l'intérieur des couches de l'IGBT



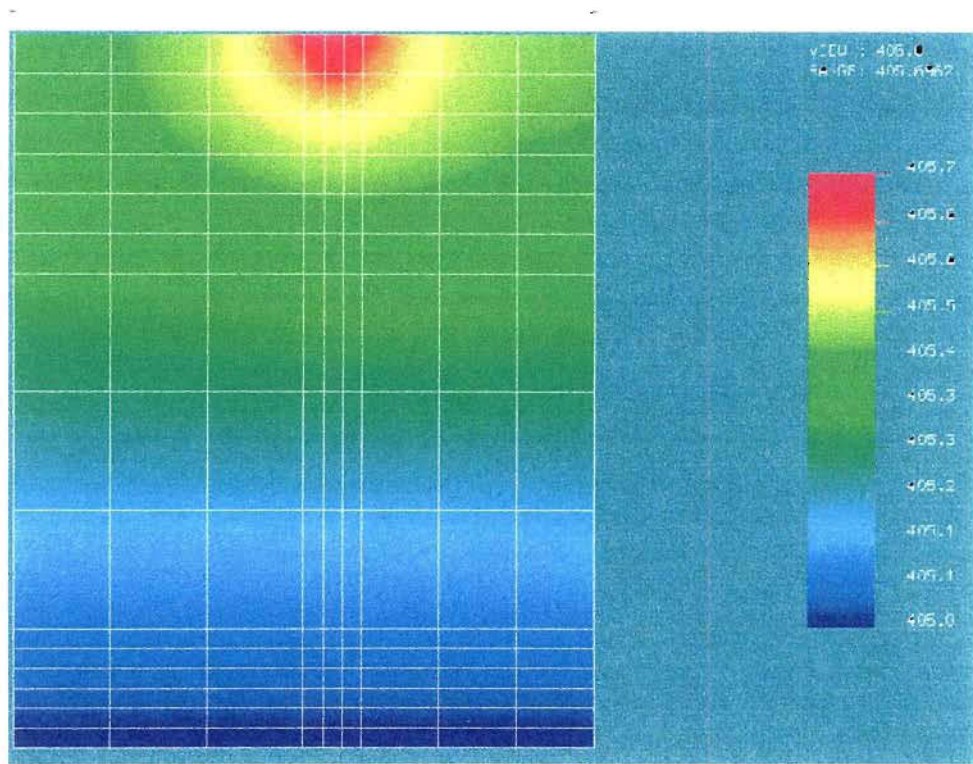


Figure 4.13.a : Distribution de la température dans la structure de l'IGBT.

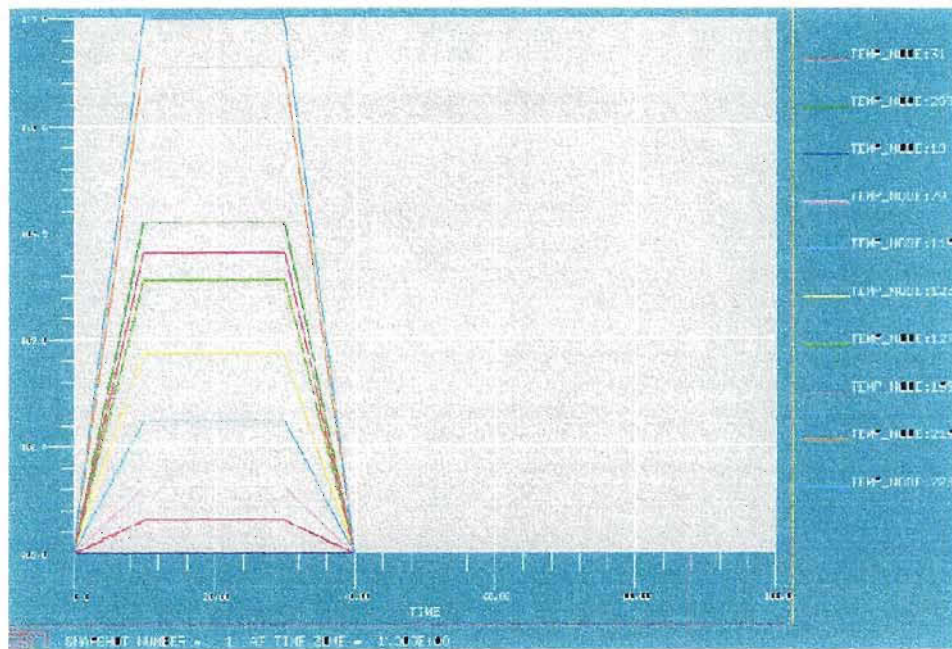


Figure 4.13.b : Distribution de la température aux différents instants

## 4. 8.2 Analyse

On peut constater que l'étude fait sur NISA™ montre bien la validation de ce modèle par comparaison à celle publiée dans l'article [1].

## 4. 9 Étude électrothermique d'un onduleur (Simulation sur SABER)

Les hacheurs et les onduleurs sont des convertisseurs statiques utilisant des semi-conducteurs fonctionnant en commutation.

Quand un semi-conducteur est passant, il tend à conduire en permanence. Son blocage n'est plus automatiquement assuré à la fin de son intervalle normal de conduction. Les hacheurs et la plupart des onduleurs fonctionnent en commutation forcée et non pas en commutation naturelle.

La modulation en largeur d'impulsion, est très utilisée dans la conversion de l'énergie [48][49][50][51]. C'est une méthode permettant à la fois la variation de la tension de sortie et le contrôle de son harmonique. Elle consiste à introduire des commutations supplémentaires à fréquence plus élevée que la fréquence du fondamentale, transformant la tension en une suite de créneaux d'amplitude fixe et de largeur variable. Le choix de la séquence d'allumage détermine à la fois l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. La MLI présente deux avantages importants : Elle repousse vers les fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. Elle permet de faire varier la valeur de la fondamentale de la tension de sortie.

### 4.9.1 Topologie

Il s'agit d'un onduleur monophasé commandé par une MLI.

La charge peut être un moteur asynchrone, ou un circuit quelconque, et pour facilité l'étude on prend une charge RL [9][10][48].

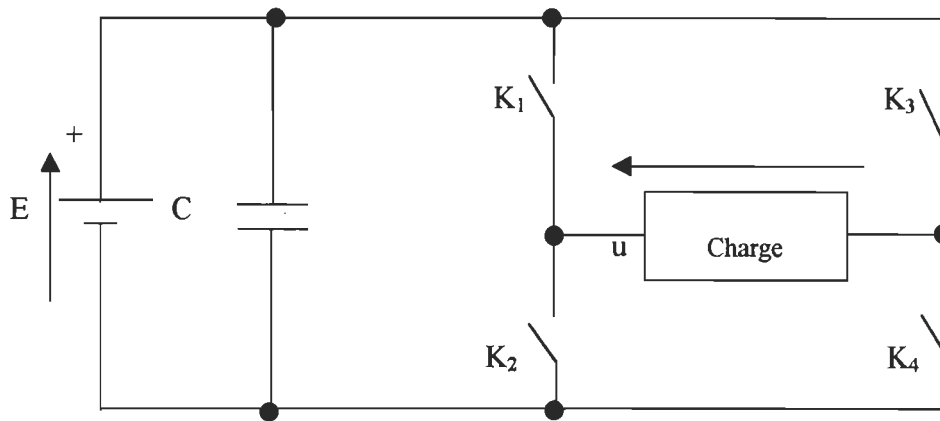


Figure 4.14 Schéma simplifié de l'ensemble Onduleur-charge

L'onduleur délivre une tension  $u(t)$ . Il est constitué de quatre interrupteurs électroniques fonctionnant simultanément deux par deux.

Pendant une demi-période de fonctionnement, les interrupteurs  $K_1$  et  $K_4$  sont fermés alors que les interrupteurs  $K_3$  et  $K_2$  restent ouverts.

Pendant la demi-période suivante, c'est l'inverse  $K_1$  et  $K_4$  sont ouverts tandis que  $K_3$  et  $K_2$  sont fermés. Les interrupteurs  $K_1, K_2, K_3$  et  $K_4$  sont des IGBT. Afin de simplifier le principe d'un onduleur, la commande de chaque IGBT n'est pas représentée dans ce montage. Et puisqu'il s'agit d'une charge inductive, le montage comporte obligatoirement des diodes de roue libre branchées en parallèle avec les interrupteurs.

Et pour compléter le schéma électrique, il suffit d'ajouter le bloc de

commande analogique.

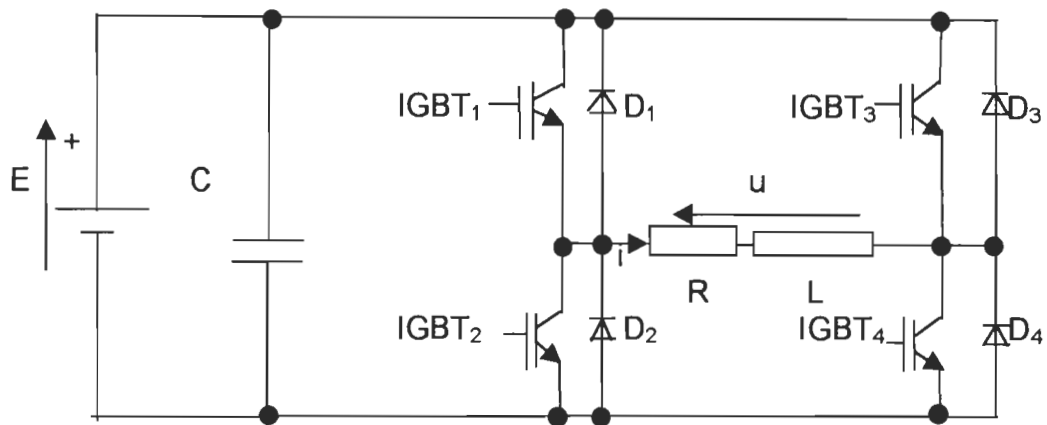


Figure 4.15 Onduleur (IGBT + DRL) + Charge (RL)

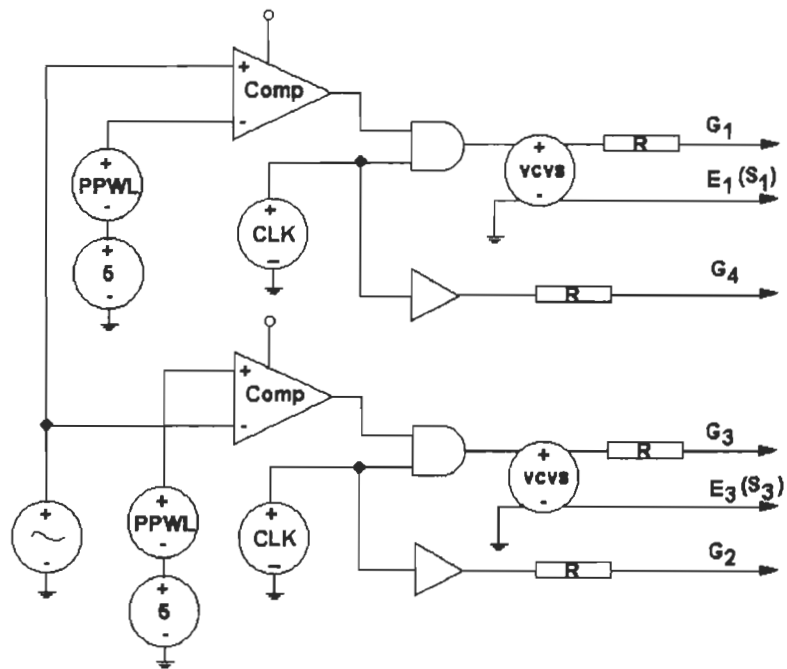


Figure 4.16 Schéma du bloc de commande

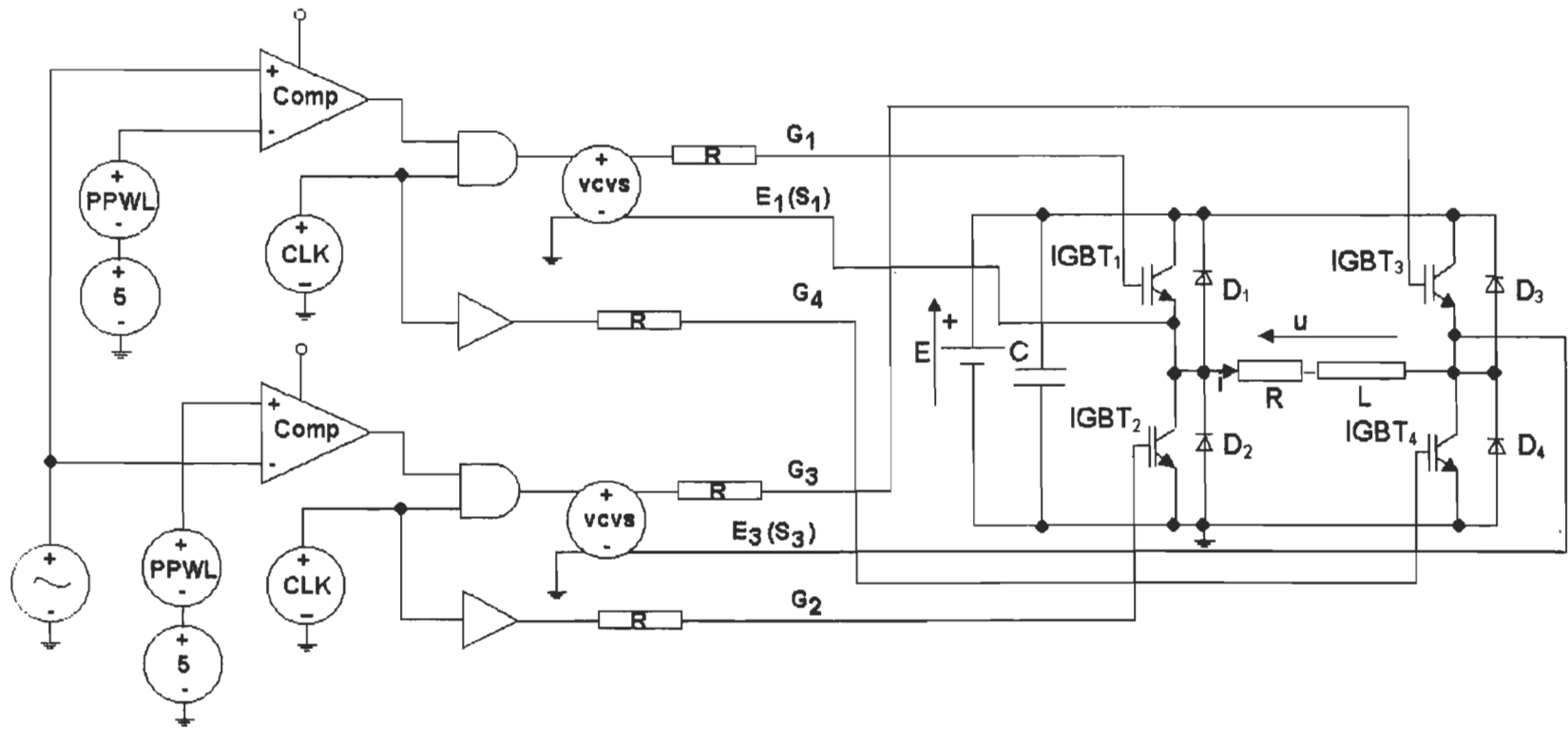


Figure 4.17 : Schéma électrique général (Commande + onduleur)



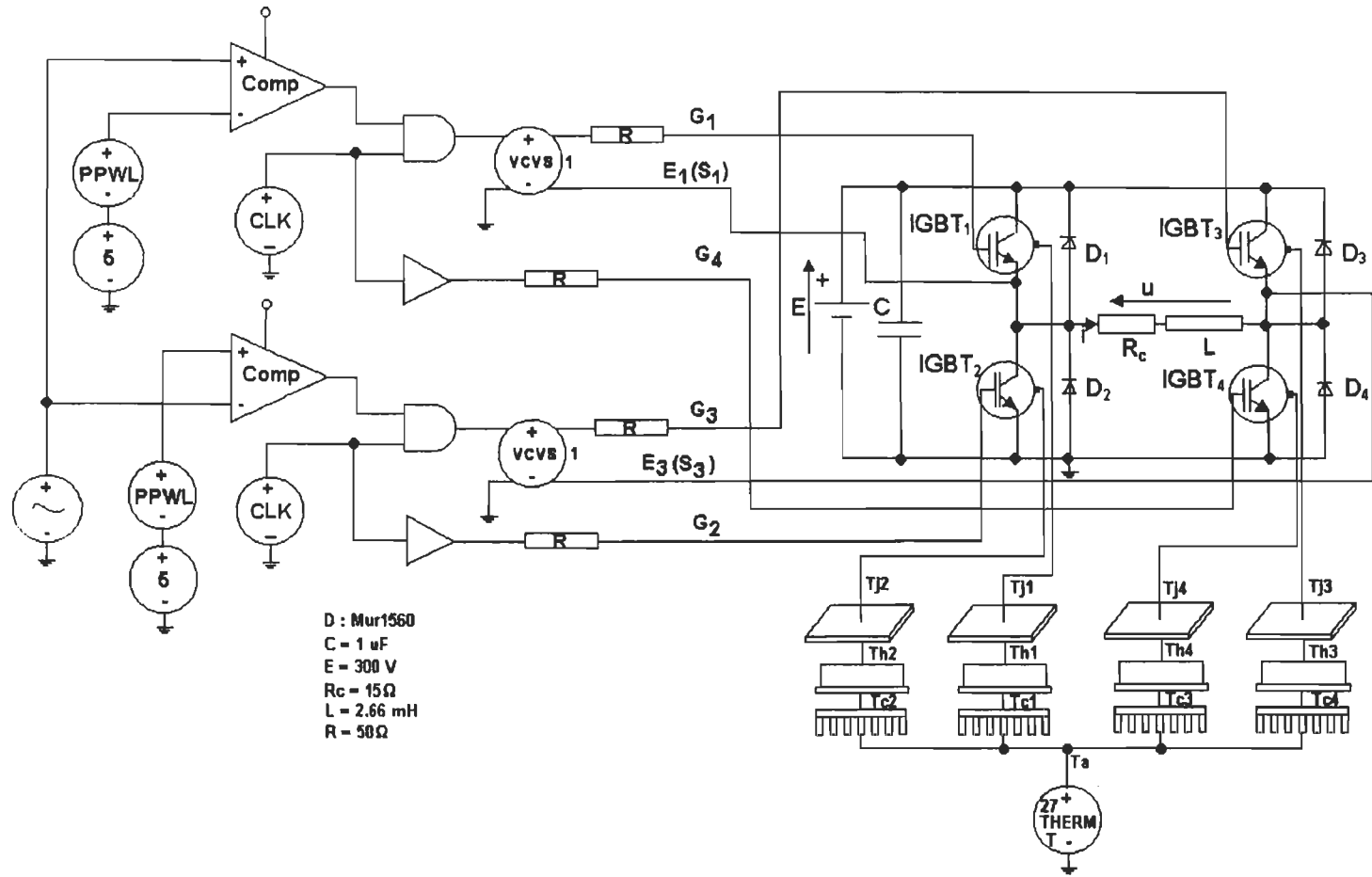


Figure 4.18 : Schéma général (électrique + thermique)

### 4.9.2 Séquences

On cherche les séquences pendant lesquelles les IGBT et les diodes sont passants, il faut d'une part représenter  $i(t)$  et  $u(t)$  et d'autre part, indiquer sur une période  $T$ , les intervalles de temps durant lesquels  $i(t)$  est strictement positif, soit négatif ou nul. Durant la phase positive le contrôle de la gâchette de l'IGBT1 s'ouvre et se ferme à une fréquence de 900 Hz, (voir Annexe I) figures 4.19 et 4.20, alors que l'IGBT4 est fermé.

Durant cette phase l'IGBT2 et 3 sont ouverts. Et au niveau de l'autre phase, c'est l'inverse qui se passe, c-à-d, l'IGBT3 qui commute à une fréquence de 900 Hz, alors que l'IGBT2 est fermé, durant cette phase l'IGBT1 et 4 sont ouverts, Ainsi de suite on obtient les séquences de commutation.

Les figures 4.21 ; 4.22 ; 4.23 ; 4.24 ; 4.25 ; 4.28; et 4.30 voir en annexe, nous montrent les signaux appliqués à la gâchette (signaux d'attaque).

### 4.9.3 Caractéristiques thermiques

Les réponses au niveau de la température, figures 4.32 et 4.38 voir en annexe, justifient bien que la température atteint des valeurs maximums durant les phases de commutation due aux pertes d'énergie.

$$T_{\text{jonction}} > T_{\text{boîtier}} > T_{\text{radiateur}} > T_a$$

### 4.10 Conclusion

Pour une réponse en équilibre thermique, les caractéristiques électriques changent avec la température, le niveau moyen de l'énergie dissipé change quand la température dans le radiateur augmente [9][10][11][12][13].

Pour calculer cette température, il faut passer par cinq étapes itératives pour déterminer la condition initiale de température.

**1<sup>ère</sup> étape :** Simuler au moins 3 périodes (cycles).

**2<sup>ème</sup> étape :** L'énergie dissipée moyenne est déterminée pour chaque composant en utilisant la calculatrice WaveCalc sur SABER.

**3<sup>ème</sup> étape :** La valeur calculée de cette énergie est utilisée comme source d'énergie à l'intérieur de chaque réseau thermique correspondant dans le réseau électrique.

**4<sup>ème</sup> étape :** Une analyse en courant continu est utile pour le réseau thermique pour déterminer la température moyenne en équilibre, en utilisant la calculatrice de SABER.

**5<sup>ème</sup> étape :** Finalement, cette température calculée est utilisée comme condition initiale pour une autre simulation électrothermique en reprenant l'étape 1.

Ce processus d'itération est répété jusqu'à ce que l'énergie moyenne converge vers l'état d'équilibre. Il faut au moins 3 itérations pour déterminer l'énergie dissipée moyenne.

Cette étude, nous montre une analyse électrothermique d'un dispositif d'onduleur commandé par un MLI en utilisant l'IGBT comme organe de commutation ainsi que l'influence des réponses thermiques sur le comportement électrique du convertisseur, en utilisant le logiciel SABER, mais un facteur important entre en jeu et qui n'est pas négligeable c'est le temps nécessaire pour effectuer la simulation. C'est pour cette raison que l'objectif visé par la suite c'est de paralléliser l'étude électrothermique au complet et qui sera la prochaine étape.

## ***Modélisation parallèle***

Le développement des dernières années s'oriente vers la réalisation des systèmes multiprocesseurs. Ces systèmes se composent de plusieurs processeurs interconnectés, qui partagent une mémoire, les périphériques d'entrées/sorties et d'autres ressources. Chaque processeur est capable d'exécuter une partie du même programme ou un programme différent. Tout cela conduit à de meilleures performances du système.

Les concepteurs s'efforcent d'augmenter la rapidité d'exécution des calculateurs numériques. Une approche évidente consiste à améliorer la technologie utilisée pour la réalisation des composantes, les progrès dans cette voie restent incessants. Il existe cependant un certain nombre de limites naturelles fondamentales aux développements technologiques [69].

Un autre moyen pour améliorer la vitesse des machines de calcul est d'effectuer simultanément, en concurrence ou en parallèle, autant d'opérations qu'il est possible. Dans les ordinateurs à architecture traditionnelle, toutes les opérations sont exécutées séquentiellement :

**Extraction – Décodage - Exécution**

Aucune de ces étapes ne peut-être lancée avant que la précédente ne soit finie, une nouvelle instruction ne peut être recherchée avant que l'exécution de la précédente ne soit complétée. Avec le développement des ordinateurs, de plus en plus d'opérations élémentaires ont été exécutées concurremment.

Le calcul parallèle est un terme très général qui peut recouvrir bien des méthodes différentes d'implantation.

## **5.1 Outils parallèles.**

Nous devons utiliser une méthode plus détaillée de classification des systèmes de traitement parallèle, la plus connue est due à Flynn. Cette classification distingué quatre types fondamentaux de systèmes.

## **5.2 Architectures parallèles.**

### **5.2.1 Une instruction une donnée SISD**

Ils sont en général construits à partir d'un processeur unique et l'on obtient un système multiprocesseur, d'architecture classique avec pratiquement pas de parallélisme. Cette classe regroupe cependant des systèmes plus sophistiqués utilisant certaines méthodes de parallélisme de façon très localisée.

### **5.2.2 Une instruction plusieurs données SIMD**

Plusieurs processeurs exécutent simultanément la même instruction, chaque instruction est exécutée sur un jeu différent de données. Les résultats sont mémorisés dans des mémoires locales. Le programme est rangé dans la mémoire principale et transmis à l'UC.

### 5.2.3 Plusieurs instructions et une donnée (MISD)

Une séquence de données est transmise à une séquence d'opérateurs, chacun d'eux est contrôlé par une UC séparée qui exécute une séquence d'instructions différentes.

### 5.2.4 Plusieurs instructions et plusieurs données (MIMD)

Plusieurs processeurs exécutent simultanément des séquences d'instructions différentes sur différents jeux de données. Ce type de système est habituellement appelé multiprocesseur.

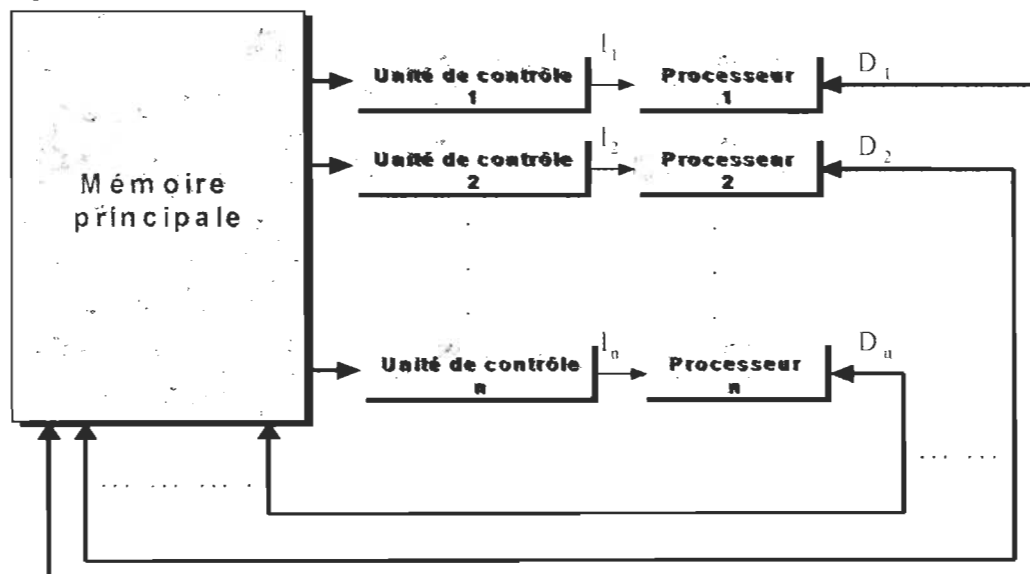


Figure 5.1 Architecture MIMD

Le système MIMD constitue le type le plus répandu de calculateur parallèle. Un nombre quelconque de processeurs d'un même système de calcul exécute en concurrence des programmes différents utilisant des jeux de données différents. Un programme peut être subdivisé en sous-programmes qui peuvent être exécutés simultanément sur plusieurs

processeurs. Il peut arriver que dans une même machine multiprocesseur, plusieurs processeurs exécutent à un instant donné différents morceaux d'un même programme, alors que d'autres processeurs sont occupés par d'autres programmes.

### 5.3 Traitement et temps de communication

Un multiprocesseur est composé de : processeurs, de mémoires, d'unités d'interface et d'un réseau de communication qui relie tous les modules. La performance globale d'un système multiprocesseur ne dépend pas seulement de la vitesse et de la capacité de ses processeurs, mais elle dépend fortement de la qualité de son réseau de communication.

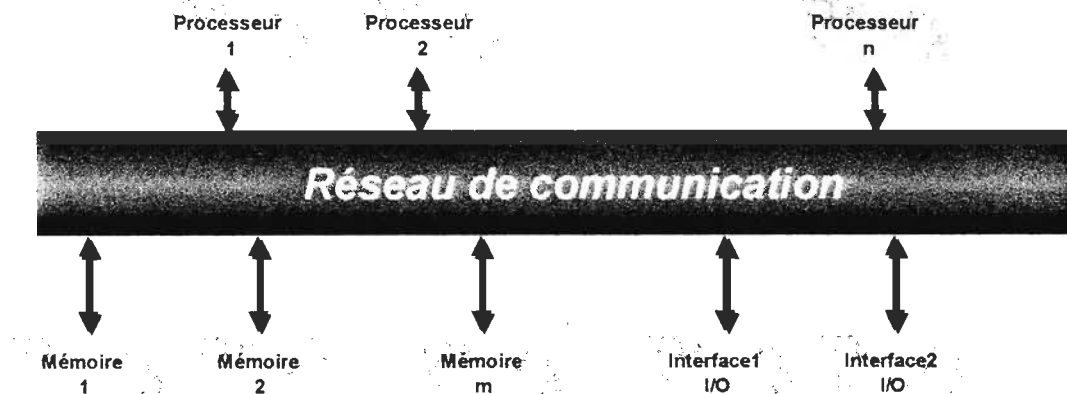


Figure 5.2 Intégration d'un système multiprocesseur

### 5.4 Structures multiprocesseurs

La structure hypercube [69][70] est caractérisée par la présence de  $N = 2^n$  processeurs interconnectés selon un cube de dimension n. Chaque processeur constitue un noeud ou sommet du cube.

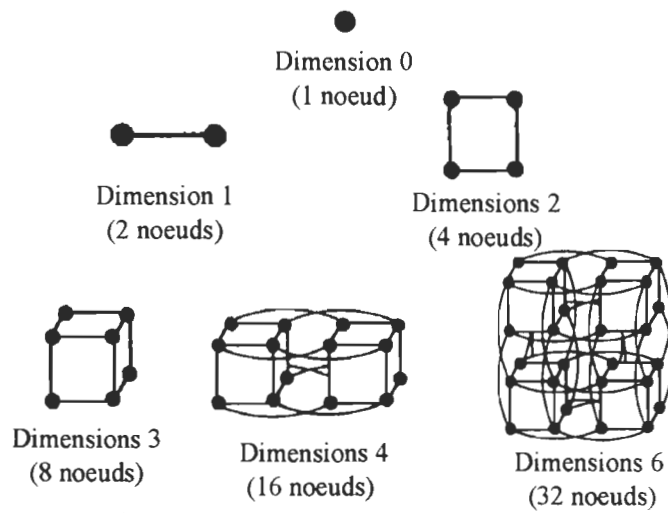
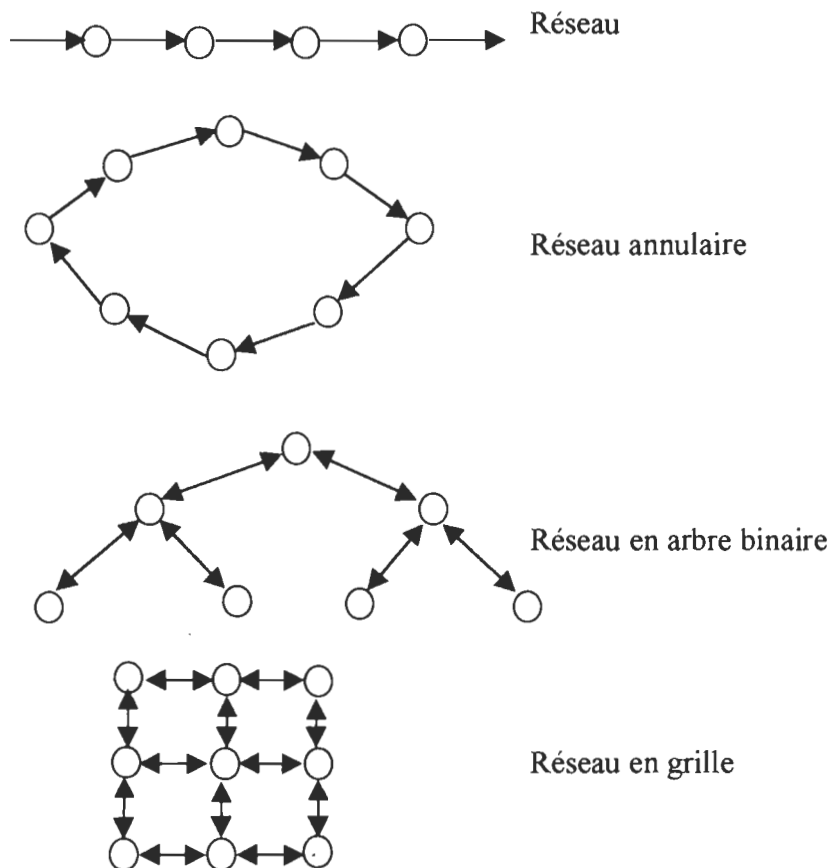


Figure 5.3 Topologie de l'hypercube

Chaque noeud possède des connections directes séparées vers  $n$  autres noeuds. Ces chemins correspondent aux arrêts (canaux) du cube.

En plus de cette topologie, nous pouvons citer divers autres exemples comme :





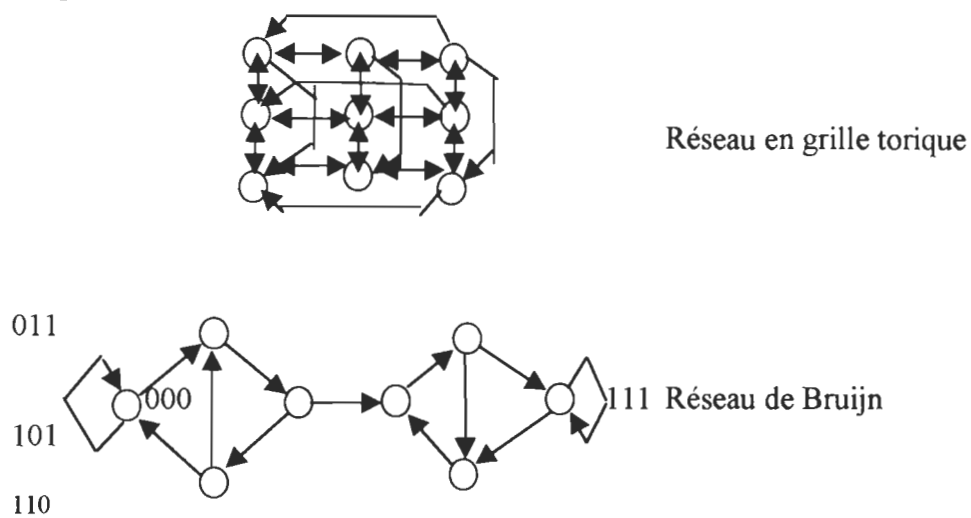


Figure 5.4 Diverses topologies

### 5.5 Exemple d'une machine parallèle

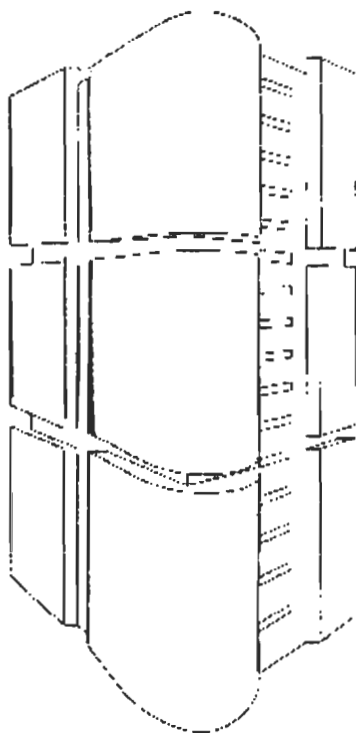


Figure 5.5 Machine ALEX.AVX. Série 2 à 64 noeuds

Ce sont des ordinateurs ayant plusieurs processeurs i860 et T805, branchés ensemble pour former des nœuds. Chaque nœud est constitué de deux processeurs, une mémoire et quatre liens de communication. Un AVX série 2 est constitué de plusieurs distributions indépendantes de mémoire MIMD. Le système d'exploitation utilisé est l'UNIX pour le processeur maître (HOST) et pour les nœuds de calcul, on utilise Alex Trollius [67].

## **5.6 Implantation d'un programme parallèle pour la résolution de l'équation de la conduction thermique**

L'ingénieur d'aujourd'hui doit posséder une bonne formation tant en analyse mathématique qu'en analyse numérique, en vue d'une meilleure compréhension des phénomènes, ce qui ramène à résoudre des problèmes d'optimisation, c'est-à-dire à choisir, entre plusieurs solutions possibles, celle qui est meilleure.

Un problème d'optimisation se rencontre sous différentes formes en particulier en programmation linéaire et non-linéaire (avec équations différentielles ou aux dérivés partielles).

Pour résoudre un problème, il faut bien poser les problèmes (construire les équations aux dérivées partielles), choisir le bon algorithme (méthodes numériques pour construire et résoudre les équations algébriques et la programmation en informatique pour exécuter efficacement les calculs sur ordinateur) et savoir discuter les résultats.

Pour bien mener ces étapes, on va essayer d'élaborer un modèle pour simuler le comportement électrothermique d'un composant, et comme on a vu précédemment, on va juste s'intéresser à la couche la plus sensible qui est celle du silicium [37][38][72][73][74].

### 5.6.1 Traitement séquentiel (Équation de Poisson)

Soit le problème :

$$\begin{array}{l} -\Delta u = -\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = f \quad \text{dans } D \\ u = g \quad \text{sur } \delta D \end{array}$$

où :

$D$  : C'est le domaine de définition.

$\delta D$  : La frontière.

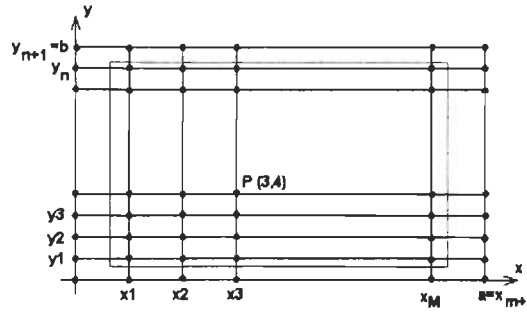
#### 5.6.1.1 Discrétisation par différences finies

En utilisant le schéma à 5 points, soit  $D$  un rectangle  $[0,a] \times [0,b]$ , on définit un quadrillage de  $D$ , en découpant l'intervalle  $[0,a]$  à l'aide de  $M$  points intermédiaires et l'intervalle  $[0,b]$  à l'aide de  $N$  points intermédiaires, tels que :

$$0 = x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_M < x_{M+1} = a$$

$$0 = y_0 < y_1 < y_2 < \dots < y_N < y_{N+1} = b$$

$$\text{Avec un pas constant : } \Delta x = \frac{a}{M+1} \quad ; \quad \Delta y = \frac{b}{N+1}$$



Tels que :

$$x_i = i \cdot \Delta x \quad \text{pour } 0 < i < M+1$$

$$y_j = j \cdot \Delta y \quad \text{pour } 0 < j < N+1$$

Les points du quadrillage ou du maillage sont les points  $P(i,j)$  de coordonnées  $(x_i, y_j)$ . On cherche les valeurs approchées  $u(i,j)$  de  $u$  solution du problème aux points  $P(i,j)$ , puisque  $u$  est connue sur la frontière  $(\delta D)$  où elle est égale à  $g$ .

Il suffit de calculer  $u(i,j)$  aux points intérieurs pour  $1 < i < M$  et  $1 < j < N$ .

Avec l'approche des dérivées aux points du maillage [72], on a :

$$\begin{aligned} \frac{\delta u}{\delta x} &\approx \frac{u_{i+1} - u_{i-1}}{2 \cdot \Delta x} \approx \frac{u_{i+\frac{1}{2}} - u_{i-\frac{1}{2}}}{\Delta x} \\ \left( \frac{\delta^2 u}{\delta x^2} \right)_{i,j} &\approx \frac{1}{\Delta x} \left[ \left( \frac{\delta u}{\delta x} \right)_{i+\frac{1}{2},j} - \left( \frac{\delta u}{\delta x} \right)_{i-\frac{1}{2},j} \right] \approx \frac{1}{\Delta x} \left[ \frac{u_{i+1,j} - u_{i,j}}{\Delta x} - \frac{u_{i,j} - u_{i-1,j}}{\Delta x} \right] \\ &\approx \frac{1}{\Delta x^2} [u_{i+1,j} + u_{i-1,j} - 2 \cdot u_{i,j}] \end{aligned} \quad (5.1)$$

de même

$$\left( \frac{\delta^2 u}{\delta y^2} \right)_{i,j} \approx \frac{1}{\Delta y^2} [u_{i,j+1} + u_{i,j-1} - 2 \cdot u_{i,j}] \quad (5.2)$$



A est une matrice tridiagonale par blocs.

$$A(k,l) \text{ sont définies par } A(k,k-1) = A(k,k+1) = -\frac{1}{\Delta y^2} I_m$$

Où  $I_m$  est la matrice identité d'ordre M, tandis que  $A(k,k)$  est définie par :

$$A_{k,k} = \begin{bmatrix} \beta & \alpha & & & \\ & \alpha & \beta & \alpha & & 0 \\ & & & & & \\ & & & 0 & & \\ & & & & \alpha & \beta & \alpha \\ & & & & & & \beta & \alpha \end{bmatrix} \quad \text{avec } \alpha = -\frac{1}{\Delta x^2} \quad \text{et } \beta = \frac{2}{\Delta x^2} + \frac{2}{\Delta y^2}$$

Pour les frontières, on a :

$$g(1,1) = \frac{1}{\Delta x^2} u(0,1) + \frac{1}{\Delta y^2} u(1,0)$$

$$g(1,n) = \frac{1}{\Delta x^2} u(0,n) + \frac{1}{\Delta y^2} u(1,n+1)$$

$$\left. \begin{array}{l} g(i,1) = \frac{1}{\Delta y^2} u(i,0) \\ g(i,n) = \frac{1}{\Delta y^2} u(i,n+1) \end{array} \right\} \text{ pour } 2 \leq i \leq m-1$$

$$g(m,1) = \frac{1}{\Delta x^2} u(m+1,1) - \frac{1}{\Delta y^2} u(m,0)$$

$$g(m,n) = \frac{1}{\Delta x^2} u(m+1,n) - \frac{1}{\Delta y^2} u(m,n+1)$$

$$\left. \begin{aligned} g(1, j) &= \frac{1}{\Delta x^2} u(0, j) \\ g(m, j) &= \frac{1}{\Delta x^2} u(m+1, j) \end{aligned} \right\} \text{ pour } 2 \leq j \leq n-1$$

Tous les autres  $g(i, j)$  sont nuls.

### Remarque

Si le coefficient  $k$ , ou si les pas de discrétisation  $\Delta x$  et  $\Delta y$  ne sont plus constants, les sous matrices  $A(k, l)$ , n'ont plus une expression aussi simple et ne sont plus égaux entre elles. Néanmoins, la matrice  $A$  reste tridiagonale par blocs [72].

Le développement du modèle discrétisé nous donne :

Pour  $j = 1$ ;

$$\left\{ \begin{aligned} -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(0,1) - 2.u(1,1) + u(2,1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(1,0) - 2.u(1,1) + u(1,2) \right] &= f(1,1) \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(1,1) - 2.u(2,1) + u(3,1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(2,0) - 2.u(2,1) + u(2,2) \right] &= f(2,1) \\ \vdots & \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(m-2,1) - 2.u(m-1,1) + u(m,1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(m-1,0) - 2.u(m-1,1) + u(m-1,2) \right] &= f(m-1,1) \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(m-1,1) - 2.u(m,1) + u(m+1,1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(m,0) - 2.u(m,1) + u(m,2) \right] &= f(m,1) \end{aligned} \right.$$

Pour  $j = 2$  ;

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(0,2) - 2.u(1,2) + u(2,2) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(1,1) - 2.u(1,2) + u(1,3) \right] = f(1,2) \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(1,2) - 2.u(2,2) + u(3,2) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(2,1) - 2.u(2,2) + u(2,3) \right] = f(2,2) \\ \dots \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(m-2,2) - 2.u(m-1,2) + u(m,2) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(m-1,1) - 2.u(m-1,2) + u(m-1,3) \right] = f(m-1,2) \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(m-1,2) - 2.u(m,2) + u(m+1,2) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(m,1) - 2.u(m,2) + u(m,3) \right] = f(m,2) \end{array} \right.$$

.....

pour  $j = n-1$  ;

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(0, n-1) - 2.u(1, n-1) + u(2, n-1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(1, n-2) - 2.u(1, n-1) + u(1, n) \right] = f(1, n-1) \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(1, n-1) - 2.u(2, n-1) + u(3, n-1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(2, n-2) - 2.u(2, n-1) + u(2, n) \right] = f(2, n-1) \\ \dots \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(m-2, n-1) - 2.u(m-1, n-1) + u(m, n-1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(m-1, n-2) - 2.u(m-1, n-1) + u(m-1, n) \right] = f(m-1, n-1) \\ -\frac{1}{\Delta x} \left[ u(m-1, n-1) - 2.u(m, n-1) + u(m+1, n-1) \right] - \frac{1}{\Delta y} \left[ u(m, n-2) - 2.u(m, n-1) + u(m, n) \right] = f(m, n-1) \end{array} \right.$$



et enfin pour  $j = n$  ;

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{1}{\Delta x^2} [u(0, n) - 2.u(1, n) + u(2, n)] - \frac{1}{\Delta y^2} [u(1, n-1) - 2.u(1, n) + u(1, n+1)] = f(1, n) \\ -\frac{1}{\Delta x^2} [u(1, n) - 2.u(2, n) + u(3, n)] - \frac{1}{\Delta y^2} [u(2, n-1) - 2.u(2, n) + u(2, n+1)] = f(2, n) \\ \dots \\ -\frac{1}{\Delta x^2} [u(m-2, n) - 2.u(m-1, n) + u(m, n)] - \frac{1}{\Delta y^2} [u(m-1, n-1) - 2.u(m-1, n) + u(m-1, n+1)] = f(m-1, n) \\ -\frac{1}{\Delta x^2} [u(m-1, n) - 2.u(m, n) + u(m+1, n)] - \frac{1}{\Delta y^2} [u(m, n-1) - 2.u(m, n) + u(m, n+1)] = f(m, n) \end{array} \right.$$

Avec :

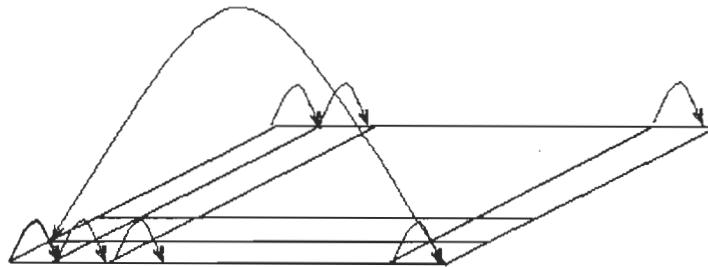
$$\beta = \frac{2}{\Delta x^2} + \frac{2}{\Delta y^2} \quad ; \quad \alpha_1 = -\frac{1}{\Delta x^2} \quad ; \quad \alpha_2 = -\frac{1}{\Delta y^2}$$

On ramène les éléments connus à droite, et les inconnus à gauche, on obtient le système :

$$\begin{array}{c} \mathbf{N^*M} \\ \mathbf{A(i,j)} \\ \mathbf{N^*M} \end{array} \begin{array}{c} \mathbf{N^*M} \\ \mathbf{*} \\ \mathbf{X_i} \end{array} = \begin{array}{c} \mathbf{N^*M} \\ \mathbf{b_i} \end{array} \quad (5.6)$$

Il suffit d'identifier les éléments de la matrice  $A(i,j)$  qui possède une taille  $NM * NM$ , ainsi que le vecteur  $X_i$  et  $b_i$  avec  $i \in [1, NM]$ .

### 5.6.1.2 Identification du vecteur $X_i$



La numérotation s'effectue par ordre  $i$  croissant, et pour chaque  $j$  par ordre de  $i$  croissant.

### 5.6.1.3 Identification de $b_i$

Voir programme sur l'annexe

### 5.6.1.4 Identification de $A(i,j)$

Voir programme sur l'annexe

## V6.1.5 Utilisation de la méthode directe de CROUT

### (décomposition LR)

A peut s'écrire sous la forme :  $A = L * R$

Où L est une matrice triangulaire inférieure dont les éléments diagonaux sont égaux à 1 et

R est une matrice triangulaire supérieure.

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ l_{21} & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \vdots & & & 0 \\ l_{n1} & l_{n2} & \dots & 1 \end{bmatrix} ; R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1n} \\ 0 & r_{22} & \dots & r_{2n} \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & r_{nn} \end{bmatrix}$$

Le système :  $A x = y$

S'écrit alors :  $L R x = y$

$$\text{C'est-à-dire : } \begin{cases} L z = y \\ z = R x \end{cases}$$

La résolution du système comporte alors trois étapes :

- Calcul de L et R
- résolution du système  $L z = y$  ; ce qui donne z
- „ „ „  $R x = z$  ; „ „ „ x

Nous allons étudier les différentes étapes :

### 5.6.1.5.1 Calcul de L et R

posons  $A = [a_{i,j}]$ , le produit  $L R$  donne

$$a_{11} = r_{11} \quad a_{21} = l_{21} \cdot r_{11} \quad a_{22} = l_{21} \cdot r_{12} + r_{22} \quad a_{32} = l_{32} \cdot r_{12} + l_{32} \cdot r_{22}$$

$$a_{12} = r_{12} \quad a_{31} = l_{31} \cdot r_{11} \quad a_{23} = l_{21} \cdot r_{13} + r_{23}$$

.

$$a_{1j} = r_{1j} \quad a_{i1} = l_{i1} \cdot r_{11} \quad a_{2j} = l_{21} \cdot r_{1j} + r_{2j}$$

.

.

$$a_{1n} = r_{1n} \quad a_{n1} = l_{n1} \cdot r_{11} \quad a_{2n} = l_{21} \cdot r_{1n} + r_{2n}$$

d'une manière générale, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{i,j} = \sum_{k=1}^n l_{i,k} r_{k,j} \\ l_{i,i} = 1 \\ l_{i,k} = 0 \quad \text{si } k > i \\ r_{k,j} = 0 \quad \text{si } k > j \end{array} \right.$$

pour  $j > i \Rightarrow l_{ij} = r_{ij} = 0$

$$\text{pour } i = 1 \Rightarrow \begin{cases} r_{i,j} = a_{i,j} & \text{avec } j = 1 \text{ à } n \\ l_{j,1} = \frac{a_{j,1}}{r_{1,1}} & \text{avec } j = 1 \text{ à } n \end{cases}$$

$$\text{pour } i = 2 \text{ à } n \Rightarrow \begin{cases} r_{i,j} = a_{i,j} - \sum_{k=1}^{i-1} l_{i,k} \cdot r_{k,j} & \text{pour } j = i \text{ à } n \quad \text{avec } j = i \text{ à } n \\ l_{j,i} = \frac{a_{j,i} - \sum_{k=1}^{i-1} l_{j,k} \cdot r_{k,i}}{r_{i,i}} & \text{avec } j = i \text{ à } n \end{cases}$$

**Note :** La méthode n'est valable que si tous les  $r_{i,i}$  sont non nuls

### 5.6.1.5.2 Résolution de $Lz = y$

ce système s'écrit :

$$\begin{cases} z_1 & = y_1 \\ l_{2,1} \cdot z_1 + z_2 & = y_2 \\ l_{3,1} \cdot z_1 + l_{3,2} \cdot z_2 + z_3 & = y_3 \\ \dots & \\ l_{n,1} \cdot z_1 + l_{n,2} \cdot z_2 + l_{n,3} \cdot z_3 + \dots + z_n & = y_n \end{cases}$$

on obtient ainsi de proche en proche  $Z_1, Z_2, \dots, Z_n$  :

$$\begin{cases} Z_1 = y_1 \\ Z_j = y_j - \sum_{k=1}^{j-1} l_{j,k} \cdot Z_k \quad \text{pour } j = 2 \text{ à } n \end{cases}$$

### 5.6.1.5.3 Résolution de $Rx = Z$

Ce système s'écrit :

$$\begin{cases} r_{1,1} \cdot x_1 + r_{1,2} \cdot x_2 + \dots + r_{1,n-1} \cdot x_{n-1} + r_{1,n} \cdot x_n = Z_1 \\ r_{2,2} \cdot x_2 + \dots + r_{2,n-1} \cdot x_{n-1} + r_{2,n} \cdot x_n = Z_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ r_{n-1,n-1} \cdot x_{n-1} + r_{n-1,n} \cdot x_n = Z_{n-1} \\ r_{n,n} \cdot x_n = Z_n \end{cases}$$

On obtient de proche en proche  $x_n, x_{n-1}, \dots, x_1$  :

$$\begin{cases} x_n = \frac{Z_n}{r_{n,n}} \\ x_j = \frac{Z_j - \sum_{k=j+1}^n r_{j,k} \cdot Z_k}{r_{j,j}} \quad \text{avec } j = n-1 \text{ à } 1 \end{cases}$$

### 5. 6.1.6 Discrétisation de l'équation de transfert de la chaleur

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial x} \left[ k(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right] = \rho \cdot c_v \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad ; \quad T(t, x = L) = T_a \\ \text{avec} \\ \left. \frac{\partial T}{\partial x} \right|_{x=0} = - \frac{P(t)}{k(T) \cdot S} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

Où  $P(t)$  est la puissance dissipée,  $\rho$  est la densité massique du silicium et  $c_v$  est la chaleur spécifique du silicium.

Si on considère que la conductivité thermique ne dépend pas de la température, le modèle thermique 1D se réduit par l'équation simplifiée (4.8) :

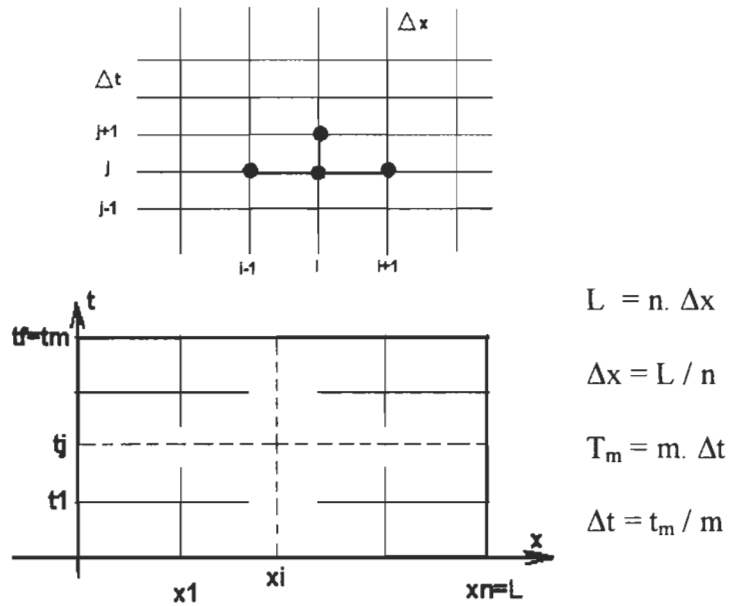
Si l'indice  $i$  repère la variable  $x$  et l'indice  $j$  repère la variable  $t$ , l'équation (4.8) discrétisée peut s'écrire, en utilisant les différences centrées sur  $x$  et les différences à droite sur  $t$ .

$$\begin{aligned} \frac{\rho \cdot c_v}{k \cdot \Delta t} \left( T_{i,j+1} - T_{i,j} \right) &= \frac{1}{\Delta x^2} \left[ T_{i+1,j} - 2T_{i,j} + T_{i-1,j} \right] \\ \Rightarrow T_{i,j+1} &= \left( \frac{k \cdot \Delta t}{\rho \cdot c_v \cdot \Delta x^2} \right) \cdot T_{i-1,j} + \left[ 1 - \frac{2 \cdot k \cdot \Delta t}{\rho \cdot c_v \cdot \Delta x^2} \right] \cdot T_{i,j} + \left( \frac{k \cdot \Delta t}{\rho \cdot c_v \cdot \Delta x^2} \right) \cdot T_{i+1,j} \end{aligned} \quad (5.8)$$

On obtient  $T_i$  à l'instant  $j+1$  comme combinaison de  $T_{i-1}$ ,  $T_i$  et  $T_{i+1}$  à l'instant  $j$ .

Avec  $i = 1$  à  $n-1$

Pour  $i = n \Rightarrow T_n = T_a$  (Conditions aux limites pour  $x = L$ )



Pour la condition

$$\frac{\partial T}{\partial x} \Big|_{x=0} = -\frac{P(t)}{k(T).S} = \frac{T_{i+1,j} - T_{i,j}}{\Delta x} = \frac{T_{1,j} - T_{0,j}}{\Delta x}$$

$$\Rightarrow T_{0,j} - T_{1,j} = \frac{\Delta x.P}{k.S} = \Delta T_{0,j} \tag{5.9}$$

Et pour avoir n équations à n inconnues, on ajoute la condition

$$\left\| \begin{array}{l} T(i, 0) = T_a \\ T(n, j) = T_a \end{array} \right.$$

avec :

$\rho$  : densité massique du silicium

$c_v$  : chaleur spécifique „ „

$k$  : conductivité thermique



### 5. 6.1.7 Exemple implanté sur Matlab

$$\text{Soit } r = \frac{\Delta t \cdot k}{\rho \cdot c_v \cdot \Delta x^2} \quad \text{et } h = \frac{\Delta x}{k \cdot S}$$

L'équation (5.8) nous donne l'algorithme :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{i,j+1} = r \cdot T_{i-1,j} + (1 - 2r) \cdot T_{i,j} + r \cdot T_{i+1,j} \quad \text{avec } i = 2 \text{ à } m-1 \text{ et } j = 2 \text{ à } n-1 \\ T_{1,j} - T_{2,j} = h \cdot P(j) \quad \text{avec } j = 2 \text{ à } n \\ T_{i,1} = T_a \quad i = 1 \text{ à } m \\ T_{m,j} = T_a \quad j = 1 \text{ à } n \end{array} \right. \quad (5.10)$$

D'où le programme dfd1a.m [Annexe].

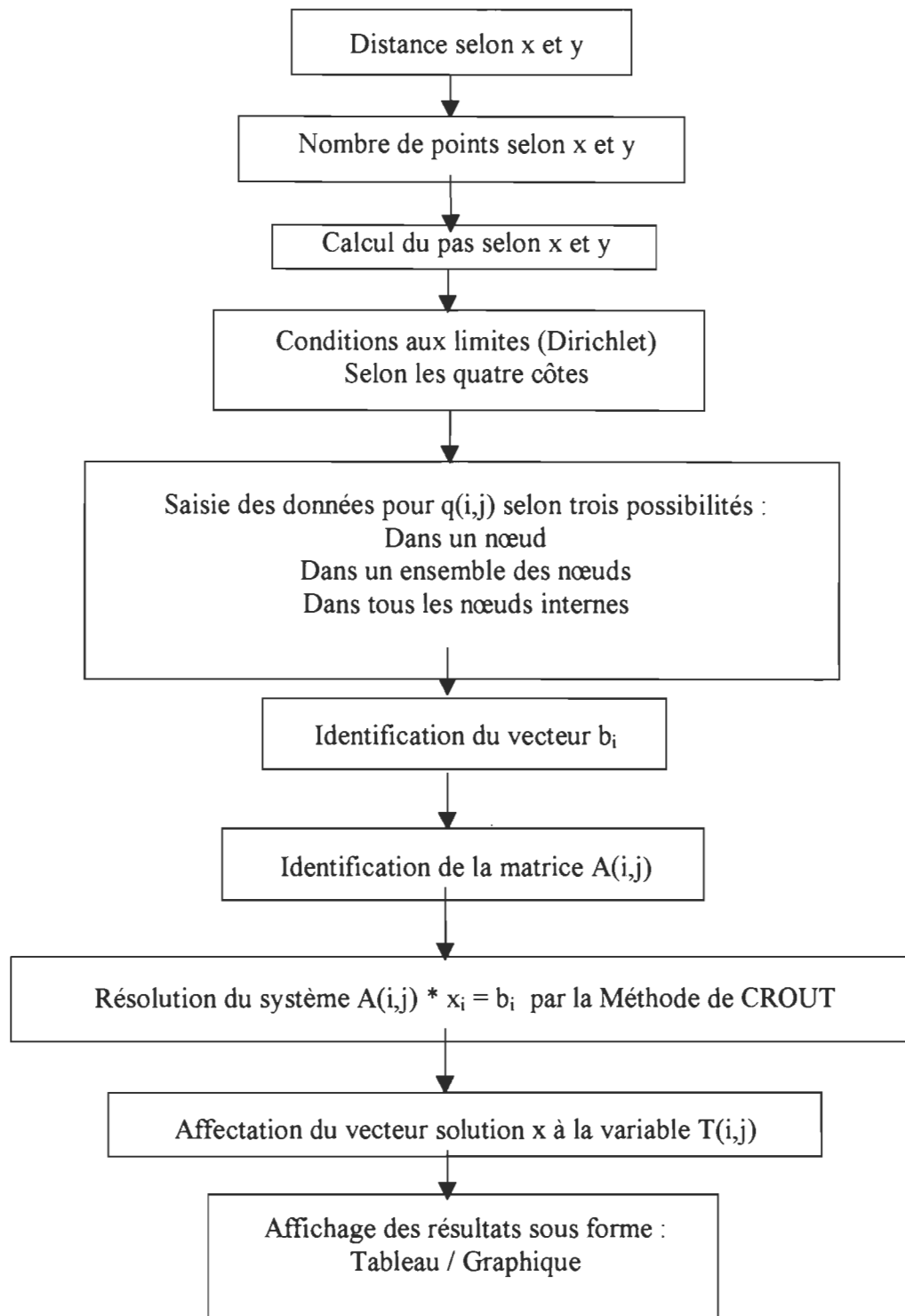
Avec comme application numérique [27][28]:

$$L = 550 \mu\text{m} ; S = 10 \text{ mm}^2 ; P \cdot c_v = 1.63 \text{ J}/(\text{cm}^3 \cdot \text{K}) ; K = 1.54 \text{ W}/(\text{cm} \cdot \text{K})$$

$$P = 3 \text{ kW} ; \alpha = 0.6 \text{ (rapport cyclique)} ; T_a = 27 \text{ }^\circ\text{C} ; T_f = 50 \mu\text{s}$$

$$M = 50 ; N = 200.$$

D'où l'algorithme :



Les résultats de simulation nous donnent la figure ci-dessous.

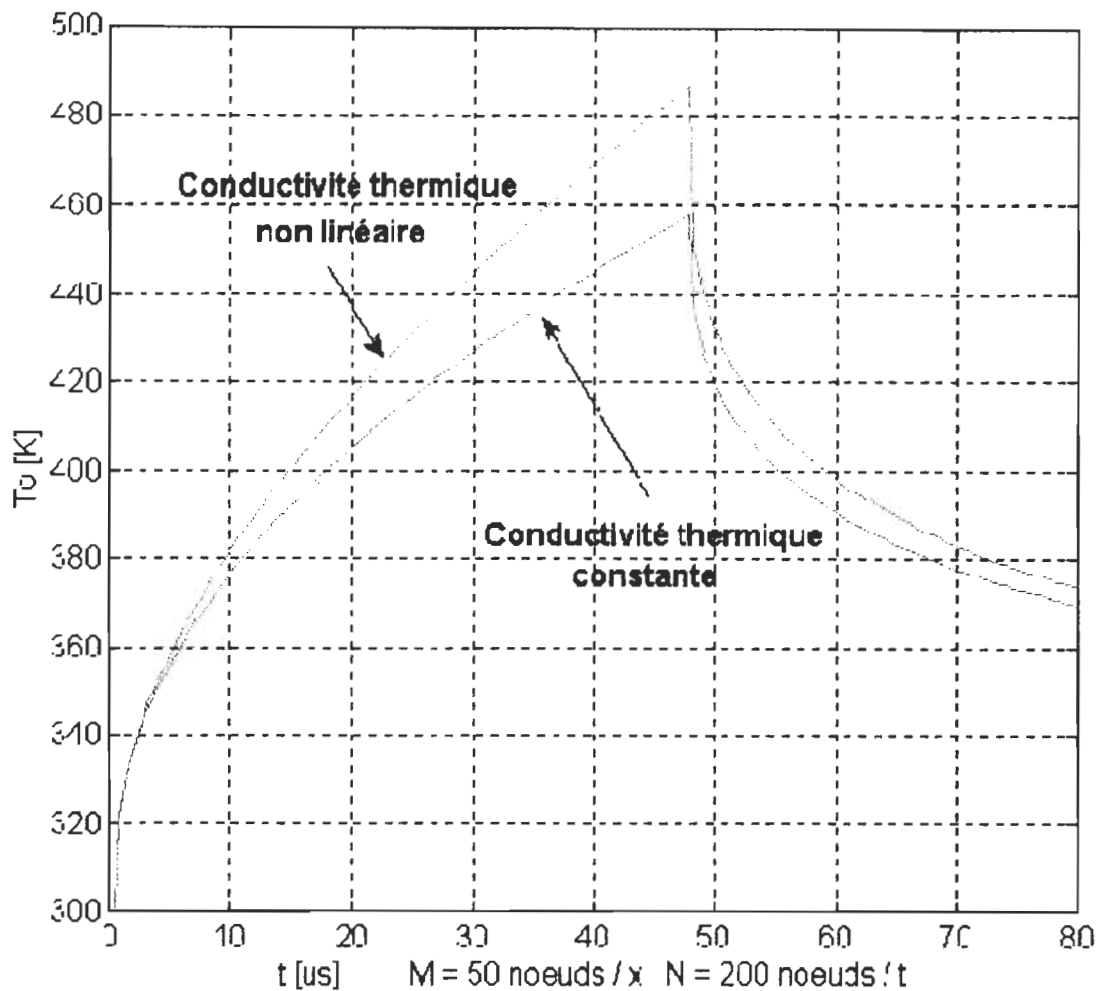


Figure 5.6 Température  $T_0$  calculée par la méthode des différences finies

### 5.6.1.7 Interprétations et conclusions

Les résultats obtenus montrent bien qu'une conductivité thermique du silicium fonction de la température conduisait à des résultats très peu différents de ceux relatifs à une conductivité thermique constante.

Ce qui confirme les résultats des recherches menées par Ch. SCHAEFFER (Polytechnique de Grenoble) et S. RAËL. [26].

La température est au maximum au niveau de la jonction  $T_j$  ( $x = 0$ ), ce qui est parfaitement en concordance avec la réalité et donc le risque d'une détérioration se situe dans cette partie du composant.

La résolution de l'équation de Poisson par la méthode des différences finies, nous donne des résultats très satisfaisants, reste à exploiter et optimiser les algorithmes pour résoudre le modèle approprié, car cette méthode est simple mais très coûteuse au niveau de la mémoire, ce qui ouvre des perspectives très larges dans l'exploitation au niveau de l'analyse numérique, à titre d'exemple j'ai fait une comparaison entre la méthode de CROUT et la méthode de Thomas modifiée selon une matrice tridiagonale, le tableau ci-dessous nous donne le temps de calcul selon la taille de la matrice.

Taille de la matrice	Méthode de CROUT t (s)	Méthode de THOMAS t (s)
64*64	5.49	1.75
169*169	70.58	5.43
196*196	104.91	6.92
256*256	228.22	11.32
324*324	461.87	16.31
784*784	-	118.09
1444*1444	-	277.59
2304*2304	-	730.78

Tableau 5.1 Comparaison du temps de calculs entre la Méthode de CROUT et de THOMAS.

Enfin, on a ajouté une étude en 3D, pour voir la souplesse de cette méthode.

Les résultats, nous montrent clairement que l'on peut exploiter parfaitement ce type d'analyse.

Donc en 3D et pour un maillage très grand le traitement séquentiel se trouve limité par le temps de calcul, c'est pour cette raison que les objectifs s'orientent dans ce cas aux traitements parallèles sur des Machines SPMD.

### 5.6.2 Traitement parallèle

D'après les résultats obtenus par le traitement séquentiel, on voit bien la nécessité du traitement parallèle.

Dans ce chapitre, nous allons décrire les outils utilisés pour élaborer un code parallèle.

L'outil de développement utilisé est le LAM, car il présente de très grands avantages :

- Tous les nœuds de calcul sont totalement connectés
- Il y a de bons outils de débogage et de vérification disponible
- La vitesse de transmission des données d'un nœud de calcul à l'autre est de 10 Mb/s
- L'utilisateur conserve un contrôle total durant l'exécution des programmes sur le réseau
- Il y a une très bonne synchronisation des messages et jamais d'erreur de transmission, donc pas d'interférence et pas de perte d'information [68][70][71].

Ce qui constitue un bon outil pour élaborer notre code parallèle.

Notre tentative est d'implanter un code parallèle sur des machines parallèles, tel que les quatre machines SPARC 20, disponible au Laboratoire d'électrothermie industrielle, du département de Génie Électrique.

Avec une configuration LAM (Système d'exploitation conçu pour le traitement parallèle d'un réseau d'ordinateurs indépendants), le réseau est totalement connecté et l'outil de communication pour envoyer et recevoir des messages d'une station à une autre est assuré par le standard MPI, lequel nous donne une très bonne synchronisation des messages et pratiquement pas de perte d'information, de plus la vitesse de transmission des

données d'un nœud à l'autre est de 10 Mb/s, ce qui constitue un bon outil pour l'élaboration d'un code parallèle [68][70][71].

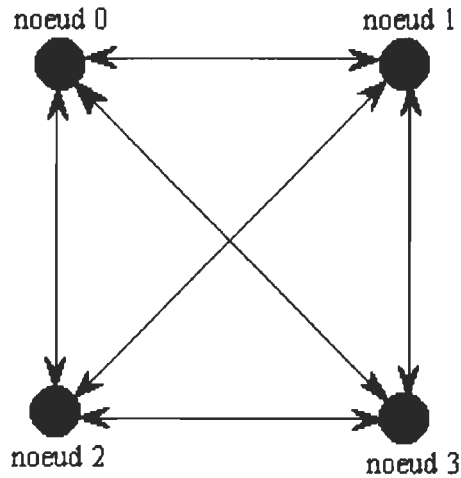


Figure 5.7 Réseau d'interconnexion

### 5.6.2.1 Modèle thermique

Nous avons développé un modèle thermique 3D, obtenu par un modèle numérique à partir de la discrétisation de l'équation de la chaleur donnée par :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[ k_x(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[ k_y(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial y} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[ k_z(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial z} \right] = \rho \cdot c_v \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (5.11)$$

Ce modèle est précis et il permet de tenir compte de la non-linéarité de la conductivité thermique  $k(T)$ .

On peut considérer que la conductivité thermique est constante, car elle ne varie pas beaucoup avec la température, la figure 5.6 montre bien cette approche.

Avec  $k$  constant, l'équation (5.11) en régime permanent devient :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = q \quad (5.12)$$

Où  $q$  est le taux de production de la chaleur en  $[W/m^3]$ .

La discrétisation en 3D en différences finies nous donne :

$$-\frac{1}{\Delta x^2} \left[ T_{i-1,j,k} - 2.T_{i,j,k} + T_{i+1,j,k} \right] - \frac{1}{\Delta y^2} \left[ T_{i,j-1,k} - 2.T_{i,j,k} + T_{i,j+1,k} \right] - \frac{1}{\Delta z^2} \left[ T_{i,j,k-1} - 2.T_{i,j,k} + T_{i,j,k+1} \right] = q_{i,j,k}$$

$$\text{pour } \begin{cases} 2 \leq i \leq M - 1 \\ 2 \leq j \leq N - 1 \\ 2 \leq k \leq W - 1 \end{cases}$$

$$T_{i,j,k} = q_{i,j,k}$$

pour :

$$\begin{cases} (i = 1 \text{ ou } i = M) \text{ ou} \\ (j = 1 \text{ ou } j = N) \text{ ou} \\ (k = 1 \text{ ou } k = W) \end{cases}$$

où :

$M, N, W$  : Le nombre de points respectivement selon  $x$ ,  $y$  et  $z$ .

Pour écrire ce système d'équation sous forme matricielle, nous devons ranger les inconnues  $T_{i,j,k}$  aux points intérieurs au domaine cubique, dans un vecteur de dimension  $(M-2)*(N-2)*(W-2)$ , cela revient à numérotter les points  $T_{i,j,k}$ . On trouve une matrice  $A$  de  $(W-2)^2$

blocs. Chaque bloc représente une matrice de 2D qui possède à son tour  $(N-2)^2$  blocs. Chaque bloc est une matrice de  $(M-2)^2$  éléments.

A est une matrice creuse qui possède des blocs tridiagonaux, des blocs diagonaux et des zéros. En raison de la symétrie, on peut faire le traitement uniquement sur deux matrices 2D, A (matrice bande) et C (diagonale). La figure 5.8, nous montre la structure de cette matrice.

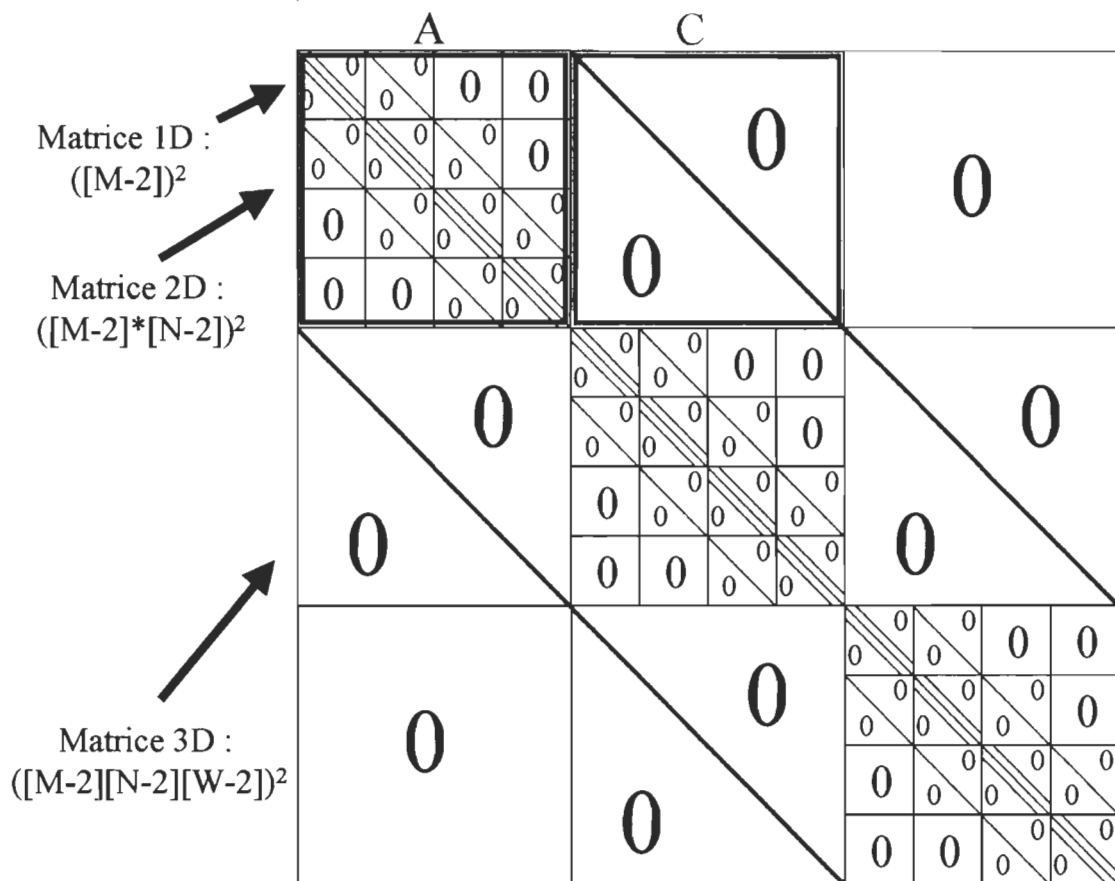
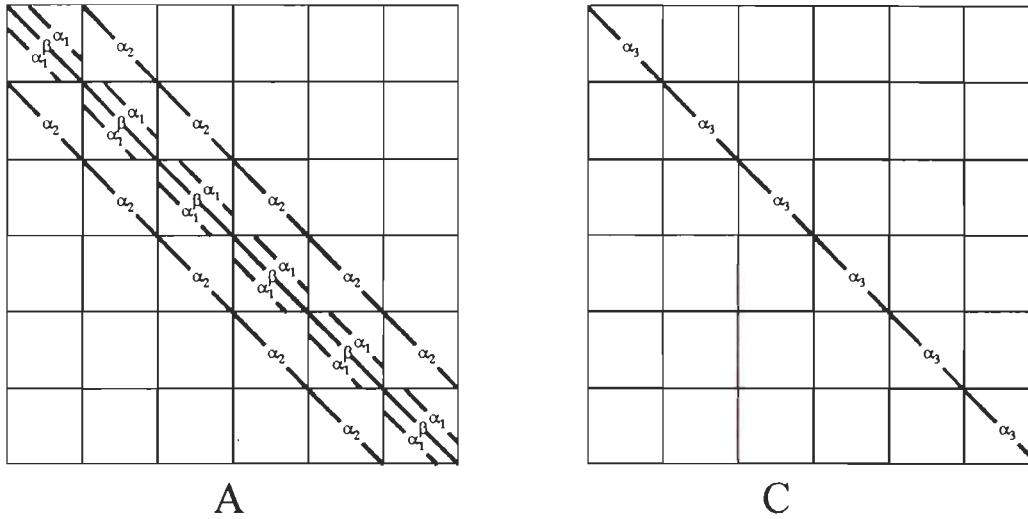


Figure 5.8 Forme de la matrice A(i,j,k) en 3D

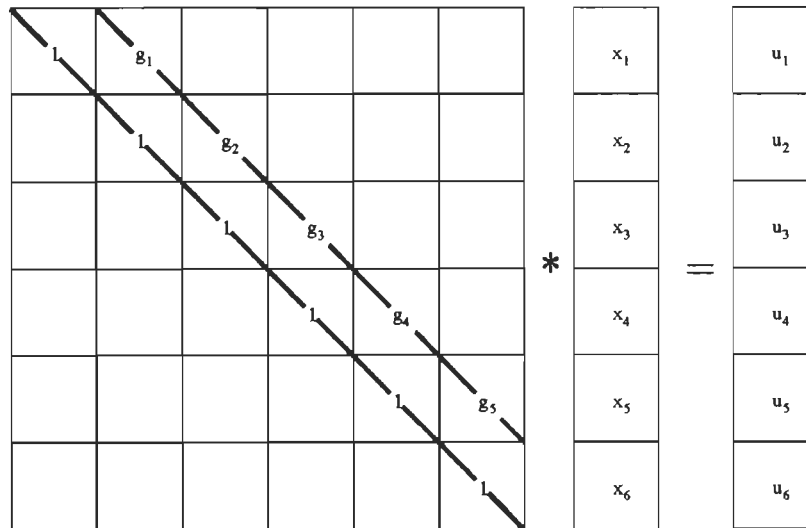


L'algorithme le mieux adapté pour résoudre ce système, est bien celui de THOMAS à matrice tridiagonale. On prend uniquement les deux blocs A et C. de la matrice 2D [38].



Ainsi, on peut trouver les autres blocs  $g_1, g_2, \dots, u_1, u_2, \dots$

Et par récurrence, on peut trouver les blocs  $X_{w-2}, X_{w-1}, \dots, X_1$ .



$$\text{Avec : } \beta = 2. \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right) ; \alpha_1 = \frac{1}{\Delta x^2} ; \alpha_2 = \frac{1}{\Delta y^2} ; \alpha_3 = \frac{1}{\Delta z^2}$$

d'où l'algorithme de THOMAS :

$$\begin{array}{l}
 \gamma_1 = A^{-1} \cdot C \\
 \gamma_2 = (A - C \cdot \gamma_1)^{-1} \cdot C \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \gamma_i = (A - C \cdot \gamma_{i-1})^{-1} \cdot C \quad \text{pour } i = 2 : W - 3 \\
 \\
 \beta_1 = A^{-1} \cdot b_1 \\
 \beta_2 = (A - C \cdot \gamma_1)^{-1} \cdot (b_1 - C \cdot \beta_1) \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \beta_i = (A - C \cdot \gamma_{i-1})^{-1} \cdot (b_i - C \cdot \beta_{i-1}) \quad \text{pour } i = 2 : W - 2 \\
 \\
 \begin{array}{l}
 x_n = \beta_n \\
 x_i = \beta_i - \gamma_i \cdot x_{i+1} \quad \text{pour } i = W - 3 : -1 : 1
 \end{array}
 \end{array}$$

Cet algorithme nous a conduit à l'élaboration d'une topologie basée sur un réseau par arbre binaire pour trouver les  $g_i$  et les  $u_i$ , et un réseau linéaire pour trouver les  $X_i$ .

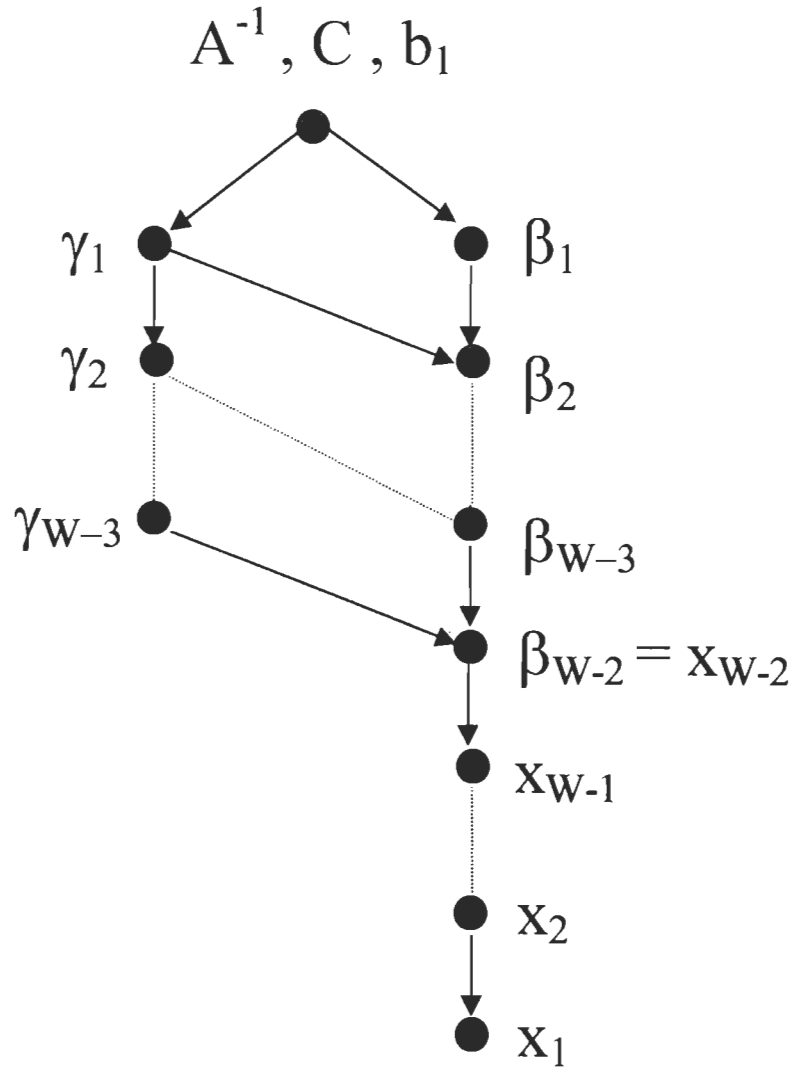


Figure 5.9 Topologie appliquée (Arbre binaire + réseau linéaire)

### 5.6.2.2 Choix de l'architecture parallèle

Pour améliorer la vitesse des machines de calcul, on effectue simultanément en parallèle, autant d'opérations qu'il est possible.

Il existe cependant plusieurs moyens de réaliser des opérations en parallèle. Nous devons donc utiliser une méthode plus détaillée de classification des systèmes de traitement parallèle.

Comme nous avons ici un seul programme qui roule sur tous les nœuds, mais les données traitées sont différentes d'un nœud à l'autre, nous avons adopté l'architecture SPMD (Même programme, plusieurs données).

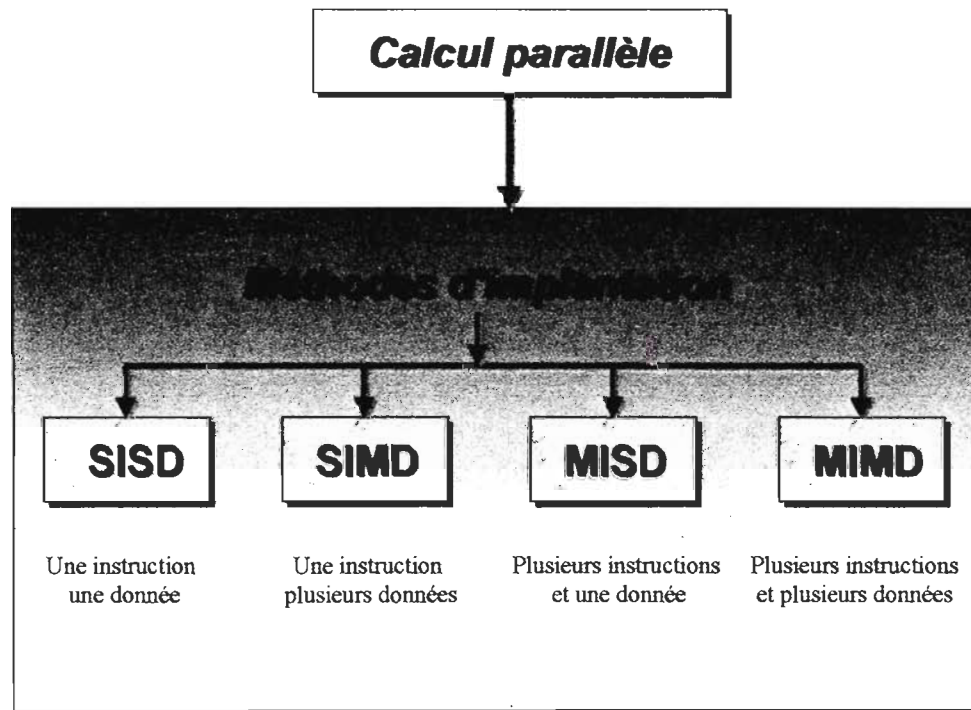


Figure 5.10 Classification des systèmes de traitement parallèle

### 5.6.2.3 Évaluation des performances

Les multiprocesseurs sont des systèmes très complexes, comprenant plusieurs processeurs, plusieurs modules - mémoire, des unités d'entrée / sortie et des réseaux d'interconnexion. L'évaluation des performances d'un multiprocesseur est par conséquent assez complexe. Le fait que le même système puisse résoudre de différentes façons diverses classes de problèmes, complique largement l'évaluation. En effet, les différents problèmes

possèdent différentes potentialités de parallélisation et certains problèmes ne peuvent même pas être parallélisés.

Définissons tout d'abord deux mesures pour évaluer les performances d'un multiprocesseurs [69].

### 5.6.2.3.1 Performances

On définit l'accélération d'un multiprocesseur  $S$  comme le rapport entre le temps d'exécution d'un programme sur un monoprocesseur et le temps d'exécution du même programme sur le multiprocesseur :  $s = T_{\text{séquentiel}}/T_{\text{parallèle}}$

Dans le cas idéal, lorsque le programme peut être partitionné en  $n$  processus de même temps d'exécution, on doit obtenir  $s = n$ . En pratique, la grande majorité des programmes ne peut pas être subdivisée de cette façon, ce qui conduit donc à une surcharge. Il existe habituellement une fraction  $f$  de toutes les opérations du programme qui doit être exécutée en séquentiel, qui ne peut pas donc être parallélisée. En conséquence, l'accélération pratique  $s$  est toujours inférieure au nombre des processeurs  $n$ .

### 5.6.2.3.2 Efficacité

Dans certains cas, la fraction  $f$  des instructions séquentielles, est considérable. Dans ce cas, certains processeurs peuvent être parfois inactifs. On définit alors l'efficacité ou l'utilisation d'un multiprocesseur  $E$  comme le rapport entre l'accélération et le nombre de processeurs  $n$ .

$$E = s / n = T_{\text{séquentiel}} / n * T_{\text{parallèle}}$$

Dans le cas idéal, si l'on peut avoir  $s = n$ , l'efficacité sera  $E = n/n = 1.00$ .

Mais comme dans la pratique  $s < n$ , on a  $E < 1$ .

La conception et la gestion des opérations du multiprocesseur doivent s'efforcer d'obtenir une valeur de  $E$  aussi proche de 1 que cela est possible.

### 5.6.2.4 Organigramme

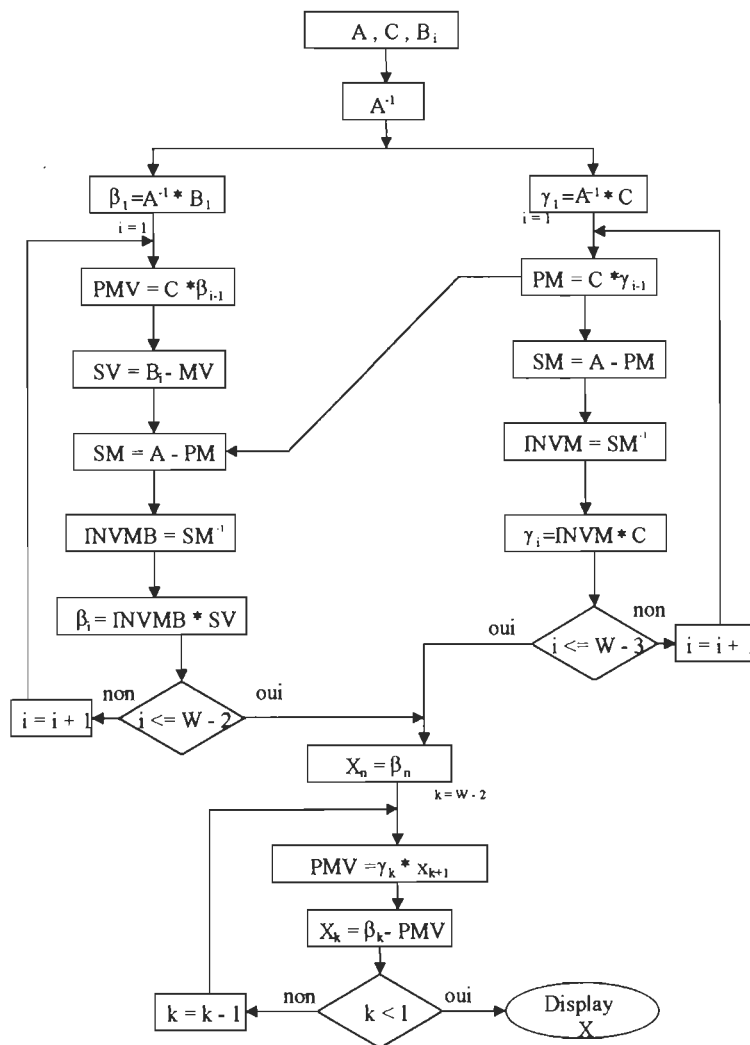


Figure 5.11 Organigramme

### 5.6.2.5 Résultats de simulation

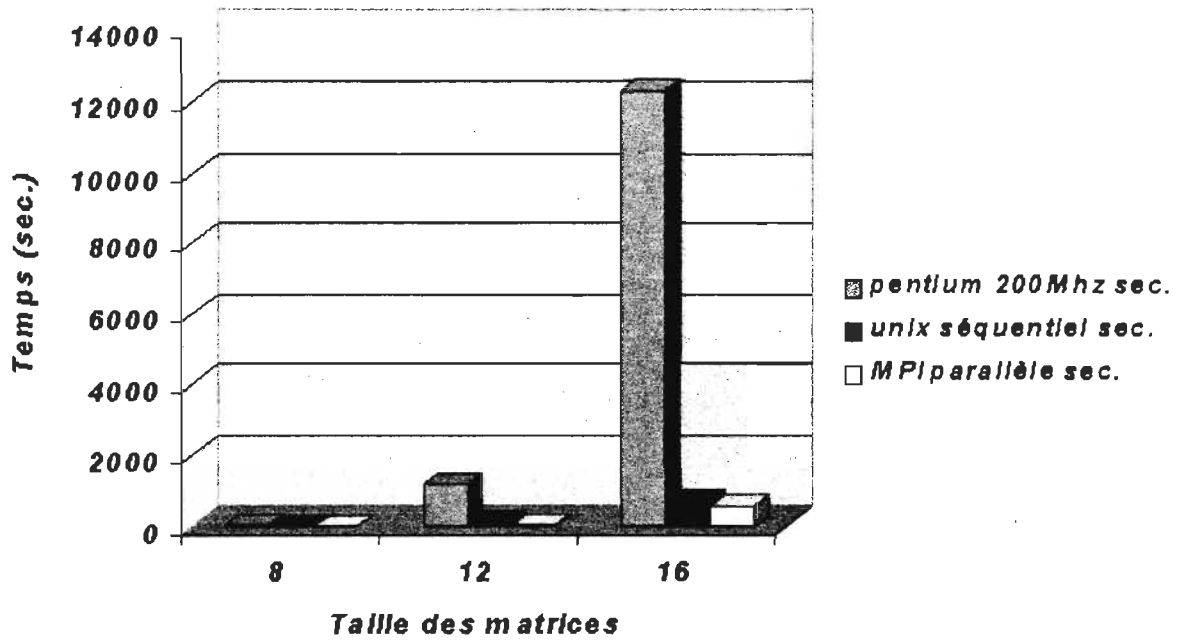


Figure 5.12 Comparaison du temps de calcul entre les trois machines

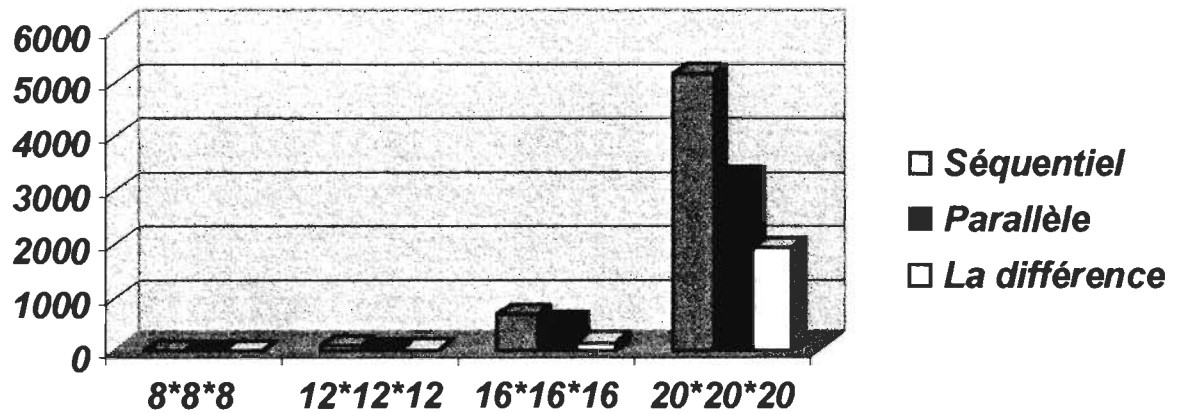


Figure 5.13 Comparaison du temps de calcul entre le code séquentiel et parallèle

Maillage	Temps d'exécution de l'algorithme sur une machine séquentielle en (s)	Temps d'exécution de l'algorithme sur une machine parallèle en (s)	Performances $S_p = \frac{t_{seq}}{t_{par}}$	Efficacité $e_p = \frac{S_p}{p}$
8*8*8	2	1.40	1.43	0.36
12*12*12	56	44.58	1.25	0.31
16*16*16	595	483	1.23	0.30
20*20*20	4063	2933	1.39	0.35

Tableau 5.2 Comparaison au niveau : temps de calcul, performances et efficacité

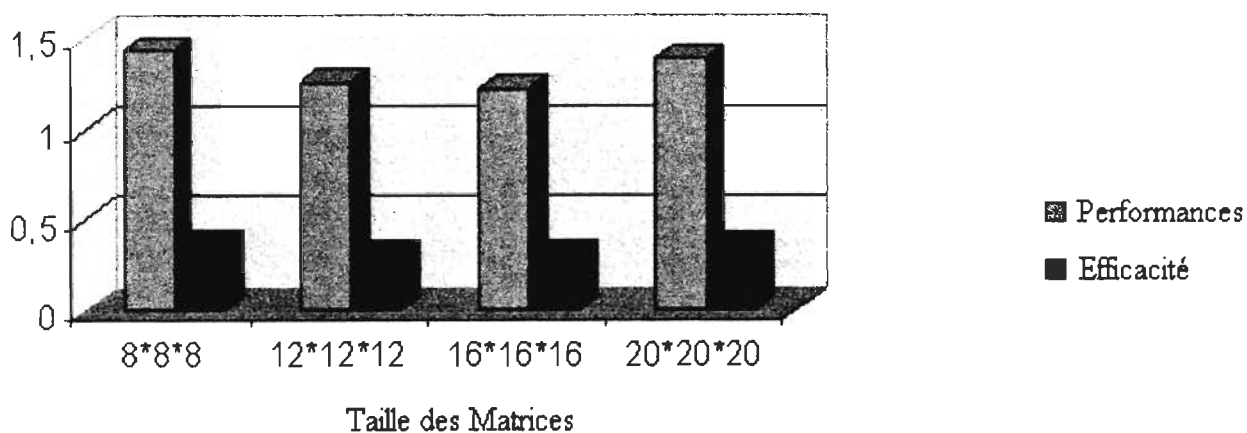


Figure 5.14 Performances et efficacité



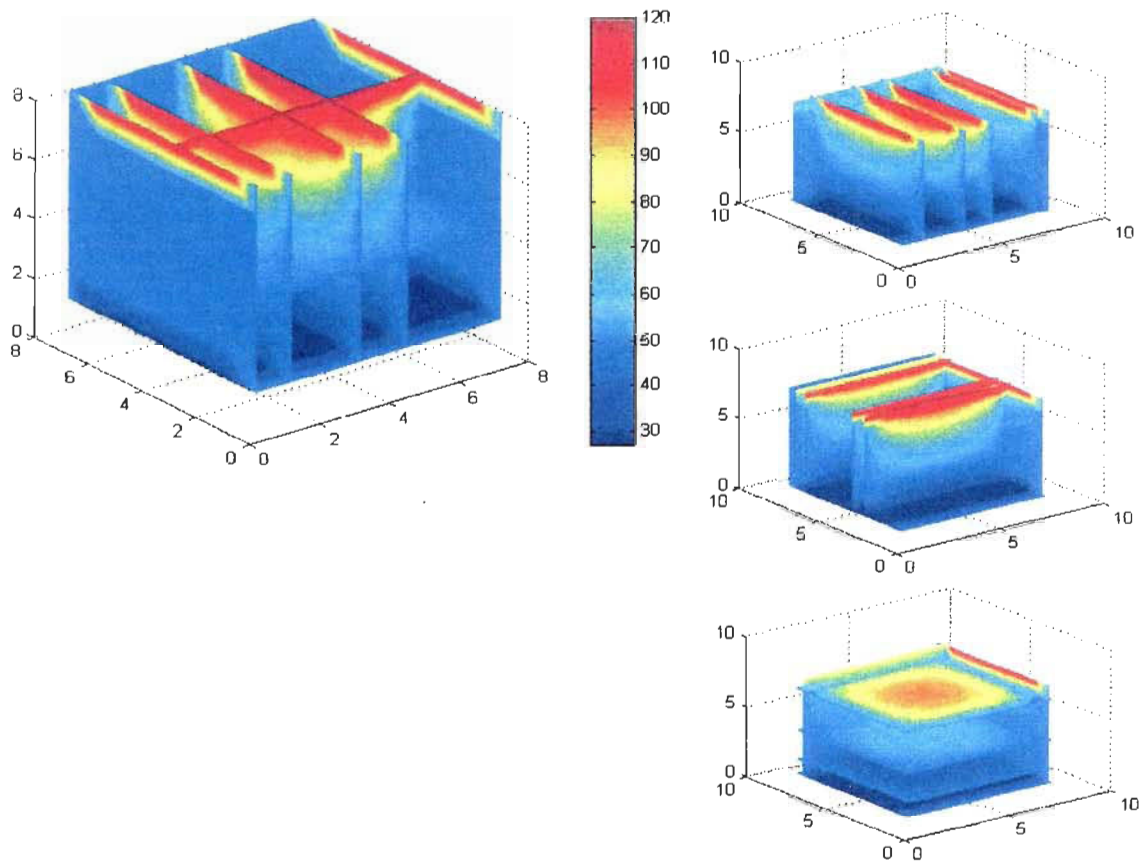


Fig 5.15 Distribution de la température à l'intérieur de la structure

## **Conclusion générale et recommandations**

L'évolution de l'électronique de puissance reste fortement liée à l'apparition sur le marché de composants semi-conducteurs performants, pouvant contrôler des courants et des tensions élevées, le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT), composant réalisant un bon compromis entre état passant et dynamique de commutation, il est devenu l'interrupteur le plus utilisé.

Les contraintes thermiques demeurent parmi les principales limitations des modules de puissance.

Au niveau de la modélisation électrothermique, les logiciels qui occupent actuellement le marché donnent une idée parfaite sur le comportement de ces composants que ce soit du point de vue électrique ou thermique.

Par contre dans une analyse très détaillée et plus réaliste, le traitement nécessite beaucoup de données et de simulation. et le facteur majeur, c'est le temps de simulation.

L'exemple qu'on a traité dans le chapitre V donne une idée parfaite sur l'analyse électrothermique et montre que le temps de simulation augmente d'autant qu'on veut augmenter la précision et raffiner le maillage. De là la précision (géométrie) et la complexité (équations) du phénomène à étudier se trouvent confrontées à ce paramètre.

Par comparaison avec le traitement parallèle, on remarque une nette baisse du temps de simulation. Le tableau 5.2 illustre parfaitement cette comparaison. Ce temps peut être amélioré en optimisant les algorithmes parallèles. Le choix s'étend entre plusieurs architectures et topologies de construction d'un programme parallèle et avec une bonne maîtrise du partage des tâches sur chaque nœud, on peut arriver à améliorer les performances et l'efficacité, d'où il est évident que l'approche du traitement parallèle ouvre des perspectives très larges dans l'avenir.

Les recommandations s'orientent au niveau de la recherche sur l'optimisation de l'algorithme parallèle. En effectuant une parallélisation des opérations (distributions des tâches sur plusieurs processeurs) la plus uniforme possible, mais avec certaines précautions, car dans certains cas le traitement séquentiel est beaucoup plus performant que le traitement parallèle. Le principal inconvénient est le temps de communications entre processeurs. Ce qui étend le choix entre plusieurs topologies selon l'équation à traiter. D'ailleurs on peut combiner plusieurs équations différentielles pour donner une meilleure représentation au niveau du comportement électrothermique d'un ou plusieurs composants selon les différentes couches et structures.

Ajouter à cela, une étude sur la disposition des composants dans une carte à circuits imprimés et la recherche d'une meilleure position de ces organes pour avoir le minimum de pertes d'énergie et pour mieux évacuer la chaleur.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.R. Brown, A. Asenov, J.R. Barker, P. Waind, and D.E. Crees « Calibration of the Numerical Simulation in the Design of High Temperature IGBTs ». Department of Electronics and Electrical Engineering. University of Glasgow. Scotland, UK. 08/1997.
- [2] A.R. Brown, A. Asenov, J.R. Barker, P. Waind, and D.E. Crees « The Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) ». Department of Electronics and Electrical Engineering. University of Glasgow. Scotland, UK. 08/1997.
- [3] A.R. Brown, A. Asenov, J.R. Barker, P. Waind, and D.E. Crees « Numerical Simulation of IGBTs Elevated Temperatures » Department of Electronics and Electrical Engineering. University of Glasgow. Scotland, UK. 08/1997.
- [4] Marion E. Hines « Dynamic Temperature rise in periodically heated heterogeneous structures ». DYNATEMP. Hines Consulting Services. Mastons Mills. Boston.
- [5] NISA II. « User's Manual ». EMRC. Michigan. 1994
- [6] Jacques Arnould. Pierre Merle. « Dispositifs de l'électronique de puissance ». V2 . 1994.
- [7] International Rectifier. « IGBT Designer's Manual ». California. 1994.
- [8] Ahmed Lakhsasi « Note de cours ». GEI 6030. Conception assistée par ordinateur en électrothermie industrielle. Avril 1997. UQTR.CRSNG.
- [9] H. Alan Mantooh, Allen R Hefner, « Electrothermal Simulation of an IGBT PWM Inverter », IEEE Trans, Power Electron, Vol 12, p. 474, May 1997.

- [10] Allen R. Hefner, David L. Blackburn « Thermal Component Models for Electrothermal Network Simulation », IEEE Trans Power, vol 17, p 413, September 1994.
- [11] Allen R. Hefner, « Modeling Buffer Layer IGBT's for Circuit Simulation », IEEE Trans Power, vol 10, p111, March 1995.
- [12] Allen R. Hefner, « A Dynamic Electro-Thermal Model for ther IGBT », IEEE Trans Power, vol 30, p30, March/April 1994.
- [13] Allen R, Hefner, « An Experimentally Verified IGBT Model Implemented in the Saber Circuit Simulator », IEEE Trans Power, vol 9, p532, September 1994.
- [14] J.T.Hsu, L. Vu-Quoc, « A Rational Formulation of Thermal Circuit Models by Finite Element Method and Model Reduction Techniques for Electro-Thermal Simulation », University of Florida, FL 32611, USA.March 1994.
- [15] F. KREITH, « Transmission de la chaleur et thermodynamique », MASSON 1967.
- [16] Jacques. J. Garceau, « Cours phénomènes d'échanges Ing-1013 », septembre 1996.UQTR
- [17] Gordon N. Ellison, « Thermal Computations For Electronic Equipment »,

VNR. NY,1984.

[18] J.P. Holman, « Heat transfert », seven edition , McGraw-Hill 1990.

[19] A.PEREZ-MAS, J.M.FOUCHET, « Électronique Pratique », 1<sup>ère</sup> édition BORDAS,1984.

[20] R. Anholt, « Electrical and Thermal Characterization of MESFETs, HEMTs, and HBTs », Artech house, 1995.

[21] D.H. Bacon, « Basic Thermodynamics and heat transfert », Butterworths,1983.

[22] R. D. Langman, « Worked Examples in Electroheat », ASTON/CAMBRIDGE 1987.

[23] BÉLAÏD f, « Étude Théorique et Expérimentale des Phénomènes Thermiques dans un Convertisseur Électronique de Puissance », Mémoire Ms Sciences en Electronique Indust, Septembre 1990.

[24] A. NAPIERALSKI, S. TOUNSI, J.M. DORKEL, Ph. LETURCQ, « Developing a true 3D transient thermal model for power components or hybrid power circuits », EPE MADEP, pp. 0.104-0.109, Firenze, September 1991.

[25] J.M. DORKEL, a. NAPIERALSKI, Ph, LETURCQ, J.J. SIMON, R. PICAULT, « La méthode des coefficients d'influence : son application à l'identification des paramètres thermiques d'une technologie d'assemblage hybride », 3<sup>ème</sup> colloque sur la thermique, l'Energie et l'Environnement, Perros-Guirec, Trégastel, Juin 1989.

[26] S. RAËL, « Méthodologie de conception des modules de puissance : étude électrothermique de l'association parallèle », Thèse doctorat, INP de Grenoble, Mai 1996

[27] A. AMMOUS. S. GHEDIRA. B. ALLARD. H. MOREL « Estimation du risque de destruction de l'IGBT par modélisation électrothermique », CEGELY-ECPA, 17<sup>ème</sup> Journée tunisiennes d'électronique et automatique, 5 et 6 Novembre 1997. Nabeul-Tunisie.

[28] A. Ammous, S. Ghedira, B Allard and H. Morel « Choosing a thermal model for electrothermal simulation of power semiconductor devices ». CEGELY-INSA-Lyon,

[29] SCHAEFFER, J-P. FERRIEUX, L. PIERRET. « The steady state thermal behaviour of an IGBT module : 2D-FEM. Simulation and influence of materials thermal conductivity and power injection mode ». EPE Journal, vol.1, no1, pp.33-44, December 1992.

[30] Anis Ammous, B. ALLARD, H. MOREL « Transcient temperature measurements and modeling of IGBT's under short circuit ». IEEE, trans on power electronics, vol 13. No1, January 1998.

[31] C. Gillot, L. Meysenc, C. Schaeffer, A. Bicard. « Intefrated single and two-phase micro heat sinks under IGBT CHIPS ». IEEE, Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, Octobre 5-9, 1997.

[32] Ch. ZARDINI, F. RODES, G. DUCHAMP, « Simulations thermiques d'un assemblage hybride de puissance. Régimes stationnaire et instationnaire », Journées GRECO, Clamart, Avril 1988.

[33] J.M. DORKEL, A. NAPIERALSKI, Ph. LETURCQ, E. MONRANI, R. PICAULT, J.J.SIMON, « Conception thermique d'un commutateur hybride de puissance », EPF'90, pp. 109-114, Toulouse, Octobre, 1990.

[34] J.M. DORKEL, A. NAPIERALSKI, Ph. LETURCQ, S. TOUNSI, « Aide à la conception thermique d'un module interrupteur de puissance à transistors MOS. Mesure des coefficients d'influence thermique », Rapport LAAS no90075, Toulouse, Mars 1990.

[35] Ch. ZARDINI, E. WOIRGARD, H. HUILLET, « Simulation thermique des assemblages hybrides de puissance », Journées GRECO CNRS, Bordeaux, Mai 1989.



- [36] E.FARJAH, J.L. SCHANEN, J.P. FERRIEUX, « Power MOSFET modelling based on its behaviour », IEEE-IMAC-TC1'93, pp.461-466, Montreal, July 1994.
- [37] P. LASCAUX. R. THÉODOR « Analyse numérique matricielle appliquée a l'art de l'ingénieur ». Tome 1 et 2. MASSON. 1987
- [38] A. GOURDIN. M. BOUMAHRAT « Méthodes numériques appliquées ». TD-Lavoisier second édition 1989.
- [39] SGC-THOMSON, « Schttky and rectifier diodes databook », 2<sup>ème</sup> Edition, 1994.
- [40] P.DUPUY, K.BELLIL,P.TOUNSI,J-M.DORKELL « Thermal and electrothermal simulation of intefrated power circuits using SMODTHERM software ». 3<sup>rd</sup> THERMINIC Workshop. 21-23 sept 1997. Cannes.
- [41] Pawelski.W, Napieralski.A, Grecki.M « The IGBT circuit-oriented isothermic model ». 3<sup>rd</sup> THERMINIC Workshop. 21-23 sept 1997. Cannes.
- [42] « Device simulation of a Trench-IGBT with integrated diverter structures ». SILVACO, Inc. V6. N#12, Dec 1995.
- [43] Omar Elmazria, J-P-Charles and B.Lepley « Simulation of irradiation effects in IGBT with ATLAS ». Suplec. Université de Metz. SILVACO int. V6 n#2. Fev 1995.
- [44] « Simulation of Latch-up in an n-channel IGBT ». SILVANO, Int. v7, n#4, avril 1996.
- [45] Jean-Marie PETER « Protection des IGBT contre les courts-circuits ». RGF, n#2. Fev 1994.

- [46] H.KOBEISSI « Analyse et simulation des dispositifs semiconducteurs par des méthodes finies ». Dépt de Génie électrique. Université de Montréal. Ecôle polytechnique. Juillet 1993.
- [47] F.CALMON « Participation à l'étude du comportement électrothermique des IGBT ». Thèse Doctorat. I.N.S.A.L, Lyon. Juillet 1995.
- [48] D.BENADDA, F.VANDEVILLE « Electronique : Problèmes d'examens corrigés et commentés ». Electronique de puissance. Haceurs et Onduleurs. Eyrolles. 1987.
- [49] A.BA-RAZZOUK « Conception d'un système de commande et d'alimentation de moteurs à courant continu ». Rapport de recherche. UQTR Hiver.1996.
- [50] A.MEFTAH « Réalisation d'un onduleur triphasé commandé par modulation de largeur d'impulsion ». Rapport de stage. UQTR, Janvier 1995.
- [51] F.LABRIQUE, G.SEGUIER « Les convertisseurs de l'électronique de puissance ». Tome 4. La conversion continu-alternatif. Technique et documentation. Lavoisier.1989.
- [52] Malay.TRIVEDI, Krishna SHENAI « Critical evaluation of IGBT performance in zero current switchng environment ». Syst on silicon research center. Depart of Elect Eng and compt Science. Univ of illinois of Chicago. 1997.
- [53] J.SIGG, P. TÜRKES, R.KRAUS « Parameter extraction methodology and validation for an electro-thermal physics-based NPT IGBT Model ». IEEE. Ind App. Society. Annual meeting . New-orleons, Louisiana, Oct 5-9. 1997.
- [54] S.AZZOPARDI, J-M-THEBAUD, J-M-VINASSA et C.ZARDINI « Thermal resistance influence of a power hybrid assembly of the internal physical and electrical behaviour of the IGBT ». 4<sup>ème</sup> Int Workshop. Polznan. Poland 12-14 June 1997.

- [55] K.GAUEN « New Models and techniques analyse power transistor and its thermal environment ». MOTOROLA Inc, Kokmo, Indiana, PCIM. August 1996.
- [56] Mohan undeland ROBBINS « Power electronics converters applications and design ».2<sup>nd</sup> Edition. WILEY. 1995.
- [57] « APLAC User's Manual ». Nokia research center. Finland 1997.
- [58] A.ELASSER, V. PARTHASARATHY, and D.A.TORREY « A Study of the internal device dynamics of Punch-Through and Nonpunch-Through IGBT's under Zero-Current-Switching ». IEEE. Trans on Power Elect. Vol 12. No. 1. January 1997.
- [59] A.R.BROWN, A.Asnenov, J.R.BARKER « Development of a parallel 3D finite element power semiconductor device simulator ». Depart of Electronics and Electrical Enginering. University of Glasgow. Scotland. UK. August 1997.
- [60] A.R.BROWN, A.Asnenov, J.R.BARKER « Topologically rectangular finite element grids in the parallel simulation of semiconductor devices ». Depart of Electronics and Electrical Enginering. University of Glasgow. Scotland. UK. August 1997
- [61] A.R.BROWN, A.Asnenov, J.R.BARKER « Partitioning of topologically rectangular finite element grids ». Depart of Electronics and Electrical Enginering. University of Glasgow. Scotland. UK. August 1997.
- [62] A.R.BROWN, A.Asnenov, J.R.BARKER « Scalable parallel 3D finite element nonlinear Poisson solver ». Depart of Electronics and Electrical Enginering. University of Glasgow. Scotland. UK. 16 August 1994.
- [63] NISAI « User's Manual ». EMRC. Michigan. 1994.
- [64] « SABER User's Guide ». ANALOGY, Inc. 1987-93.
- [65] « Semikron International ». innovation + service. Partner for Power Electronics. 1997-98.

- [66] Adam Skorek «A parallel approach for electrothermal analysis of power electronics devices ». InterPACK'97, june 15-19, 1997. Island of Hawai'i.
- [67] » AVX series 2 Parallel computer system, Training session ». Alex ///
- [68] » MPI Primer Developing With LAM ». Ohio Supercomputer, Nov 1996.
- [69] D. TABAK. « Les multiprocesseurs » Masson 1992.
- [70] Peter S. Pacheco « Parallel Programming with MPI », Morgan Kaufmann Publishers, Inc 1997.
- [71] M. Snir, J. Dongarra « MPI The complete reference », The MIT Press, Massachusetts Institute of Technology. 1996.
- [72] J.P.NOUGIER « Méthodes de calcul numérique ». Paris. MASSON.1983.
- [73] C.NOWAKOWSKI « Méthodes de calcul numérique ». Tome 2. Programmes en Basic et en Pascal. P.S.I. 1983.
- [74] G.DHATT, G.TOUZOT « Une présentation de la méthode des éléments finis ». Édition PARIS.

## ANNEXE I

- Simulation électrothermique sur SABER d'un onduleur monophasé avec charge RL (Signaux) : d'attaque, courant, tension, température.
- Simulation électrothermique d'un IGBT sur NISA.
- Programme sur Matlab pour tracer  $I = f(T)$ , sans et avec T.
- Programme sur Matlab (dfd1a.m) pour la discrétisation de l'équation de la chaleur en 1D, distribution de la température.
- Résultats de simulation sur Matlab pour la résolution de l'équation de POISSON en 3D

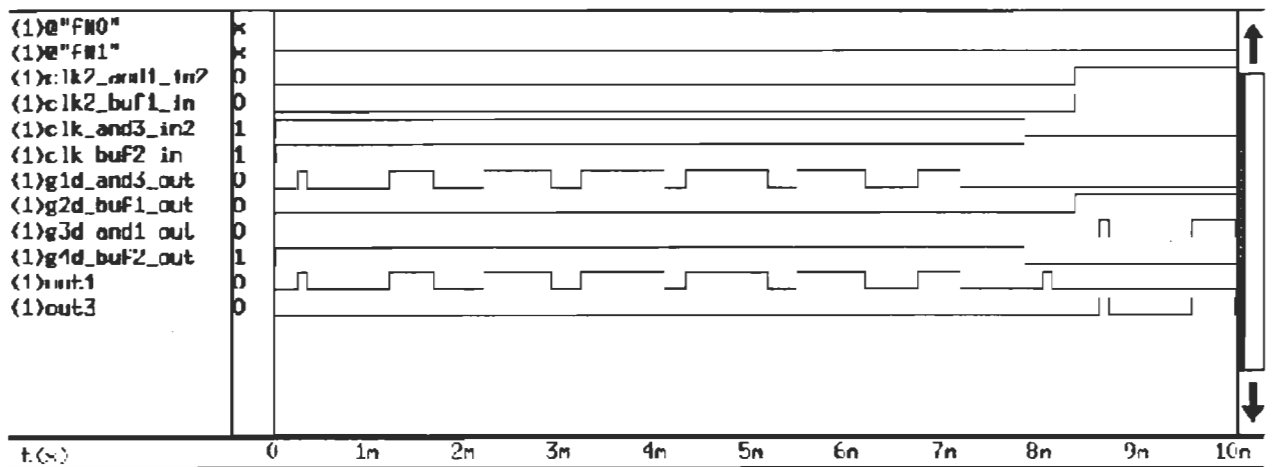


Fig 4.19 . Analyse des séquences pendant 10 ms

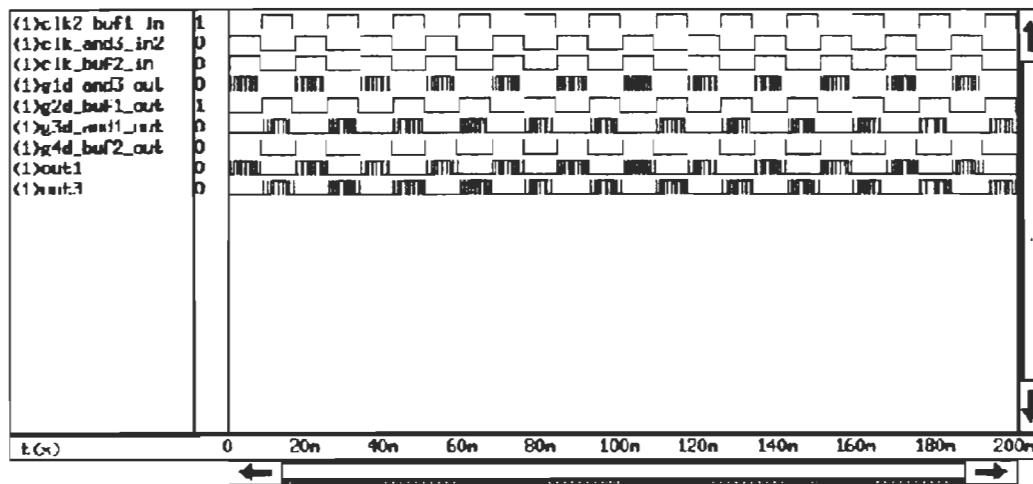


Fig 4.20 . Analyse des séquences pendant 200ms

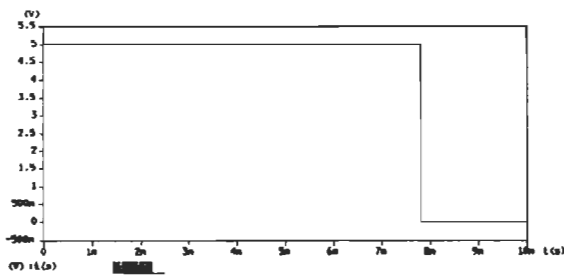


Fig 4.21. Tension appliquée à la gâchette de l'IGBT4

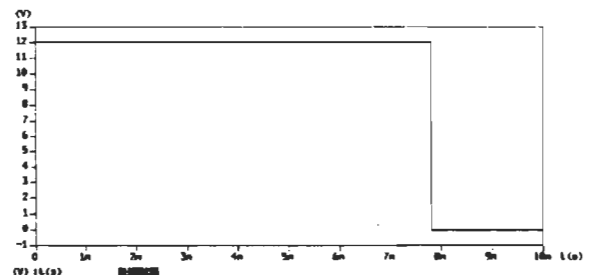


Fig 4.22. Tension appliquée

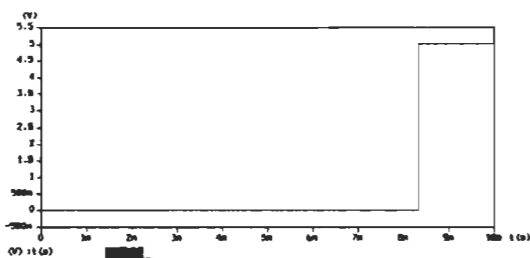


Fig 4.23. Tension appliquée à la gâchette de l'IGBT2

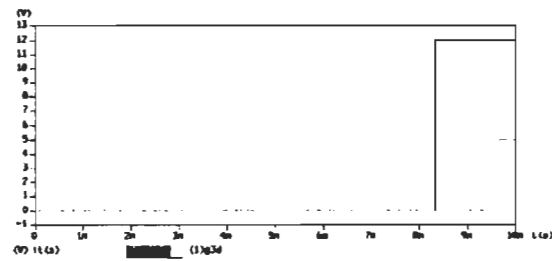


Fig 4.24. Signal de commande clk<sub>2</sub> avec V<sub>G3</sub>

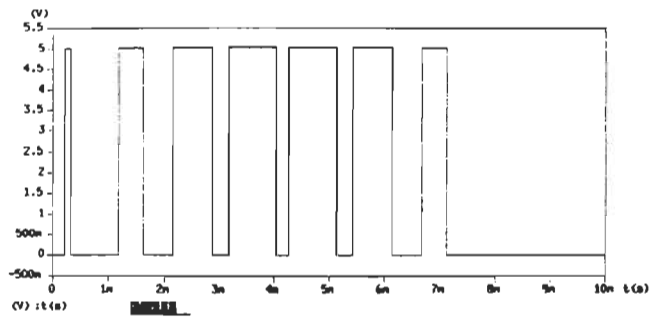


Fig 4.25 . Signal de commande qui attaque l'IGBT1

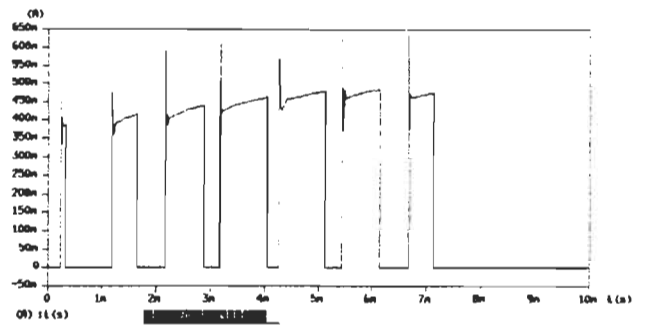


Fig 4.26 . Courant du collecteur de l'IGBT1

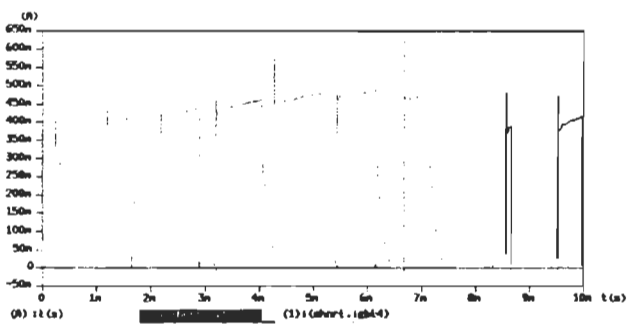


Fig 4.27 . Courant dans le colecteur de l'IGBT4

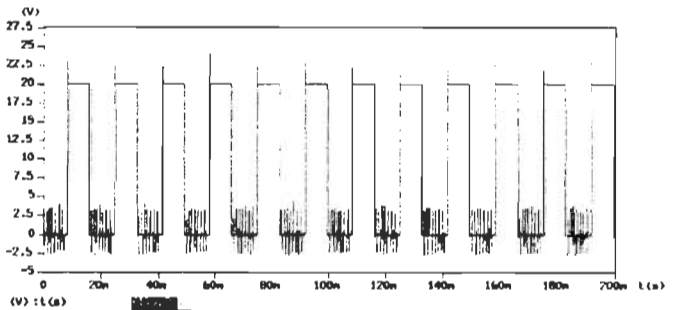


Fig 4.28 .  $V_{gachette}$  de l'IGBT2

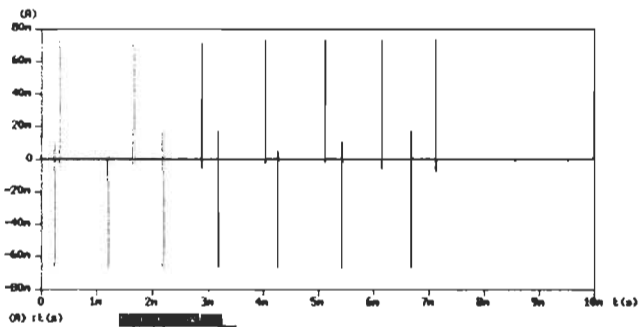


Fig 4.29 . Courant  $i_{g1}$

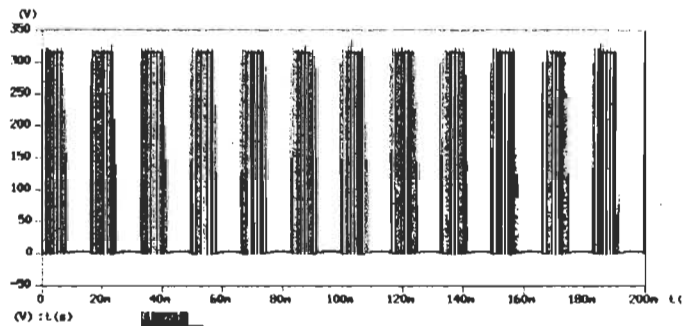


Fig 4.30 .  $V_{gachette}$  de l'IGBT1

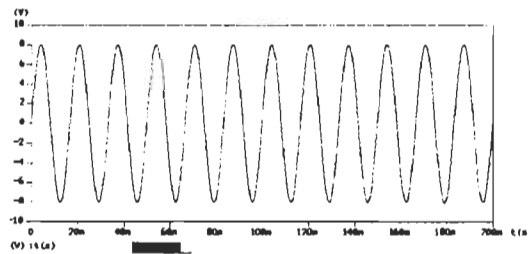


Fig 4.31 . Signal de contrôle

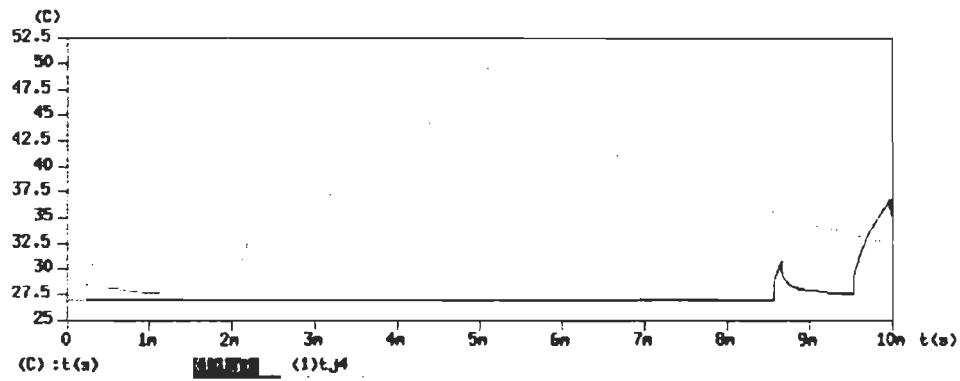


Fig 4.32 . Température de jonction au niveau de l'IGBT3 et 4 sur 10ms

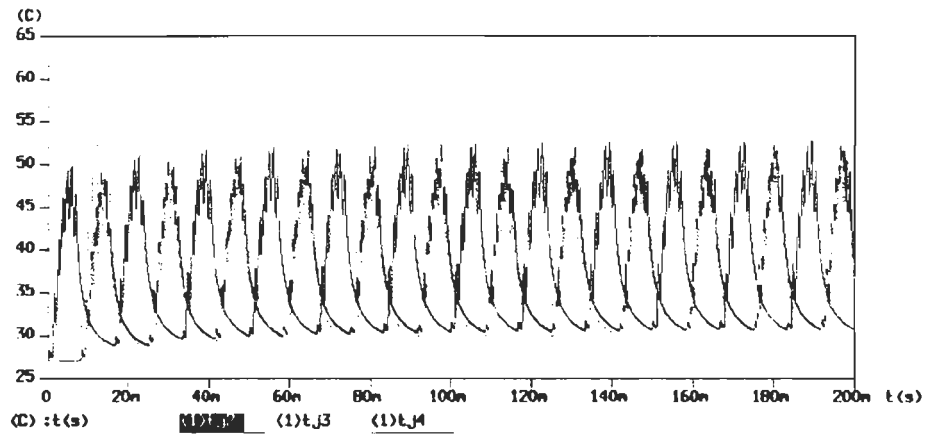


Fig 4.33 . Température de jonction au niveau de l'IGBT2,3 et 4 sur 200ms

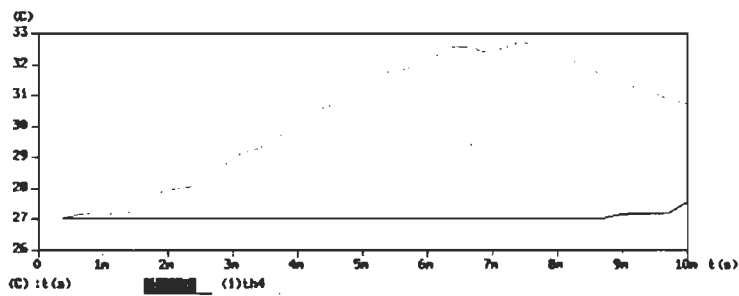


Fig 4.34 . Température au niveau de la boîte de l'IGBT3 et 4 durant 10 ms

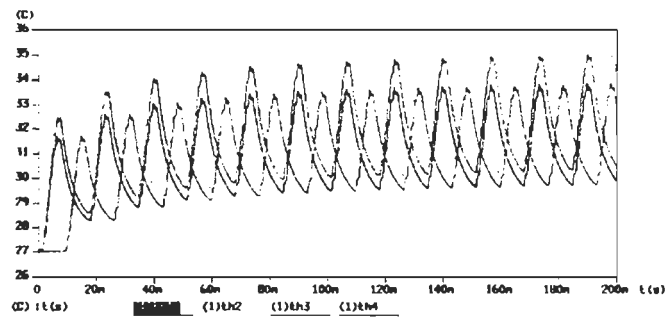


Fig 4.35 . Température au niveau de la boîte de chaque IGBT durant 200ms



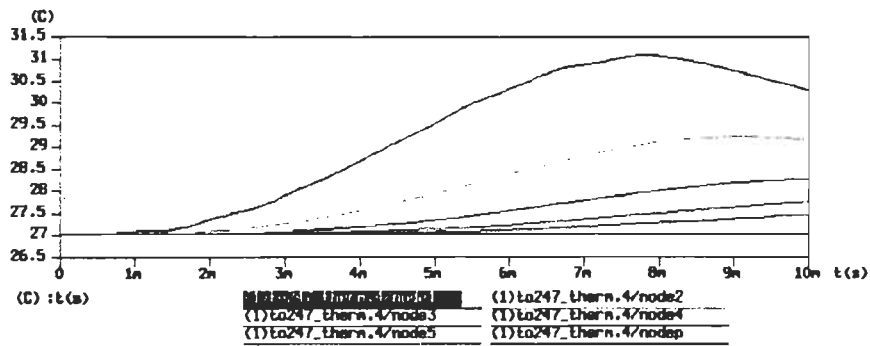


Fig 4.36. Distribution de la température sur quelques nœuds du boîtier TO247 de l'IGBT4

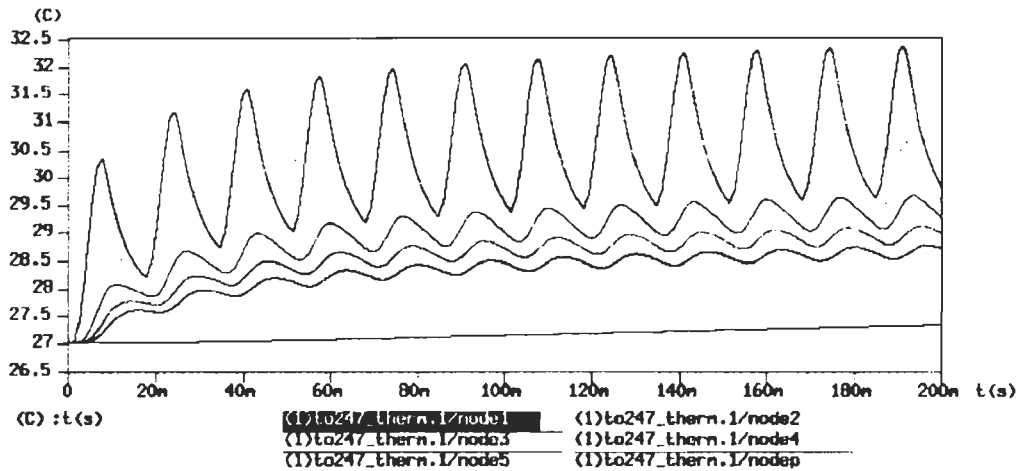


Fig 4.37. Distribution de la température sur quelques nœuds du boîtier TO247 de l'IGBT1

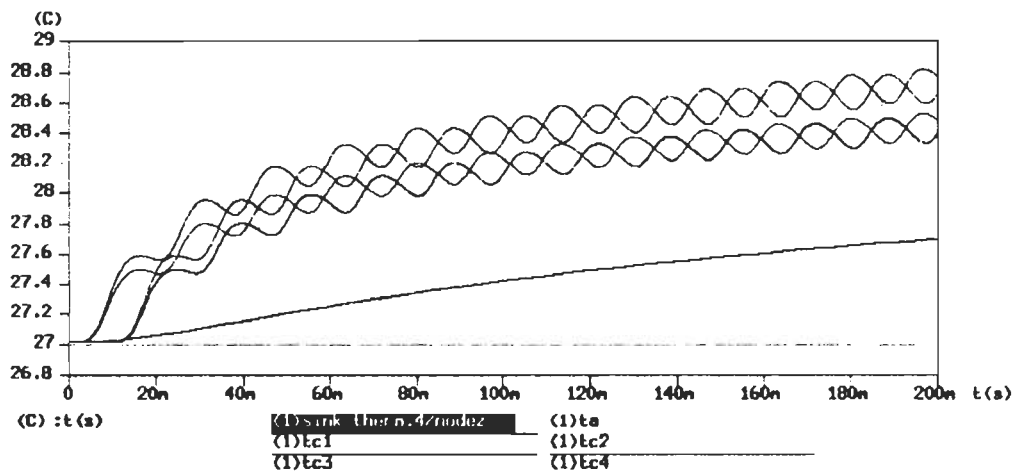


Fig 4.38. Température du radiateur TTC1406 sur les quatre IGBT durant 200 ms avec  $t_a = 27^\circ\text{C}$

## Simulation SABER

Listing : (Spécifications)

---

Composants électriques :

```
v.vaa      vaa  0 = 300
l.l1      vaa  vr = 80u
r.r1      vr   va = 30
r.rg      vgg  vg = 10
pulsgen.1 vgg  0 = 20
```

Model Electro-thermique d'un IGBT :

```
Igbt_therm.1  va  vg  0  tj =tauht_1=1.6, kp=1.5
```

Composants thermiques :

```
Chip_therm.1  tj  th = thick=0.05, a_chip=0.1
To247_therm.1 th  tc = a_chip=0.1, ychedm=0.2
Ttc1406_therm.1 tc  ta = a_heat=0.4
t.ta          ta  0 = 300
```



```

KXX ,      4,0,      0,.32E-04,,,,,0
KYY ,      4,0,      0,.32E-04,,,,,0
KZZ ,      4,0,      0,.32E-04,,,,,0
C ,        4,0,      0,.36,,,,,0
DENS,      5,0,      0,.532E-11,,,,,0
KXX ,      5,0,      0,.32E-04,,,,,0
KYY ,      5,0,      0,.32E-04,,,,,0
KZZ ,      5,0,      0,.32E-04,,,,,0
C ,        5,0,      0,.36,,,,,0
*TIMEAMP
1,5,0
.0,.0,10.0,1.0,30.0,1.0,40.0,.0
100.0,.0
*HEATCNTL, ID=      1
1,1,1,.001
*TIMEINTEG
0.5,1.0,100.0,1.0,0.0,.5,5
*ELHEATGEN
** ELHEATGEN SET =      1
   124, 3.30000E-05,,,      ,      1
   125, 3.30000E-05,,,      ,      1
   126, 3.30000E-05,,,      ,      1
*CONVBC
** CONVBC SET =      1
   1,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
   2,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
   3,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
  10,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
  11,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
  12,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
  19,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
  20,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
  21,,,1,-1,
.700E+00, .405E+03
*STEPWISE
1.0,1.0,1.0,1.0,1.0,1.0,1.0,1.0
1.0,1.0,4.0,4.0,4.0,4.0,4.0,1.0
1.0,1.0,1.0,1.0,1.0,1.0,1.0,1.0
1.0,6.0,6.0,6.0,6.0,6.0,6.0,6.0
6.0,6.0,6.0
*TEMPHISTORY
10,19,31,79,119,123,127,199,203,219,223
*TEMPOUT
.0,10.0,1.0
10.0,30.0,4.0
30.0,40.0,1.0
40.0,100.0,6.0
*ENDDATA

```

```

% Caractéristique Courant-Tension, et droite de charge
clear
k=1.380662*1e-23;
q=1.6021892*1e-19;
iso=1e-9;
teta=1.9;
tp=298;
vcc=12;
r=5;
    i=0;

    for v=.5:.01:1.1;
        i=i+1;
        id=iso*(2^((tp-298)/10))*(exp(v*q/(teta*k*tp))-1);
        idi(i)=id;
        is=(vcc-v)/r;
        isi(i)=is;
    end

v=.5:.01:1.1;
plot(v,idi,'r',v,isi,'b');grid

hold on
    for v=1.1:-.00001:1;
        id=iso*(2^((tp-298)/10))*(exp(v*q/(teta*k*tp))-1);
        is=(vcc-v)/r;
        if abs(is-id) < 1e-4
            plot(v,is,'mo')
        else
            end
    end
hold off

```

```

% Caractéristiques Courant-Tension avec influence de la température
clear
k=1.380662*1e-23;
q=1.6021892*1e-19;
iso=1e-9;
teta=1.9;
vcc=12;
r=5;
j=0;
for tp=298:10:398;
    i=0;
    j=j+1;
    for v=.5:.01:1.1;
        i=i+1;
        id=iso*(2^((tp-298)/10))*(exp(v*q/(teta*k*tp))-1);
        idi(j,i)=id;
        is=(vcc-v)/r;
        isi(i)=is;
    end
end
v=.5:.01:1.1;

plot(v,idi);grid
axis([0.5 1.1 0 5])

zoom

```

```

clear

% Discrétisation de l'équation de la chaleur en 1D

L=550*1e-4;
S=10*1e-2;
c=1.63;
ro=1;
K0=1.5486;
p=3000;
a=0.6;
Ta=27+273;
M=input('Donner le nombre de points à discrétiser selon x = ');
N=input('Donner le nombre de points à discrétiser selon t> 3.x = ');
Tf=input('Donner le temps final pour estimé la température à la fin du canal en us= ');Tf=Tf*1e-6;

% calcul du pas selon x et t
dx=L/(M-1);dt=Tf/(N-1);
u=dt/(S*ro*c*dx);

% calcul de la durée d'impulsion
tfer=round(a*(N-1));

% Les conditions aux limites
for i=1:M-1
    T(i,1)=Ta;
end;

for j=1:N
    T(M,j)=Ta;
end;

% Calcul de r(i,1) selon les conditions aux limites
for i=1:M-1;
    k(i,1)=K0*(300/((T(i+1,1)+T(i,1))/2))^(4/3);
    Rth(i,1)=dx/(S*k(i,1));
    r(i,1)=u/Rth(i,1);
    l(i,1)=dx/(S*k(i,1));
end

for j=1:N
    if j <= tfer
        P(j)=p;
    else
        P(j)=0;
    end
end

```

```

end

if r <= 0.5
    disp ('Le procédé est stable : Ok pour le calcul...');
else
    disp('Le procédé ne peut être appliqué, le calcul est instable. refaire le maillage');
    stop
end

% Évolution du système, schéma explicite car en calcul T(i,j)
% à partir des valeurs précédentes T(i,j-1)

for j=2:N
    for i=2:M-1
        T(i,j)=r(i-1,j-1)*T(i-1,j-1)+(1-r(i-1,j-1)-r(i,j-1))
        )*T(i,j-1)+r(i,j-1)*T(i+1,j-1);
        end
        k(i,j)=K0*(300/((T(i+1,j)+T(i,j))/2))^(4/3);
        Rth(i,j)=dx/(S*k(i,j));
        r(i,j)=u/Rth(i,j);
        l(i,j)=dx/(S*k(i,j));
        T(1,j)=T(2,j)+l(1,j)*P(j);
    end

% Affichage des résultats
for j=1:N;
    t(j)=j*dt;
end
for i=1:M;
    x(i)=(i-1)*dx;
end

figure(1)
plot(t*1e6,T(1,:), 'r');grid;zoom
axis([0 Tf*1e6 Ta Ta+160])
title ('Réponse de la température To par la méthode des différences finies')
xlabel(['t [us]', ' M = ', num2str(M), ' noeuds / x', ' N = ', num2str(N), ' noeuds / t'])
ylabel('To [K]')

figure(2)
plot(t*1e6,P/1000, 'b');grid;zoom
axis([0 Tf*1e6 0 p/1000])
title ('Réponse d\'une impulsion de puissance dissipée P')

```



dfdia.m

```
xlabel('t [us]')
ylabel('P [kW]')

figure(3)
for e=10:10:Tf*1e6
hold on
plot(x*1e4,T(:,e),'r');grid;zoom
end
axis([0 L*1e4 Ta Ta+120])
title ('Distribution de la température')
xlabel('x [um]')
ylabel('T [K]')
```

**Note :** On peut ajouter dans l'affichage (plot) : le terme k(:,e),'g'

## Exemple d'application de la résolution de l'équation de Poisson

» dfd2

Donner la distance OX = 30

Donner la distance OY = 70

Donner le nombre de points selon OX = 10

Donner le nombre de points selon OY = 6

Donner la valeur de la température le long de la frontière basse = 20

Donner la valeur de la température le long de la frontière haute = 20

Donner la valeur de la température le long de la frontière droite = 20

Donner la valeur de la température le long de la frontière gauche = 0

\*\*\*\*\*

\* Voulez-vous imposé la chaleur : \*

\* 1. A un noeud ? \*

\* 2. Dans un ensemble des noeuds ? \*

\* 3. Dans tous les noeuds internes ? \*

\*\*\*\*\*

Entrez votre choix : 3

Donner la quantité de chaleur à imposé sur l'ensemble des noeuds internes = 0

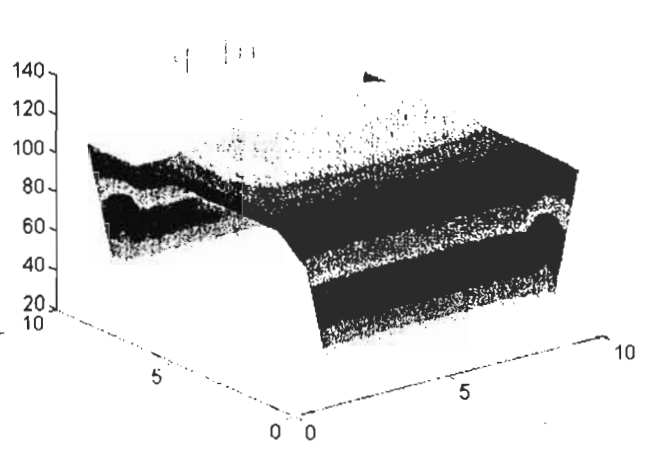
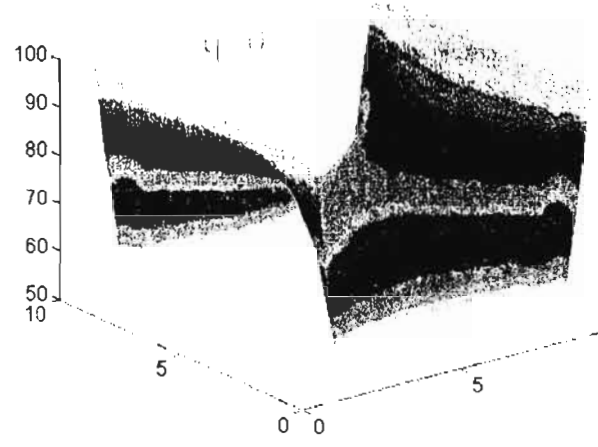
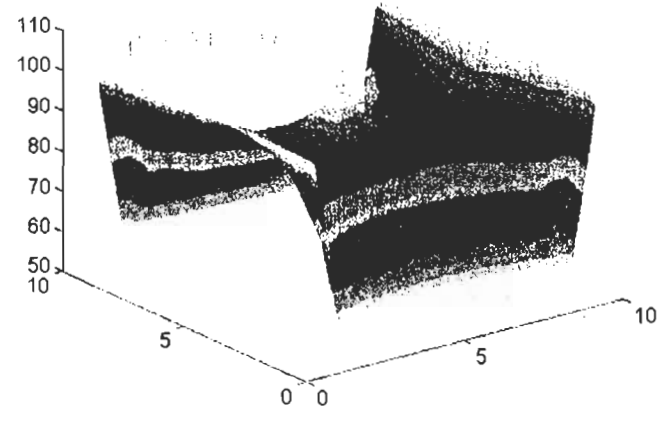
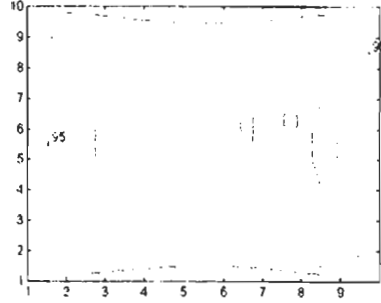
dim =

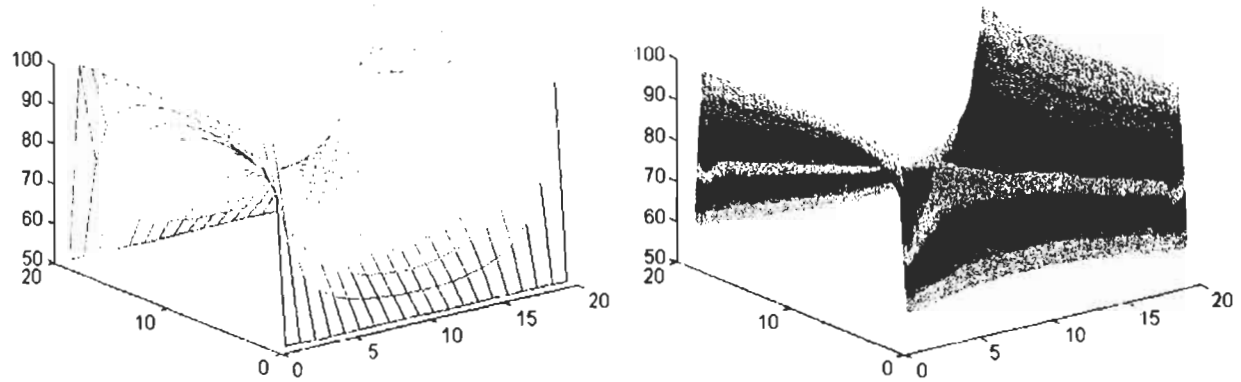
32

T =

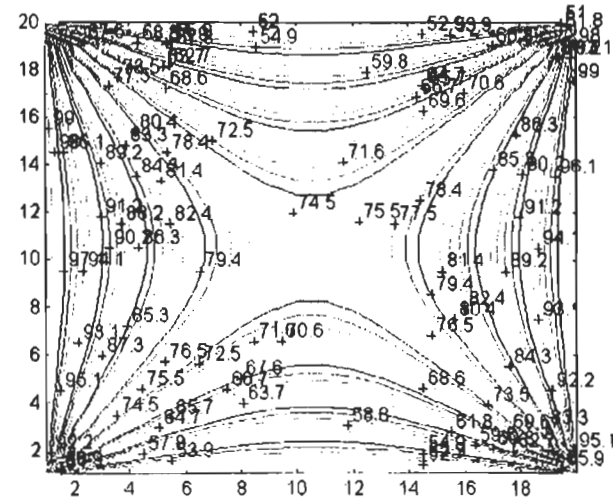
20.0000	0	0	0	0	20.0000
20.0000	4.0675	2.6394	2.6394	4.0675	20.0000
20.0000	7.3129	5.1978	5.1978	7.3129	20.0000
20.0000	9.9588	7.6363	7.6363	9.9588	20.0000
20.0000	12.1673	9.9432	9.9432	12.1673	20.0000
20.0000	14.0577	12.1240	12.1240	14.0577	20.0000
20.0000	15.7210	14.1951	14.1951	15.7210	20.0000
20.0000	17.2281	16.1798	16.1798	17.2281	20.0000
20.0000	18.6376	18.1050	18.1050	18.6376	20.0000
20.0000	20.0000	20.0000	20.0000	20.0000	20.0000

M=10 ;  
N=10 ;  
Ox=10 ;  
Oy=10 ;  
FB=100 ; FH=100 ; FD=50 ; FG=50 ;



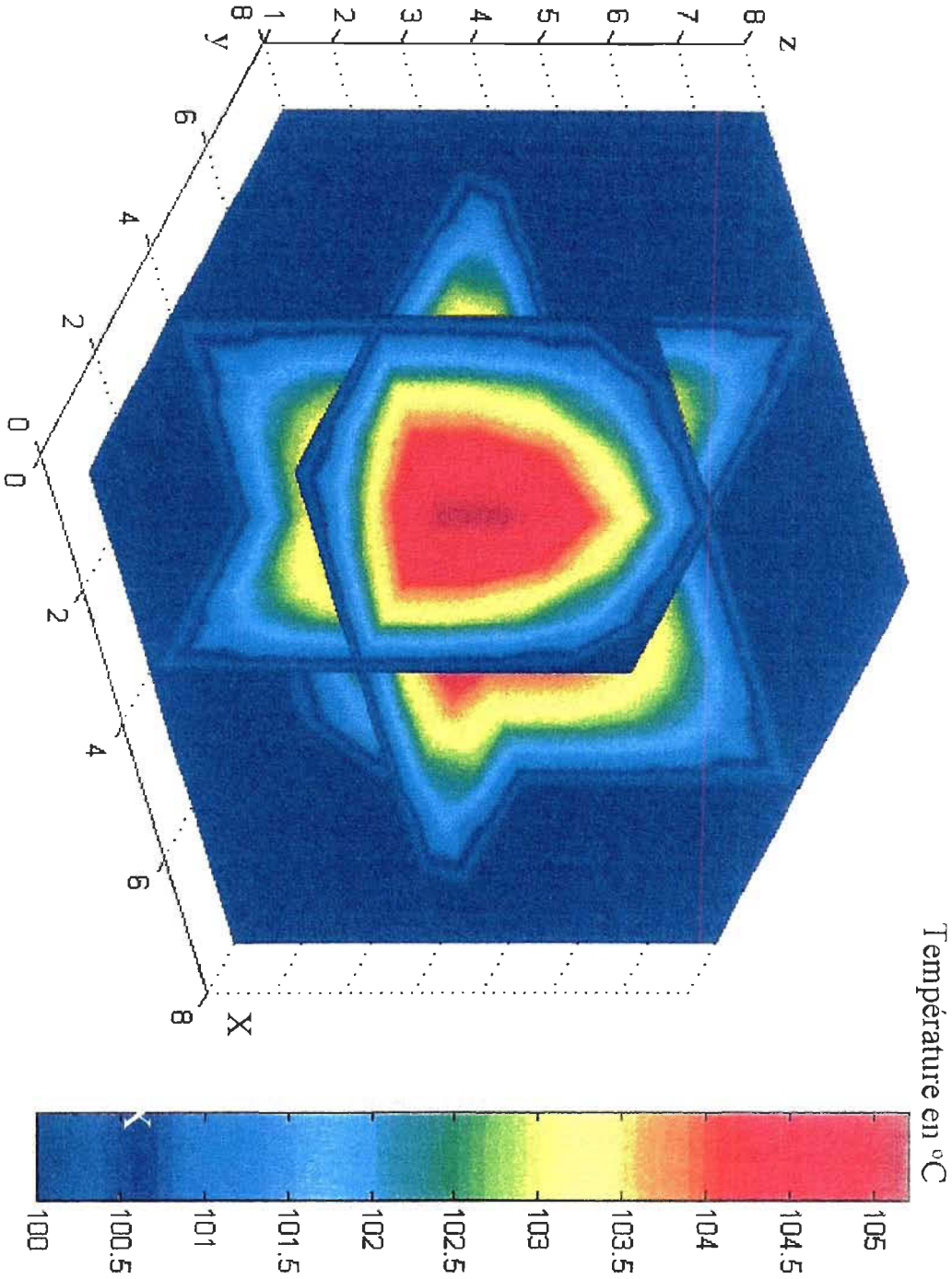


$ox = 20$   
 $oy = 20$   
 $M = 20$   
 $N = 20$   
 $FB = 50 \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $FH = 50 \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $FD = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $FG = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $q = 0$





Résolution de l'Équation de Poisson en 3D : Exemple d'application



## ANNEXE II

- Fiche technique : HARRIS Semi-conductor IGBT.
- Models CJ and CH (Metal film resistors).
- International Rectifier IGBT, modèle : IRGPH50MD2.
- Wakefield Engineering (les radiateurs).

## PARALLEL OPERATION OF SEMICONDUCTOR SWITCHES

Sebald R. Korn, Consulting Applications Engineer

In uninterruptible power supplies demands for current handling capability to meet load current requirements plus margins for overload and reliability purposes often exceed the capability of the largest semiconductor device type considered and paralleling may become an attractive alternative. All switching power semiconductors starting with SCR's [1], bipolar transistors [2-4] darlington's [5] and field effect transistors [6-10], have been successfully paralleled, but proper precaution had to be taken. We will review some of these methods, describe the characteristics of the insulated gate transistors, and show the proper methods to operate this relatively new family of devices in parallel.

All semiconductor circuits using parallel connected devices to switch a higher load current can easily be analyzed by using Kirchoff's law. As long as all voltage drops in the parallel branches are equal, the currents through the branches are equal.

This sounds sensible and logical, but as soon as we consider the different stages every switching device has to assume and we consider the parameters of each switching device which guarantees equal voltage drops in the branches over the required temperature range and over the duration of the switching cycle, complications begin to appear.

At first glance, each switching device has only two functional states, an "off-state" and an "on-state". But by closer examination, we have to consider how we get from "off" to "on" and back to "off", the "dynamic" area of the switching waveform (Figure 1). The dynamic area is only a fraction of the total waveform, but it is by far the most important when it comes to parallel operation.

In power electronics, there are three different load types; resistive, capacitive, and inductive. The resulting waveforms are sufficiently different to require either different switching devices or the circuit designer may have to change the switching circuit to meet the different requirements, especially when devices are operated in parallel.

### Off-State

The off-state is probably the least demanding state in parallel operation of semiconductor devices. As long as leakage current is low, even differences of more than 100% would not create any difficulties.

### On-State

The on-state is again a relatively uncritical and uneventful period (Figure 2). Most devices in switching applications are overdriven and differences in gain or transconductance do not translate into proportional output current.

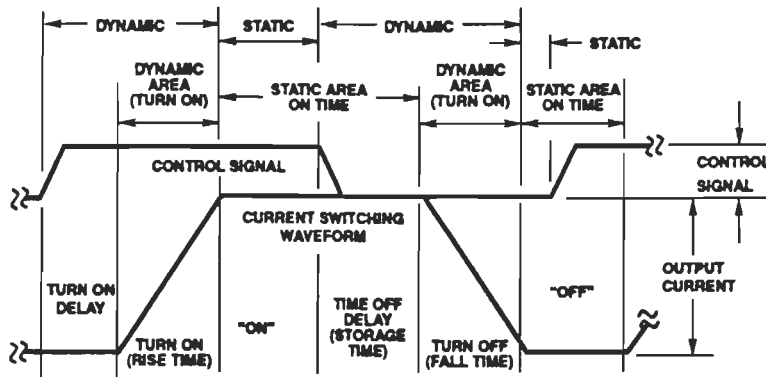


FIGURE 1. SWITCHING WAVEFORM DEFINITIONS.

8  
APPLICATION NOTES



## Application Note 9320

Even if a bipolar device takes a larger share of the total current, the rapid fall-off in gain and the increase in  $V_{SAT}$  as it takes the higher share will prevent disaster. Thermal runaway in bipolar applications is not as frequent as we may believe [2-4].

For bipolar devices, the parameter having a clear negative temperature coefficient is  $V_{BE}$ .  $V_{CE(SAT)}$ , on the other hand, can have positive or negative temperature coefficient depending on the device type (npn or pnp) and operating point.

The ease of paralleling of power FETs has been pointed out by many authors [6-9], and has been demonstrated in many applications, although each application requires analysis of both dynamic and static sharing.

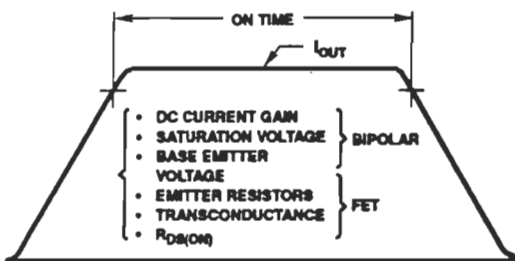


FIGURE 2. ON TIME OF SWITCHING WAVEFORM AND CONTROLLING PARAMETERS.

### Turn-On Delay Time

Turn-on delay time is the time from where the control signal is applied, reaches 10% amplitude, to the point where the switched current rises to the 10% amplitude (Figure 3).

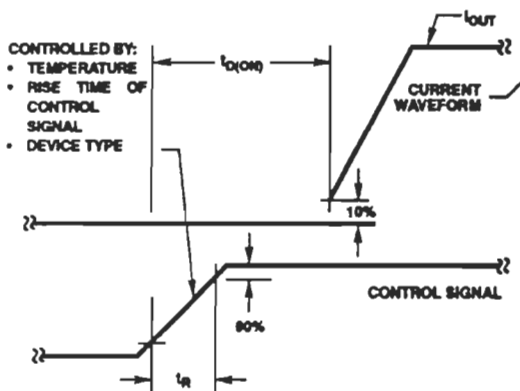


FIGURE 3. DEFINITION OF TURN-ON, DELAY TIME,  $T_{D(ON)}$  AND CONTROLLING PARAMETERS.

Fortunately, differences in turn-on delay are relatively small. Although this delay is significant in large-area SCR's, but it is much less a problem with bipolars or power FET's. It is less important when switching inductive loads, but should be monitored when devices to be paralleled switch resistive load, discharge capacitor or have to carry the recovery current of a diode.

Needless to say, it is desirable to have small turn-on delays for parallel operation. To reduce deltas in  $t_{D(ON)}$ , it is advisable to drive devices with fast rising control signals and use devices from the same mask design. The same device type number does not guarantee that they are made from the same mask design. Therefore, devices from different manufacturers should not be intermixed.

### Rise Time

Rise time is an interesting part of the switching waveform (Figure 4). The device operates in an analog domain, although for a very short time, but nevertheless, analog.

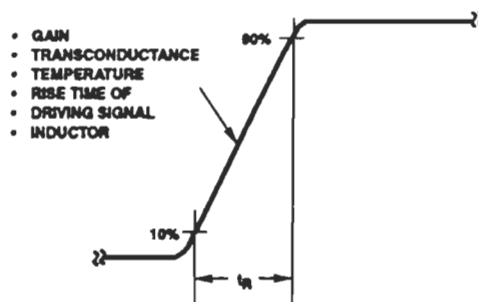


FIGURE 4. RISE TIME OF  $I_{OUT}$  WAVEFORMS AND PARAMETERS INFLUENCING IT.

Again, transconductance and junction temperature become important considerations, but junction temperature differences as a result of rise time differences are relatively small. Inductors inserted into the emitter lead on bipolars, source lead on FET's or cathode lead on diodes, can be extremely effective [3]. All differences in turn-on delay and rise time become visible at this part of the waveform. Differences which may exist, although small, require the evaluation of the forward biased safe operating area (FBSOA).

In most cases, transistors have almost rectangular FBSOA for the short durations they remain in the analog domain of the turn-on period. Problems seldom exist, but precautions should not be ignored either.

Note that the device with the shortest turn-on delay and the shortest rise-time will take most of the current. Most transistors have a negative temperature coefficient of input voltage and Miller effect feedback which can cause current begging if power dissipation is high during turn on.

### Turn-Off Delay Time (Storage Time)

Turn-off delay time is the prelude to the most important part of the switching waveform, especially on bipolar devices (Figure 5). On bipolar devices, it is important to remove the stored charge as fast as possible, which may require more expensive drive circuitry. Especially on large power darlington, negative bias or Baker clamps result in significant reduction of storage time and improve parallel operations.

## Application Note 9320

The transition time of the base current signal from positive to negative (npn device) is important in the removal rate of the stored charge.

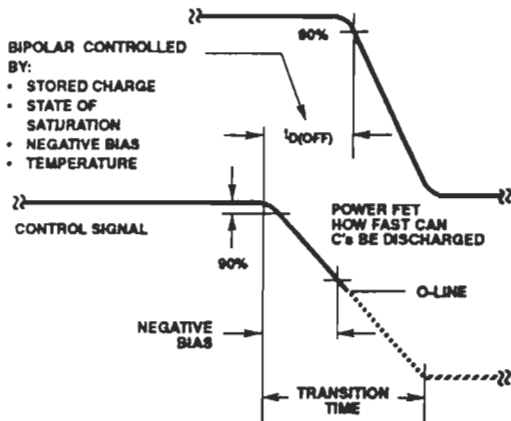


FIGURE 5. TURN-OFF WAVEFORM AND PARAMETERS INFLUENCING IT.

### Fall Time

Parameters which reduce storage time will also reduce fall time (Figure 6). For paralleled devices, differences in turn-off delay or storage time will have a noticeable effect on fall time.

When inductive loads are turned off, the reverse biased safe operating area (RBSOA) must be considered on bipolar devices. Hot spot formation [11] which results in sudden reduction of the  $V_{BE}$  and further increase in  $I_B$  could result in permanent damage.

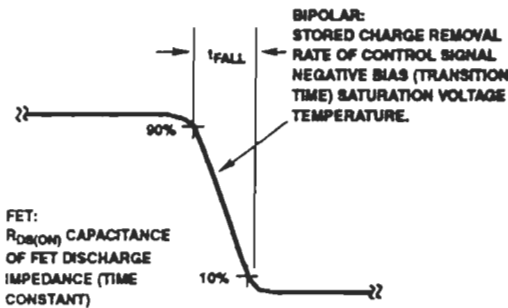


FIGURE 6. FALL TIME AND INFLUENCING PARAMETERS.

### The Insulated Gate Transistor

The insulated gate transistor (IGT™) combines the high input impedance, voltage controlled turn on/turn off capabilities of power MOSFETs and the low on-state conduction losses of bipolar transistors, making it an ideal device for many power electronics switching control applications.

### IGT Structure and Operation

The basic device structure is illustrated by the unit cell cross section of Figure 7. Like the MOSFET, the IGT consists of many individual cells connected in parallel. Processing of the IGT is similar to the vertical D-MOS technology used in MOSFETs. In the steady state, the n-channel IGT may be modeled as a bipolar pnp driven by an n-channel MOSFET. The MOSFET supplies base current to the pnp thus the MOSFET's gate voltage controls the total current.

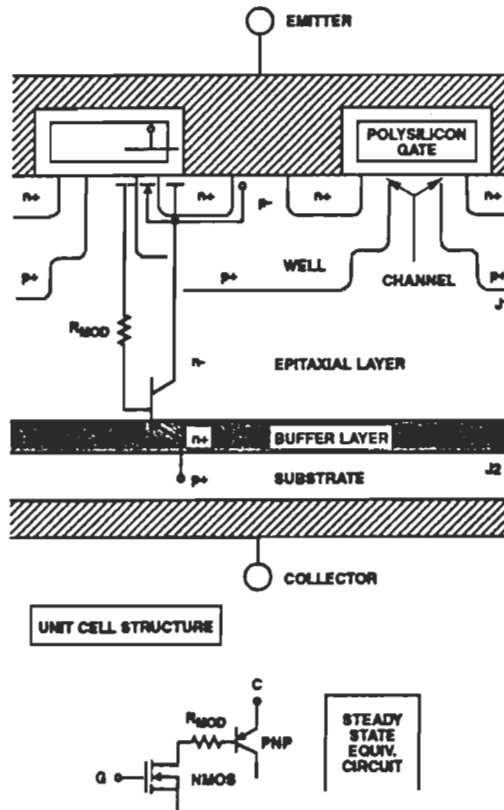


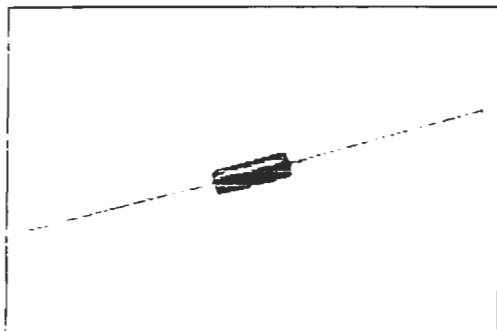
FIGURE 7. UNIT CELL CROSS SECTION AND STEADY STATE EQUIVALENT CIRCUIT OF IGT TRANSISTOR.

In normal operation, the emitter is grounded, the collector biased positive and with no gate-emitter voltage applied; J1 is reverse biased. The device is in the forward blocking mode. When a positive voltage is applied to the gate with respect to the emitter, an inversion channel is formed under the gate and MOSFET current flows from the n+ source region into the n-epi-layer to become the base current for the pnp. Junction J2 becomes forward biased and the device enters the conduction state. Holes are injected from the bot-

8  
APPLICATION NOTES

# MODELS CJ and CH Metal Film Resistors

Military/Established Reliability, MIL-R-55182 Qualified  
Types RNC and RNR, Precision



### FEATURES

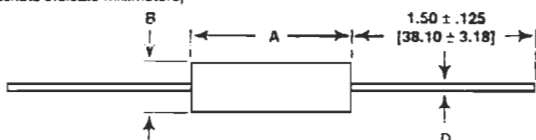
- RNC and RNR resistors are designed for the many military applications where established reliability is a must
- Extended life tests of over one-half billion unit test hours have proven the reliability inherent in the manufacturing process
- All CH and CJ resistors are "S" level failure rate
- These resistors are provided with high purity copper leads in accordance with MIL-STD-1276. Two solder finishes are available: Electroplated 60/40 solder and hot dipped 60/40 solder.
- Blue epoxy insulation coating over polyimide varnish provides superior moisture resistance properties
- NOTE: Users ordering characteristic K will be provided characteristic H or J in accordance with paragraph 3.27.5 of MIL-R-55182

### STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS

DALE MODEL	MIL-R-55182 TYPE	WATTAGE RATING			RESISTANCE RANGE (Ohms)	STANDARD TOLERANCE	TEMPERATURE COEFFICIENT PPM/°C
		70 °C	125 °C	VOLTAGE RATING			
CJ50	RNC50J/ RNR50J	1/10	1/20	200	49.9-150k	.1, .5, 1%	25
CH50	RNC50H/ RNR50H	1/10	1/20	200	10-150k 49.9-150k	.5, 1% .1%	50
CJ55	RNC55J/ RNR55J	1/8	1/10	200	49.9-301k	.1, .5, 1%	25
CH55	RNC55H/ RNR55H	1/8	1/10	200	10-301k 49.9-301k	.5, 1% .1%	50
CJ60	RNC60J/ RNR60J	1/4	1/8	250	49.9-499k	.1, .5, 1%	25
CH60	RNC60H/ RNR60H	1/4	1/8	250	10-499k 49.9-499k	.5, 1% .1%	50
CJ65	RNC65J/ RNR65J	1/2	1/4	300	49.9-1M	.1, .5, 1%	25
CH65	RNC65H/ RNR65H	1/2	1/4	300	10-1M 49.9-1M	.5, 1% .1%	50

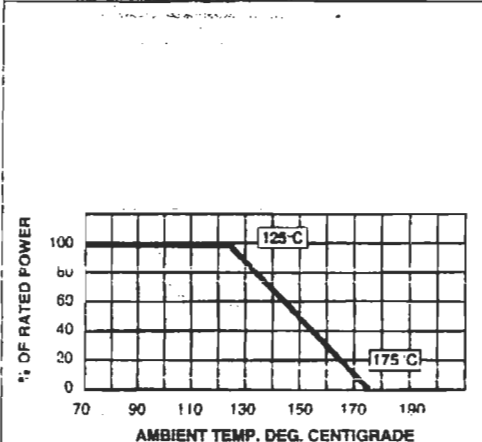
### DIMENSIONAL CONFIGURATIONS

(Numbers in brackets indicate millimeters)



DALE MODEL	MIL-R-55182 TYPE	A	B	D
CJ50	RNC50J/ RNR50J	.145 ± .015 [3.68 ± .381]	.066 ± .006 [1.68 ± .203]	.016 [.406]
CH50	RNC50H/ RNR50H			
CJ55	RNC55J/ RNR55J	.235 ± .020 [5.97 ± .508]	.090 ± .008 [2.29 ± .203] -.005 - .127]	.025 [.635]
CH55	RNC55H/ RNR55H			
CJ60	RNC60J/ RNR60J	.375 ± .025 [9.53 ± .635] -.040 - 1.02]	.135 ± .020 [3.43 ± .509] -.005 - .127]	.025 [.635]
CH60	RNC60H/ RNR60H			
CJ65	RNC65J/ RNR65J	.560 ± .030 [14.22 ± .762]	.190 ± .007 [4.83 ± .178] -.015 - .381]	.025 [.635]
CH65	RNC65H/ RNR65H			

### DERATING



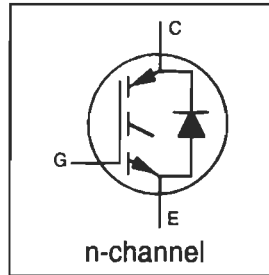
# IRGPH50MD2

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR  
WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY

Short Circuit Rated  
Fast CoPack IGBT

DIODE  
**Features**

- Short circuit rated -10µs @125°C,  $V_{GE} = 15V$
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- HEXFRED™ soft ultrafast diodes
- Optimized for medium operating frequency ( 1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve

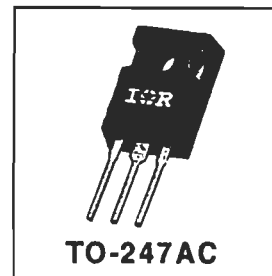


$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(sat)} \leq 2.9V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 23A$

**Description**

Co-packaged IGBTs are a natural extension of International Rectifier's well known IGBT line. They provide the convenience of an IGBT and an ultrafast recovery diode in one package, resulting in substantial benefits to a host of high-voltage, high-current, applications.

These new short circuit rated devices are especially suited for motor control and other applications requiring short circuit withstand capability.



**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	42	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	23	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current $\text{\textcircled{1}}$	84	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current $\text{\textcircled{2}}$	84	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	16	
$I_{FM}$	Diode Maximum Forward Current	84	
$t_{sc}$	Short Circuit Withstand Time	10	µs
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf·in (1.1 N·m)	

**Thermal Resistance**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

# IRGPH50MD2



## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V <sub>(BR)CES</sub>	1200	—	—	V	V <sub>GE</sub> = 0V, I <sub>C</sub> = 250μA
ΔV <sub>(BR)CES</sub> /ΔT <sub>J</sub>	—	1.1	—	V/°C	V <sub>GE</sub> = 0V, I <sub>C</sub> = 1.0mA
V <sub>CE(on)</sub>	—	2.3	2.9	V	I <sub>C</sub> = 23A V <sub>GE</sub> = 15V See Fig. 2, 5
	—	3.0	—		
	—	2.8	—		
V <sub>GE(th)</sub>	3.0	—	5.5		V <sub>CE</sub> = V <sub>GE</sub> , I <sub>C</sub> = 250μA
ΔV <sub>GE(th)</sub> /ΔT <sub>J</sub>	—	-13	—	mV/°C	V <sub>CE</sub> = V <sub>GE</sub> , I <sub>C</sub> = 250μA
g <sub>fe</sub>	11	15	—	S	V <sub>CE</sub> = 100V, I <sub>C</sub> = 23A
I <sub>CES</sub>	—	—	250	μA	V <sub>GE</sub> = 0V, V <sub>CE</sub> = 1200V
	—	—	6500		
V <sub>FM</sub>	—	2.5	3.0	V	I <sub>C</sub> = 16A See Fig. 13
	—	2.1	2.5		
I <sub>GES</sub>	—	—	±100	nA	V <sub>GE</sub> = ±20V

## Switching Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q <sub>g</sub>	—	89	130	nC	I <sub>C</sub> = 23A V <sub>CC</sub> = 400V See Fig. 8
Q <sub>ge</sub>	—	22	33		
Q <sub>gc</sub>	—	26	39		
t <sub>d(on)</sub>	—	100	—	ns	T <sub>J</sub> = 25°C I <sub>C</sub> = 23A, V <sub>CC</sub> = 960V V <sub>GE</sub> = 15V, R <sub>G</sub> = 5.0Ω Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. See Fig. 9, 10, 11, 18
t <sub>r</sub>	—	140	—		
t <sub>d(off)</sub>	—	510	770		
t <sub>f</sub>	—	470	730		
E <sub>on</sub>	—	3.0	—		
E <sub>off</sub>	—	8.0	—	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 18
E <sub>ts</sub>	—	11	17		
t <sub>sc</sub>	10	—	—	μs	V <sub>CC</sub> = 720V, T <sub>J</sub> = 125°C V <sub>GE</sub> = 15V, R <sub>G</sub> = 5.0Ω
t <sub>d(on)</sub>	—	86	—	ns	T <sub>J</sub> = 150°C, See Fig. 9, 10, 11, 18 I <sub>C</sub> = 23A, V <sub>CC</sub> = 960V V <sub>GE</sub> = 15V, R <sub>G</sub> = 5.0Ω Energy losses include "tail" and diode reverse recovery
t <sub>r</sub>	—	130	—		
t <sub>d(off)</sub>	—	800	—		
t <sub>f</sub>	—	920	—		
E <sub>ts</sub>	—	20	—		
L <sub>E</sub>	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C <sub>ies</sub>	—	1900	—	pF	V <sub>GE</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 30V f = 1.0MHz See Fig. 7
C <sub>oes</sub>	—	140	—		
C <sub>res</sub>	—	24	—		
t <sub>rr</sub>	—	90	135	ns	T <sub>J</sub> = 25°C See Fig. 14 T <sub>J</sub> = 125°C
	—	164	245		
I <sub>rr</sub>	—	5.8	10	A	T <sub>J</sub> = 25°C See Fig. 15 T <sub>J</sub> = 125°C
	—	8.3	15		
Q <sub>rr</sub>	—	260	675	nC	T <sub>J</sub> = 25°C See Fig. 16 T <sub>J</sub> = 125°C
	—	680	1838		
di <sub>(rec)</sub> M/dt	—	120	—	A/μs	T <sub>J</sub> = 25°C See Fig. 17 T <sub>J</sub> = 125°C
	—	76	—		

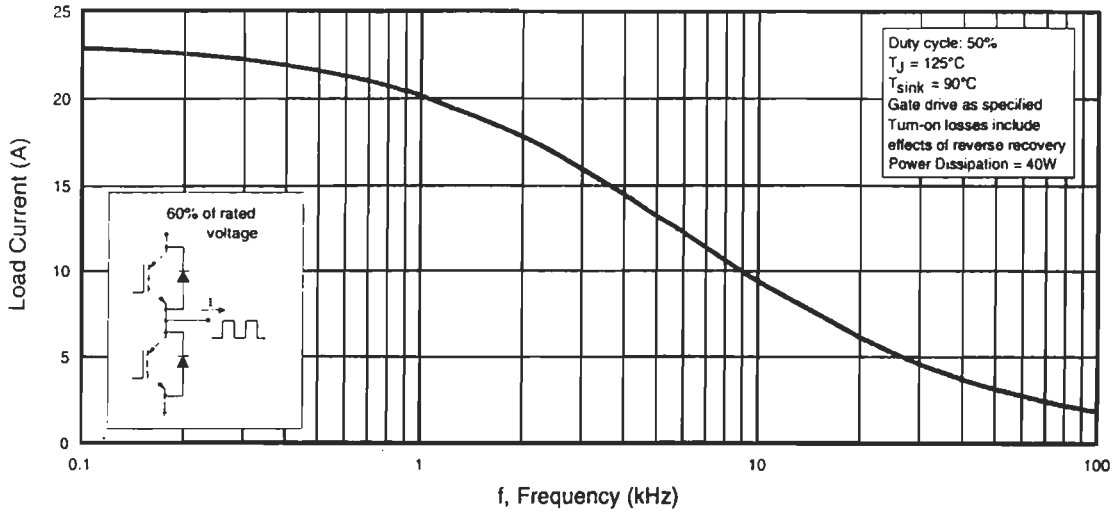
### Notes:

① Repetitive rating; V<sub>GE</sub>=20V, pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 20 )

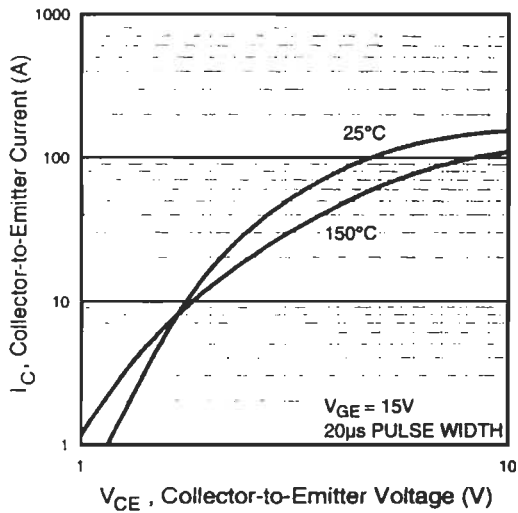
② V<sub>CC</sub>=80%(V<sub>CES</sub>), V<sub>GE</sub>=20V, L=10μH, R<sub>G</sub>= 5.0Ω, ( See fig. 19 )

③ Pulse width ≤ 80μs; duty factor ≤ 0.1%.

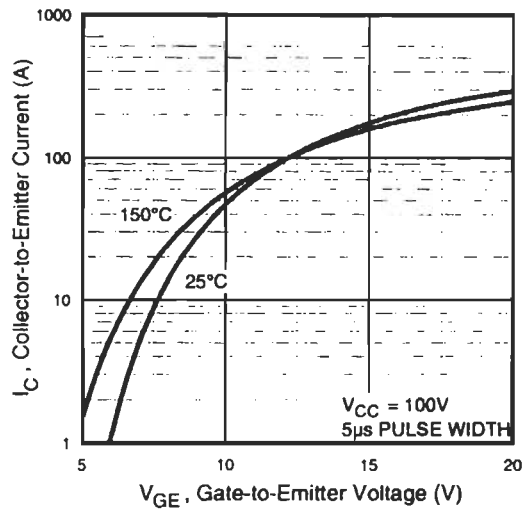
④ Pulse width 5.0μs, single shot.



**Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency**  
 (Load Current =  $I_{\text{RMS}}$  of fundamental)



**Fig. 2 - Typical Output Characteristics**



**Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics**

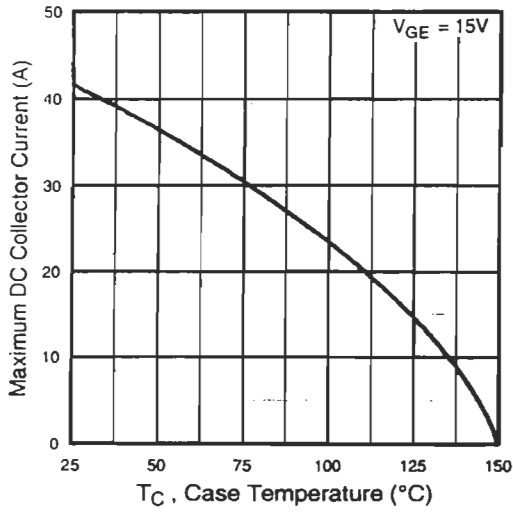


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

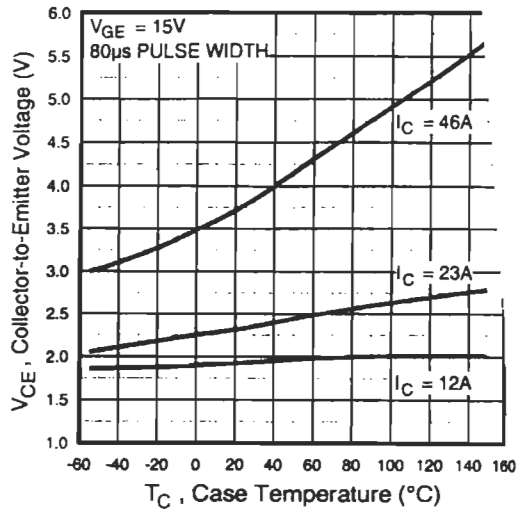


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Case Temperature

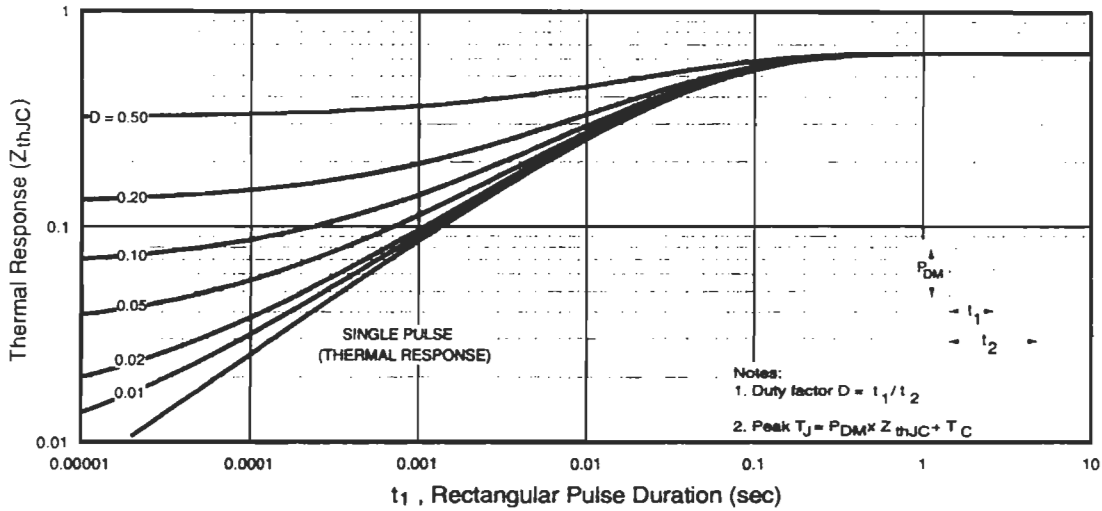


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case



# IRGPH50MD2

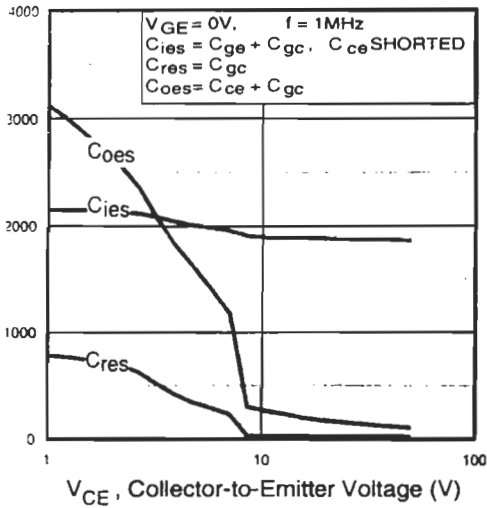


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

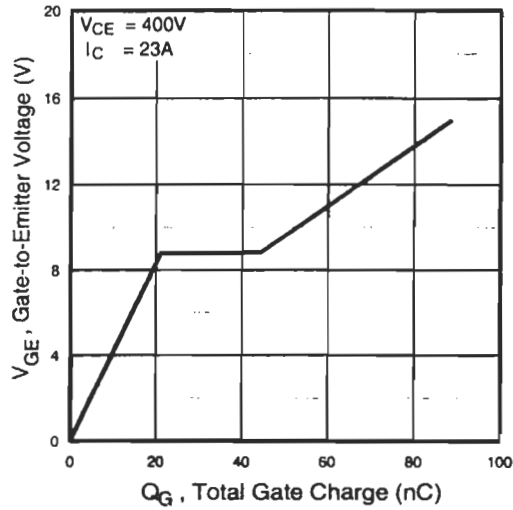


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

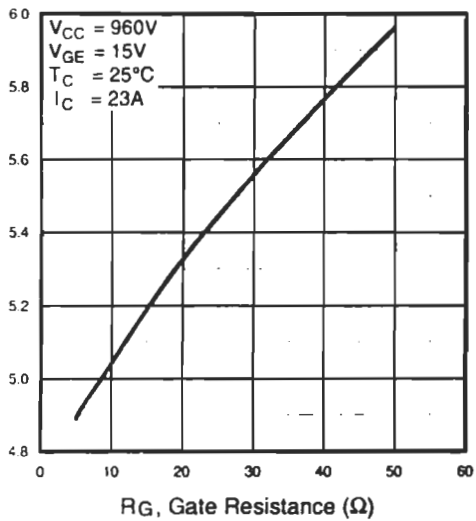


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

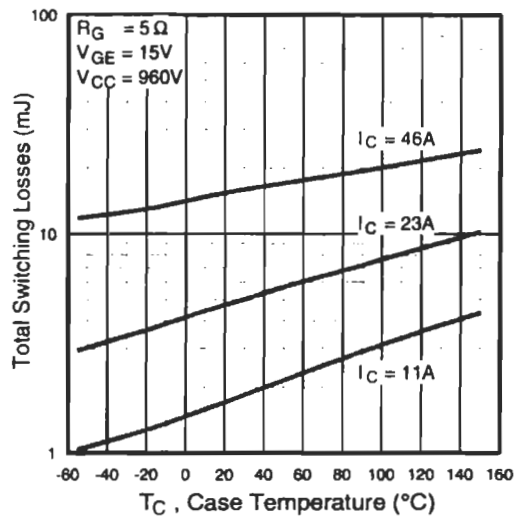
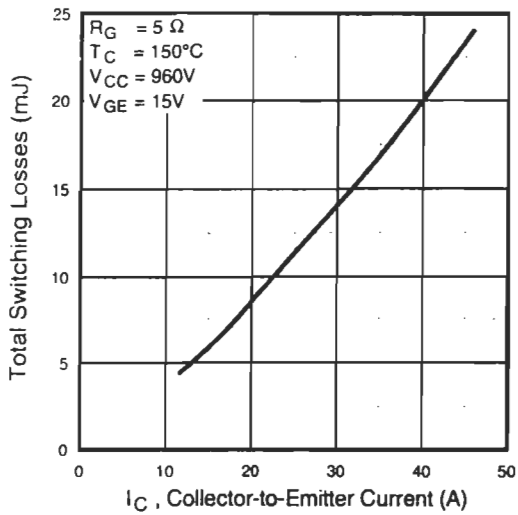


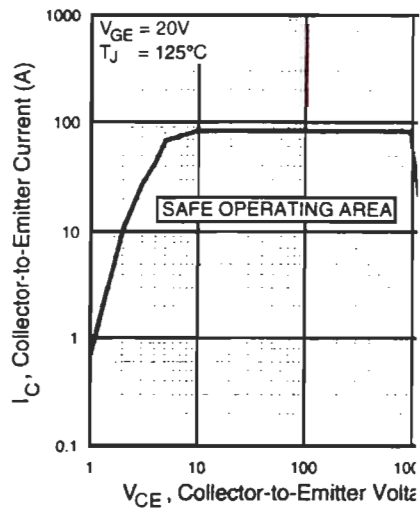
Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature



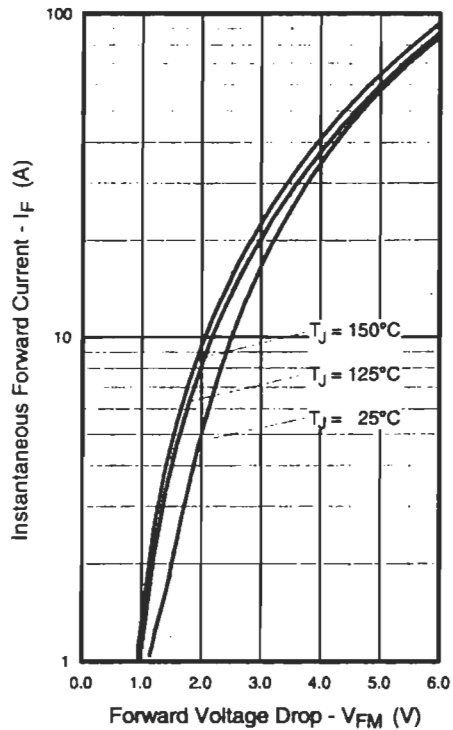
# IRGPH50MD2



**Fig. 11** - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current



**Fig. 12** - Turn-Off SOA



**Fig. 13** - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current



# IRGPH50MD2

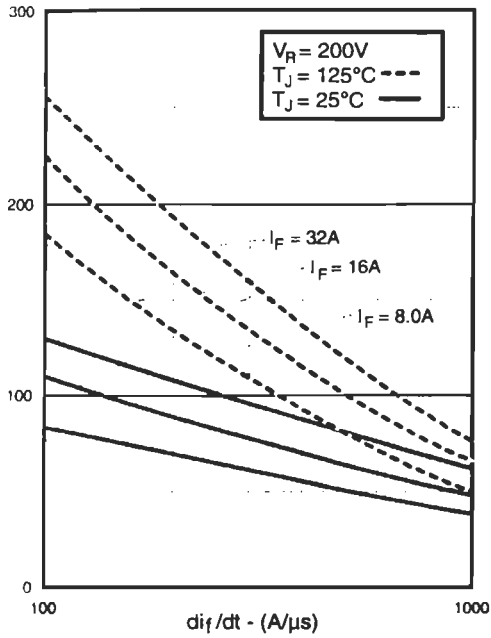


fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di<sub>f</sub>/dt

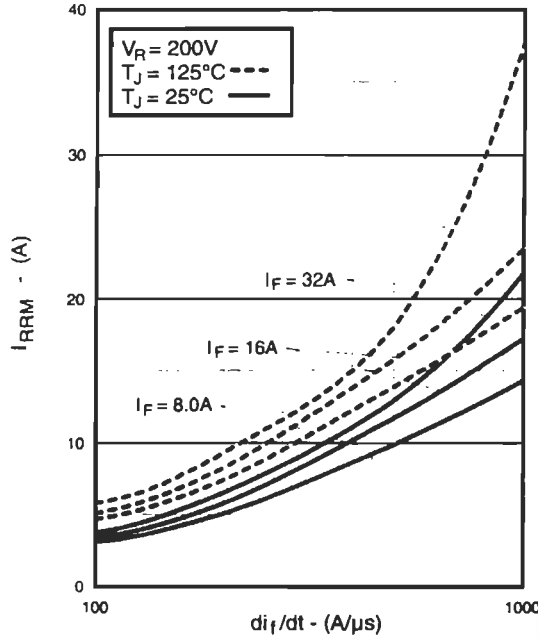


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di<sub>f</sub>/dt

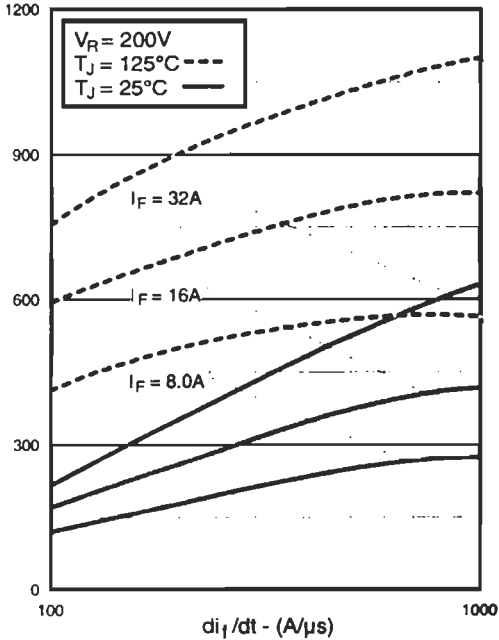


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di<sub>f</sub>/dt

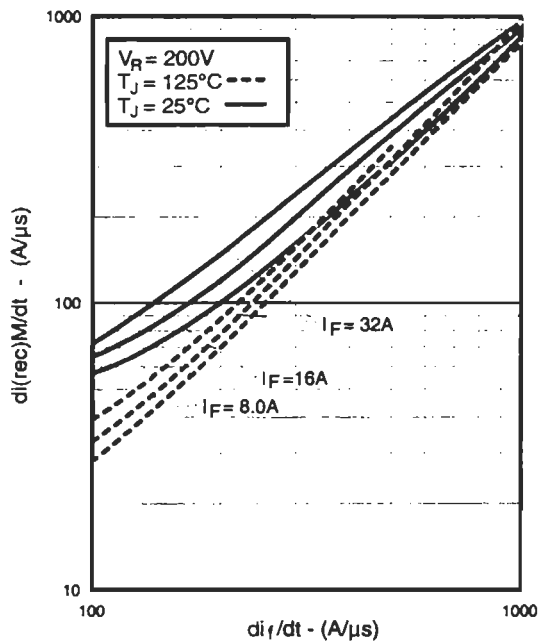
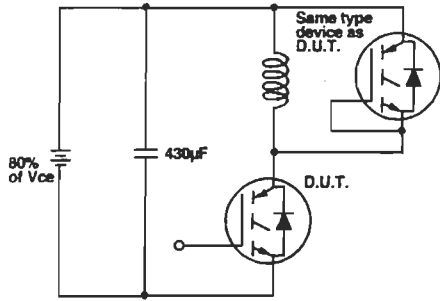
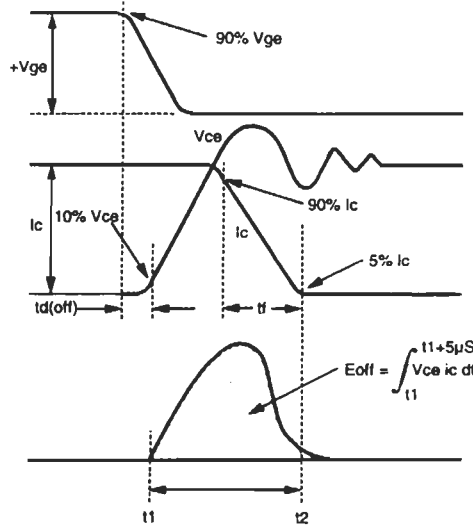


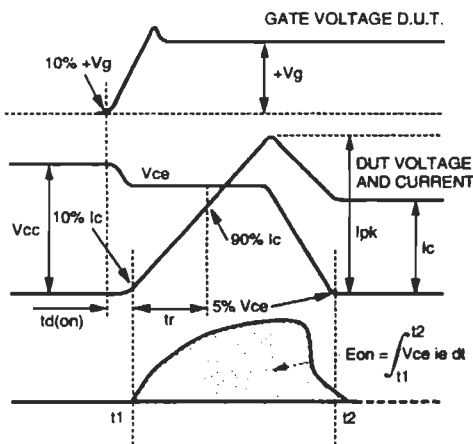
Fig. 17 - Typical di<sub>(rec)M</sub>/dt vs. di<sub>f</sub>/dt



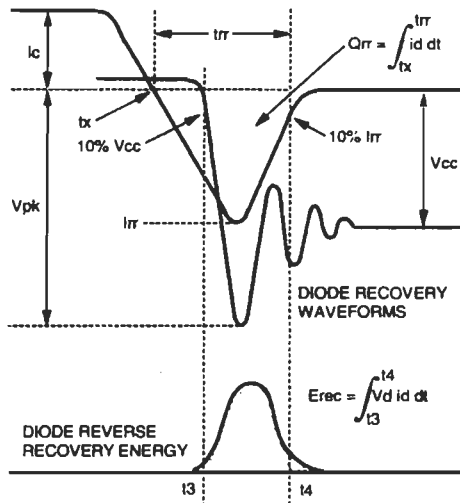
**Fig. 18a** - Test Circuit for Measurement of  $I_{LM}$ ,  $E_{on}$ ,  $E_{off}(\text{diode})$ ,  $t_{rr}$ ,  $Q_{rr}$ ,  $I_{rr}$ ,  $t_{d(on)}$ ,  $t_r$ ,  $t_{d(off)}$ ,  $t_f$



**Fig. 18b** - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining  $E_{off}$ ,  $t_{d(off)}$ ,  $t_f$



**Fig. 18c** - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining  $E_{on}$ ,  $t_{d(on)}$ ,  $t_r$



**Fig. 18d** - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a Defining  $E_{rec}$ ,  $t_{rr}$ ,  $Q_{rr}$ ,  $I_{rr}$

Refer to Section D for the following:

Appendix H: Section D - page D-10

- Fig. 18e - Macro Waveforms for Test Circuit Fig. 18a
- Fig. 19 - Clamped Inductive Load Test Circuit
- Fig. 20 - Pulsed Collector Current Test Circuit

Traditional heat sinks are often thought of as extruded aluminum unidirectional fin heat sinks. For IC applications, the standard design today is the omnidirectional pin fin design; Wakefield Engineering has offered these as standard designs since 1984. As microprocessor speeds have risen and gate array functionality has increased, most of the series shown in this catalog have been designed within the last three years. Radial fin heat sinks, typically found in large computer systems with high airflow rates, are generally not found in notebook and desktop PC designs. A general categorization of typical heat sink application by system parameter can be shown based on available enclosure airflow:

Typical Application by Airflow Range	Heat Sink Type				
	Radial Fin	Unidirectional Fin	Omnidirectional Pin Fin	Convulsated Fin	Fan Sink
Natural Convection (Any System)					
Notebook/Laptop					
Desktop					
Server					
Large Systems					

Key: □ Used available for typical applications; ▣ May be used for typical applications; ▤ Used only for special applications; ▥ Used only for special applications.

Note: Airflow ranges are identified by general category of computer system. These are general statements meant to serve as a guide. Convulsated fin heat sink assemblies generally require ducted airflow.

Penguin™ Coolers, integrated circuit heat dissipation components, are designed and manufactured by Wakefield Engineering and typically provide thermal resistance values in the following general ranges ( $\theta_{JA}$ ):

Heat Dissipation Component Type	Typical $\theta_{JA}$ Values
Pin Fin, Unidirectional Fin, Radial Fin Heat Sinks	0.80 °C/W to 12.00 °C/W
Convulsated Fin Heat Sink or Assemblies	0.05 °C/W to 0.50 °C/W
Liquid Cool Plates	0.01 °C/W to 0.10 °C/W
Fan Sinks	0.50 °C/W to 1.30 °C/W

Two Penguin™ Coolers Engineering Evaluation Kits (P/N 200, P/N 300) are available for design engineers selecting from the many Wakefield Engineering standard designs available.

Heat Sink Attachment Methods and Options

Heat sink attachment methods are becoming increasingly important, providing clamping for heat sinks used with thermal interface materials; loading forces for secure heat sink retention in shock and vibration testing; and reduction of assembly time in manufacturing. Heat sinks for most ceramic pin grid arrays may be attached using several methods:

- Adhesive attachment to the IC package;
- Clip attachment to certain ceramic PGAs;
- Clip attachment to certain PGA sockets;
- Other mechanical attachment mechanisms.

The choice of attachment method is most frequently made based on evaluation of annual heat sink usage volumes and the requirements of an OEM's manufacturing operations. Clip designs such as the Wakefield Engineering 639 Series SnapClip™ assemblies attach manually with no tools to IntelDX4™ and other 486-based microprocessors packaged in 17 x 17 PGAs. Other designs, such as the Wakefield SpiderClip™ types, attach to 17 x 17, 18 x 18, and 19 x 19

Pin Grid Array Sockets on pages 193-194 to

PGAs with Wakefield-designed assembly tools; these types provide attachment on all four sides of the PGA and are also ideal for use with microprocessors used without sockets. Wakefield SocketClip™ assemblies are used with certain socket manufacturers' PGA LIF and ZIF sockets for secure retention of the heat sink and processor, including all versions of the Intel Pentium™ Processor family.

Other mechanical attachment mechanisms include nut and lockwasher application to retain heat sinks adapted for ceramic PGAs with single- and dual-threaded stud features, such as the Digital Alpha AXP processors and Hewlett-Packard PA RISC processors. A less common example is the retention of an external heat sink with a custom clip designed to attach across the heat sink and IC to through-holes located in the printed circuit card for this purpose (used for high leadcount surface-mount package types such as COFFs and BGAs).

Liquid Adhesives and Pressure-Sensitive Adhesives

Wakefield Engineering offers three types of liquid adhesives and two pressure-sensitive adhesives (PSAs)—supplied preapplied to the base of Wakefield heat sinks in pre-form format for general usage with Penguin™ Coolers:

Available Standard Liquid Adhesive Formulations and Pressure-Sensitive Adhesives

Wakefield Adhesive Designation	Adhesive Type and Description
DeltaBond™ 152	Thermally conductive two-part epoxy; requires elevated temperature curing.
DeltaBond™ 154	Highly thermally conductive two-part epoxy; requires elevated temperature curing.
DeltaBond™ 156	Modified acrylic two-part adhesive; cures at room temperature, ideal for Deltem™ composite heat sinks.
P/N Suffix "T1"	Chromics Inc. ThermAtach™ T-405 pressure-sensitive adhesive (PSA).
P/N Suffix "T2"	Adhesive Research Inc. ARClad™ 8223 pressure-sensitive adhesive (PSA).
P/N Suffix "T3"	Chromics Inc. ThermAtach™ T-412 pressure-sensitive adhesive (PSA).

See Accessories Section of the Wakefield Engineering Catalog for additional information regarding the DeltaBond™ 152, 154, and 156 adhesive types and available hardeners.

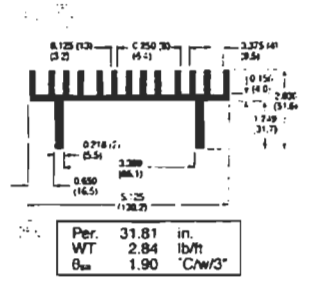
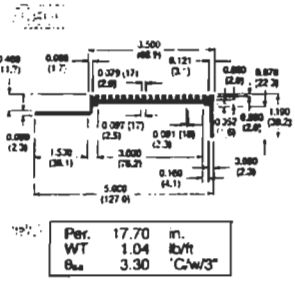
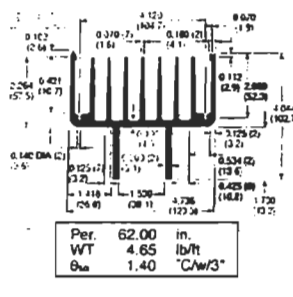
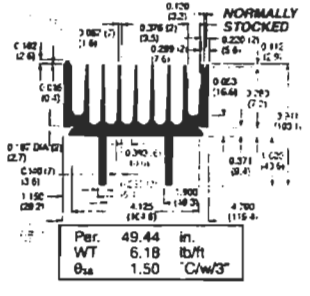
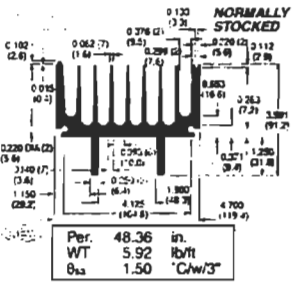
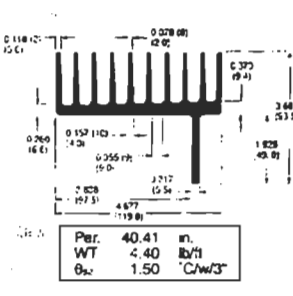
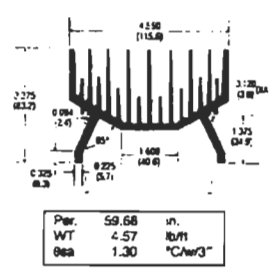
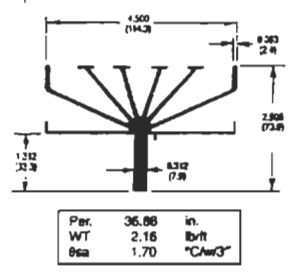
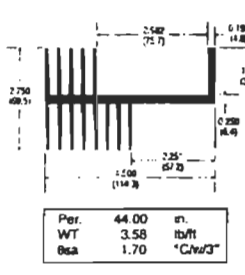
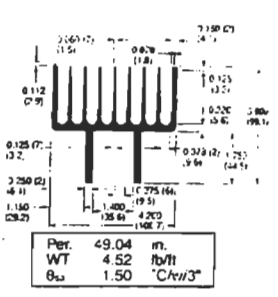
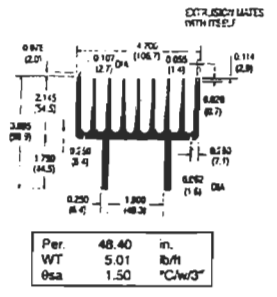
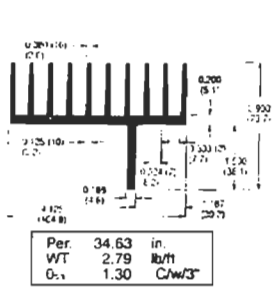
Comparative Data: Thermally Conductive Pressure-Sensitive Adhesives

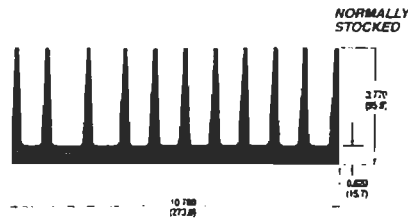
PSA Product (P/N Suffix)	Thermal Performance		Cohesive Strength (lbs/in.²)
	Thermal Conductivity (W/m²K)	Thermal Impedance (°C in.²/W)	
T1	0.50	0.50	135
T2	0.62	0.25	120
T3	1.40	0.25	70

Additional information is available from Wakefield Engineering's Applications Engineering Department.

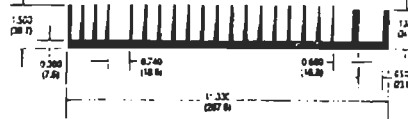
Application of PSA Adhesives

These pressure-sensitive adhesives are electrically conductive and are designated by part number suffixes "T1," "T2," and "T3," supplied preassembled to the base of the appropriate heat sink. To attach the heat sink to the IC package, a release liner is removed from the PSA and the heat sink is placed with minimal pressure applied (10 PSI or less). Proper cleaning of the attachment surface with isopropyl alcohol is recommended. Use of a hot air gun for a 10-second preheating of the PSA pre-form will aid in wetting of the PSA prior to attachment. Electrically conductive "T1," "T2," and "T3" PSAs are manufactured from adhesives laminated to an 0.002 in.-thick aluminum foil carrier. Other PSA pre-forms are also available upon request as nonstandard items, including electrically nonconductive PSAs.





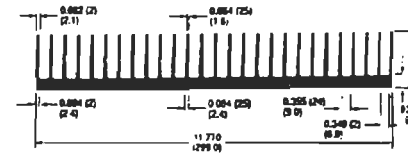
Per.	87.08	in.
WT	16.81	lb/ft
Spa	0.50	"C/w/3"



Per.	72.89	in.
WT	7.27	lb/ft
Spa	1.00	"C/w/3"



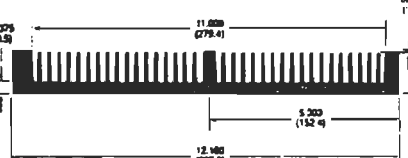
Per.	63.50	in.
WT	7.17	lb/ft
Spa	1.10	"C/w/3"



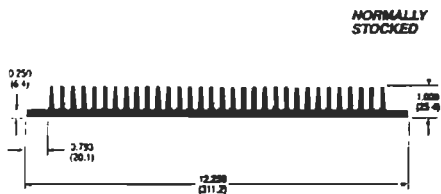
Per.	74.68	in.
WT	6.25	lb/ft
Spa	1.00	"C/w/3"



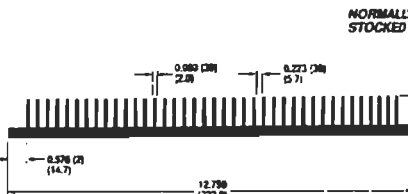
Per.	68.05	in.
WT	5.48	lb/ft
Spa	0.95	"C/w/3"



Per.	91.52	in.
WT	10.56	lb/ft
Spa	1.00	"C/w/3"



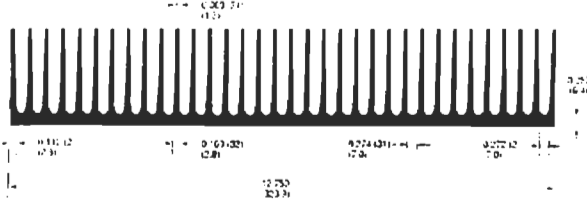
Per.	67.32	in.
WT	7.13	lb/ft
Spa	1.30	"C/w/3"



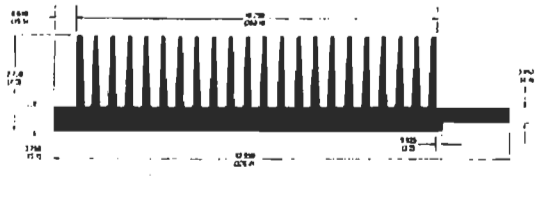
Per.	102.86	in.
WT	9.07	lb/ft
Spa	0.60	"C/w/3"

**Wakefield  
Engineering**

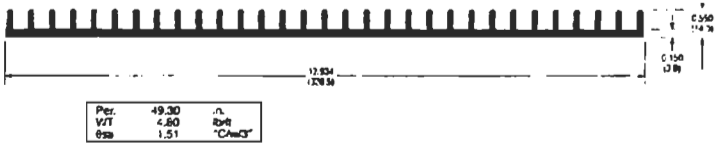
NORMALLY STOCKED



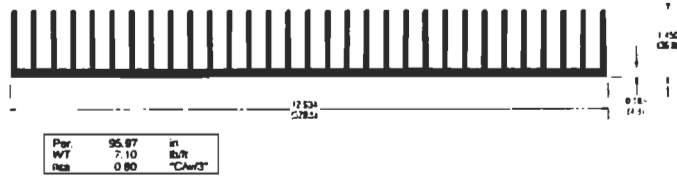
NORMALLY STOCKED



NORMALLY STOCKED



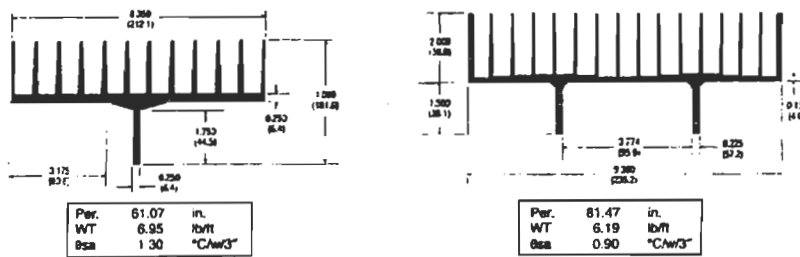
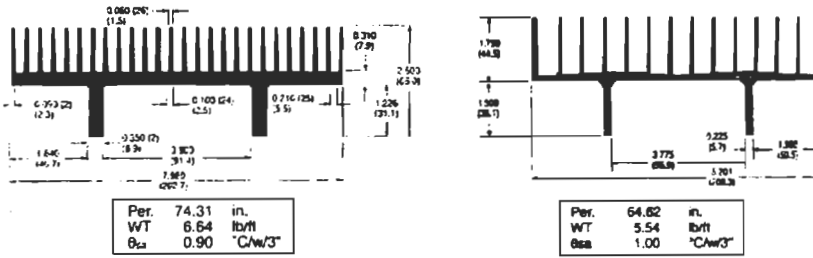
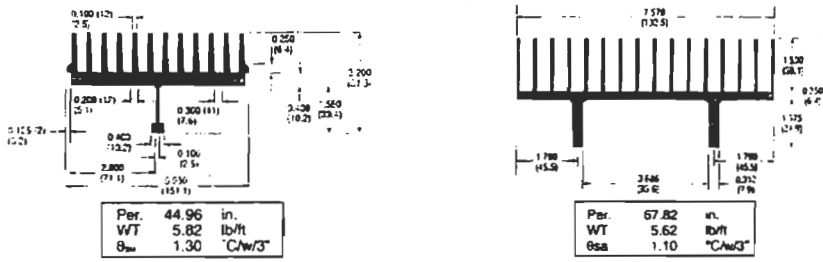
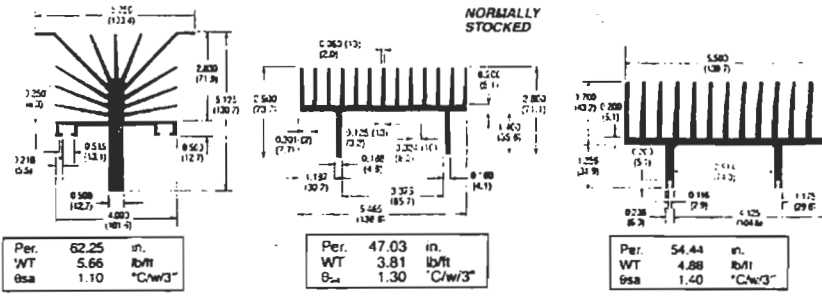
NORMALLY STOCKED



NORMALLY STOCKED



**Wakefield  
Engineering**





# Wakefield Engineering

Estimate No.	Item No.	Qty	Unit	Height (ft.)	Area (sq. ft.)	Weight (lbs.)	Vol. (cu. ft.)	Estimate Price	Ext. Price	Notes
1001	2.76	2.34	0.26	2.85	2.38	30.88				
1002	1.80	2.15	0.10	1.68	2.48	20.42				
1003	2.60	2.65	0.18	2.25	2.68	26.54				
1007	1.80	1.80	0.25	1.40	4.38	13.08				
1008	2.60	2.60	0.28	1.77	3.88	19.88				
1009	2.70	2.80	0.28	2.12	2.58	22.88				
1011	4.80	4.75	0.20	2.82	1.28	47.28				
1015	1.25	1.25	0.21	2.62	1.88	49.12				
1016	1.80	0.40	0.20	0.20	1.10	0.40				
1017	4.80	1.80	0.10	1.70	1.80	20.76				
1018	2.70	2.80	0.20	1.92	2.20	21.12				
1022	2.80	1.20	0.10	1.40	2.20	21.00				
1024	6.00	1.80	0.15	2.82	1.65	43.80				
1026	2.80	1.80	0.10	1.80	0.75	15.12				
1027	3.80	1.80	0.10	1.80	2.20	27.26				
1028	3.80	1.20	0.10	1.80	1.20	14.40				
1029	3.80	1.20	0.10	1.80	1.20	14.40				
1031	2.80	1.80	0.10	1.80	1.20	14.40				
1037	5.20	0.70	0.20	2.87	2.70	23.28				
1038	2.80	0.80	0.10	1.57	1.41	26.17				
1039	2.75	2.75	0.10	1.56	2.20	23.68				
1040	2.80	2.70	0.20	2.20	2.20	16.88				
1041	3.80	2.80	0.20	2.80	1.60	26.72				
1042	4.70	1.80	0.15	1.40	2.20	22.20				
1043	5.80	1.25	0.10	2.70	1.80	46.80				
1100	0.75	2.25	0.20	0.81	1.10	49.80				
1101	2.80	1.20	0.10	1.70	2.20	22.15				
1102	4.80	1.80	0.10	1.80	1.20	49.80				
1103	4.80	2.80	0.10	1.80	1.80	39.80				
1104	1.25	0.85	0.10	1.21	2.20	21.11				
1112	2.25	2.62	0.25	0.88	0.88	102.28				
1113	1.80	0.25	0.20	0.20	1.68	4.87				
1128	4.75	1.75	0.20	2.80	1.80	28.88				
1140	0.85	2.28	0.20	1.68	1.40	68.88				
1142	2.80	0.85	0.10	1.20	2.80	22.78				
1143	2.80	1.25	0.10	1.80	2.20	21.88				
1144	1.25	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1145	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1146	1.25	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1147	2.25	2.62	0.25	0.88	0.88	102.28				
1148	1.80	0.25	0.20	0.20	1.68	4.87				
1149	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1150	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1151	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1152	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1153	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1154	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1155	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1156	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1157	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1158	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1159	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1160	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1161	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1162	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1163	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1164	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1165	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1166	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1167	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1168	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1169	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1170	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1171	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1172	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1173	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1174	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1175	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1176	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1177	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1178	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1179	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1180	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1181	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1182	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1183	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1184	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1185	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1186	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1187	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1188	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1189	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1190	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1191	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1192	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1193	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1194	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1195	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1196	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1197	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1198	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1199	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1200	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				

Estimate No.	Item No.	Qty	Unit	Height (ft.)	Area (sq. ft.)	Weight (lbs.)	Vol. (cu. ft.)	Estimate Price	Ext. Price	Notes
1001	2.76	2.34	0.26	2.85	2.38	30.88				
1002	1.80	2.15	0.10	1.68	2.48	20.42				
1003	2.60	2.65	0.18	2.25	2.68	26.54				
1007	1.80	1.80	0.25	1.40	4.38	13.08				
1008	2.60	2.60	0.28	1.77	3.88	19.88				
1009	2.70	2.80	0.28	2.12	2.58	22.88				
1011	4.80	4.75	0.20	2.82	1.28	47.28				
1015	1.25	1.25	0.21	2.62	1.88	49.12				
1016	1.80	0.40	0.20	0.20	1.10	0.40				
1017	4.80	1.80	0.10	1.70	1.80	20.76				
1018	2.70	2.80	0.20	1.92	2.20	21.12				
1022	2.80	1.20	0.10	1.40	2.20	21.00				
1024	6.00	1.80	0.15	2.82	1.65	43.80				
1026	2.80	1.80	0.10	1.80	0.75	15.12				
1027	3.80	1.80	0.10	1.80	2.20	27.26				
1028	3.80	1.20	0.10	1.80	1.20	14.40				
1029	3.80	1.20	0.10	1.80	1.20	14.40				
1031	2.80	1.80	0.10	1.80	1.20	14.40				
1037	5.20	0.70	0.20	2.87	2.70	23.28				
1038	2.80	0.80	0.10	1.57	1.41	26.17				
1039	2.75	2.75	0.10	1.56	2.20	23.68				
1040	2.80	2.70	0.20	2.20	2.20	16.88				
1041	3.80	2.80	0.20	2.80	1.60	26.72				
1042	4.70	1.80	0.15	1.40	2.20	22.20				
1043	5.80	1.25	0.10	2.70	1.80	46.80				
1100	0.75	2.25	0.20	0.81	1.10	49.80				
1101	2.80	1.20	0.10	1.70	2.20	22.15				
1102	4.80	1.80	0.10	1.80	1.20	49.80				
1103	4.80	2.80	0.10	1.80	1.80	39.80				
1104	1.25	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1112	2.25	2.62	0.25	0.88	0.88	102.28				
1113	1.80	0.25	0.20	0.20	1.68	4.87				
1128	4.75	1.75	0.20	2.80	1.80	28.88				
1140	0.85	2.28	0.20	1.68	1.40	68.88				
1142	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1143	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1144	1.25	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1145	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1146	1.25	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1147	2.25	2.62	0.25	0.88	0.88	102.28				
1148	1.80	0.25	0.20	0.20	1.68	4.87				
1149	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1150	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1151	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1152	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1153	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1154	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1155	2.80	0.85	0.10	1.20	2.20	21.11				
1156	2.80	0.85	0.10							

# INDEX

## Chapitre 1

<hr/> <b>A</b> <hr/>	<hr/> <b>F</b> <hr/>	<hr/> <b>N</b> <hr/>
algorithmes · 2 analyse thermique · 4	facteur de forme · 9 fluide · 4, 7, 8 flux · 5, 7, 8 Fourier · 5 froids · 5	non linéaire · 5
<hr/> <b>C</b> <hr/>	<hr/> <b>G</b> <hr/>	<hr/> <b>P</b> <hr/>
chaleur · 1, 4, 6, 7, 9 chauds · 5 chimique · 5 coefficient · 5, 7, 9 composants électroniques · 4, 9 conception · 1, 9 conduction · 4, 5 conductivité · 5, 6 conductivité thermique · 5 convectifs · 7 convection · 4, 7, 8, 9 corps · 5, 6, 9	gazeuses · 5 géométrie · 1, 8, 9	parallèle · 2 parallèles · 3 paramètres · 2, 5 paroi · 4, 7, 8
<hr/> <b>D</b> <hr/>	<hr/> <b>I</b> <hr/>	<hr/> <b>R</b> <hr/>
densité · 5, 6, 7, 8 densité volumique · 6 diffusivité · 6 dimensions · 2	indéformable · 6 interrupteur · 1 interrupteurs · 9 isotrope · 5	radiateur · 9 rayonnement · 4, 8, 9 refroidissement · 9
<hr/> <b>E</b> <hr/>	<hr/> <b>L</b> <hr/>	<hr/> <b>S</b> <hr/>
écoulement · 4, 8 électronique de puissance · 1 électroniques de puissance · 1 émissives · 9 émissivité · 9 enceinte · 9 énergie thermique · 5, 6 évacuation · 9	liquide · 4, 5	simulation · 2 Stefan-Boltzmann · 8 Stéfán-Boltzmann · 8 superficielle · 7 surface · 6, 7, 8, 9
<hr/> <b>M</b> <hr/>	<hr/> <b>M</b> <hr/>	<hr/> <b>T</b> <hr/>
machines · 2 macroscopique · 2, 7 matériau · 5, 6 matériaux · 5 matériel · 4 mécanique · 7 mécanique des fluides · 7	machines · 2 macroscopique · 2, 7 matériau · 5, 6 matériaux · 5 matériel · 4 mécanique · 7 mécanique des fluides · 7	température · 4, 5, 6, 7, 8, 9 termophysique · 8 thermiques · 2 thermodynamique · 5 <b>transmission</b> · 4
<hr/> <b>V</b> <hr/>	<hr/> <b>V</b> <hr/>	<hr/> <b>V</b> <hr/>
	MIMD · 2 modèle · 2	viscosité · 8 vitesse de diffusion · 6

## Chapitre II

---

### A

accepteurs · 8  
alumine · 14, 15  
aluminium · 14, 15, 17  
analyse thermique · 11  
architecture · 11, 17, 18

---

### B

béryllium · 14, 15  
boîtier · 18

---

### C

capacité · 13, 35  
capacité calorifique · 13  
céramiques · 14  
chaleur · 13, 14, 16, 17, 31  
charge · 21, 22, 35, 38  
chute de tension · 32, 33  
commutation · 21, 31, 35, 37  
composants électroniques · 11, 31  
conductance thermique · 16  
conduction · 11, 31, 32, 33, 35  
conductivité · 12, 13, 14, 15, 16, 17  
conductivité thermique · 12, 13, 14, 15, 16, 17  
couches · 12, 15  
courant · 10, 11, 19, 20, 21, 32, 35, 36, 37  
courants · 14, 19, 32, 35, 36, 38  
cuivre · 14, 15, 16  
cuivres · 17

---

### D

densité · 9, 11  
densités · 20  
diffuseur · 13, 14, 15, 16, 17  
diffuseurs · 16  
dilatation · 14  
dimensions · 20  
diode · 18, 19, 20, 21, 22  
diodes · 20  
dopage · 8, 20  
dynamique · 35

---

### E

écoulement · 17  
électronique de puissance · 18, 31  
électrons · 8, 9, 10, 11, 19  
empilement · 12  
équilibre · 9, 10  
évacuation · 14, 17  
évacuations · 14

---

### F

flux · 9, 10, 11, 14

---

### G

galvanique · 14

---

### H

hybride · 12  
hybrides · 11, 16

---

### I

interface · 15  
interrupteur · 21, 31, 32, 34, 35, 36, 37, 38  
interrupteurs · 35  
isolant · 14, 16  
isolants · 16, 17  
isolation · 14, 17

---

### J

jonction · 8, 9, 10, 11, 18, 19, 20, 38  
jonction pn · 9, 19

---

### K

Kirchhoff · 21

---

### M

matériau · 12, 14, 18  
matériaux · 12  
mécanique · 14, 15, 16  
mécaniques · 16  
métallique · 16, 17  
métallisées · 17  
minoritaires · 10, 11  
modélisation · 34, 35, 38  
monocristal · 8  
multicouches · 11

---

### N

nitride · 14, 15

---

### O

oxyde · 14, 15

---

### P

paramètres · 34, 38  
permittivité · 14  
pertes · 31, 35  
porteurs · 9, 10, 11  
poussières · 15  
puce · 13, 17

---

### R

radiateur · 14  
résistance thermique · 17  
résistivité électrique · 14  
rigidité diélectrique · 14

---

### S

semi-conducteur · 8, 13, 18, 32, 35  
semi-conducteurs · 8, 16, 18  
semi-conducteurs · 8, 16  
semi-conductrice · 12, 16, 17, 31  
silicium · 11, 12, 13, 19, 20  
silicone · 17  
soudure · 16

stationnaire · 32  
**statique** · 32, 33  
statiques · 31, 34, 35  
surface · 17

---

## *T*

technologie · 15  
température · 13, 16, 19, 20, 31, 34, 35  
tension · 9, 10, 19, 20, 21, 32, 35, 36,  
37, 38

thermiques · 15, 16, 31  
thermophysiques · 15  
thermophysiques. · 14  
toxicité · 15  
trous · 8, 9, 10, 11, 19

## Chapitre III

---

### A

analytiques · 47, 61

---

### B

bilan · 51, 52, 54

---

### C

capacité · 47, 49, 51, 61  
chaleur · 39, 40, 47, 48, 56, 61  
charge · 39  
chute de tension · 40  
coefficient · 57, 58  
complexe · 48  
composants électroniques · 39,  
46, 47, 48, 61  
conditions aux limites · 47, 54, 61  
conduction · 40, 47, 56  
couches · 48  
courant · 39, 40  
courants · 41

---

### D

densité · 56  
différentielle · 56, 57  
différentielles · 48, 54  
dimensions · 55, 57

---

### E

écoulement · 47  
électronique de puissance · 47, 60

éléments finis · 59  
éléments finis · 54, 57, 59  
explicite · 47, 53, 54

---

### F

flux · 56  
formulation variation · 55  
Fourier · 48, 61

---

### G

géométrie · 47, 54

---

### I

isolation · 58

---

### J

jonction · 39, 40, 41

---

### M

matériel · 61  
mathématiques · 47  
modélisation · 46, 61

---

### N

numériques · 62

---

### O

oxydation · 59

---

### P

*parallèle* · 62  
paroi · 48

---

### R

radiateur · 39  
résistance thermique · 39, 40, 47

---

### S

séquentiels  
séquentiel · 62  
stationnaire · 39, 51, 53, 56, 61  
statique · 40  
surface · 61

---

### T

température · 39, 40, 41, 49, 53,  
54, 61  
tension · 41  
*thermiques* · 39, 40, 47, 51, 61  
transitoires · 48

## Chapitre IV

---

### A

analogie · 65, 69

---

### C

capacité · 66, 67  
chaleur · 63, 64, 65, 66, 67, 70  
composants électroniques · 66  
conditions aux limites · 66  
conduction · 63, 67, 70  
conductivité · 64, 65  
conductivité thermique · 64  
convectifs · 70  
**couches** · 71  
courant · 66  
courants · 63, 64, 65

---

### D

densité · 63, 70  
**diode** · 73  
diodes · 73

---

### E

écoulement · 63

électrode · 66  
électronique de puissance · 71  
*électrothermique* · 63, 73, 75

---

### F

fluide · 63  
flux · 63, 64, 70  
Fourier · 63, 66

---

### I

interface · 70

---

### J

jonction · 72

---

### L

logiciel · 66

---

### M

matériau · 64  
mathématiques · 68

milieux · 70  
modélisation · 63, 66, 67

---

### P

parallèle · 66

---

### R

radiateur · 68  
résistance thermique · 64, 65, 67,  
71

---

### S

simulation · 66, 72  
stationnaire · 65, 66, 67, 70, 71  
surface · 65

---

### T

température · 64, 65, 66, 68, 71,  
72  
tension · 66  
thermiques · 64, 66, 71

## Chapitre V

---

### A

ALEX · 90  
algébriques · 91  
algorithme · 91, 106, 107, 114,  
115, 121, 124  
algorithmes · 109, 124  
annulaire · 89  
arbre binaire · 89, 115  
architecture · 85, 86, 116, 117  
AVX · 90, 91

---

### C

calculateurs · 85  
capacité · 88  
chaleur · 104, 105, 111, 112, 124  
chaleur spécifique · 104, 105  
circuits imprimés · 124  
classification · 86, 116  
communication · 88, 91, 110  
communications · 124  
composantes · 85, 124  
concepteurs · 85  
Conditions aux limites · 105, 107  
*conduction* · 91  
conductivité thermique · 104,  
105, 108, 111  
connexions · 89  
contraintes · 123  
cube · 88, 89

---

### D

Décodage · 85  
densité massique · 104, 105  
développements · 85  
diagonaux · 99, 113  
différences centrées · 104  
différences finies · 92, 108, 109,  
112  
Dirichlet · 107  
Discretisation · 92, 104

---

### E

efficacité · 118, 121, 124  
électrothermie · 110  
électrothermique · 92, 123, 124  
Équation de Poisson · 92

équations · 91, 94, 105, 123, 124  
évaluation · 117  
Extraction · 85

---

### F

Flynn · 86

---

### G

grille · 89, 90, 123

---

### H

hypercube · 88, 89

---

### I

i860 · 91  
informatique · 91  
ingénieur · 91  
interconnexion · 111, 117

---

### L

LAM · 110

---

### M

machine · 88, 90, 121  
machines · 85, 110, 116, 120  
maillage · 93, 109, 123  
mathématique · 91  
Matlab · 106  
matrice · 95, 96, 99, 107, 109,  
112, 113, 114  
mémoires · 86, 88  
MIMD · 87, 91  
MISD · 87  
MPI · 110  
multiprocesseur · 86, 87, 88, 117,  
118, 119  
multiprocesseurs · 85, 88, 117,  
118

---

### N

noeud · 88, 89  
nœud · 91, 107, 110, 111, 117,  
124  
nœuds · 89, 91, 107  
non-linéaire · 91  
numérotation · 99

---

### O

optimisation · 91, 124

---

### P

*parallèle* · 85, 86, 87, 90, 91, 110,  
116, 117, 120, 121, 124  
*parallèles* · 86  
parallélisation · 118, 124  
parallélisée · 118  
parallélisme · 86  
performance · 88  
performances · 85, 117, 118, 121,  
124  
périphériques · 85  
phénomènes · 91  
processeur · 85, 86, 88, 91  
processeurs · 85, 86, 87, 88, 91,  
117, 118, 124  
programmes · 87, 110, 118  
puissance · 104, 123  
puissance dissipée · 104

---

### Q

quadrillage · 92, 93

---

### R

recommandations · 123, 124

---

### S

séquentiel · 92, 109, 110, 118,  
120, 124  
silicium · 92, 104, 105, 108  
SIMD · 86



SISD · 86  
SPMD · 109, 117  
structure · 88, 113, 122  
structures · 124  
synchronisation · 110

---

## *T*

T805 · 91

technologie · 85  
température · 104, 108, 109, 111,  
122  
THOMAS · 109, 114, 115  
topologie · 89, 115  
traitement · 86, 109, 110, 113,  
116, 117, 123, 124  
triangulaire · 99  
tridiagonale · 95, 96  
tridiagonaux · 113

---

## *V*

vecteur · 94, 99, 107, 112  
vitesse · 85, 88, 110, 116