



HAL
open science

Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride

Christian Schaeffer

► **To cite this version:**

Christian Schaeffer. Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride. Energie électrique. Institut National Polytechnique Grenoble (INPG), 1992. Français. <NNT : >. <tel-02138745>

HAL Id: tel-02138745

<https://hal.science/tel-02138745v1>

Submitted on 24 May 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HAL Authorization

T H E S E

présentée par

Christian SCHAEFFER
Ingénieur I.E.G.

pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de **L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté Ministériel du 23 Novembre 1988)

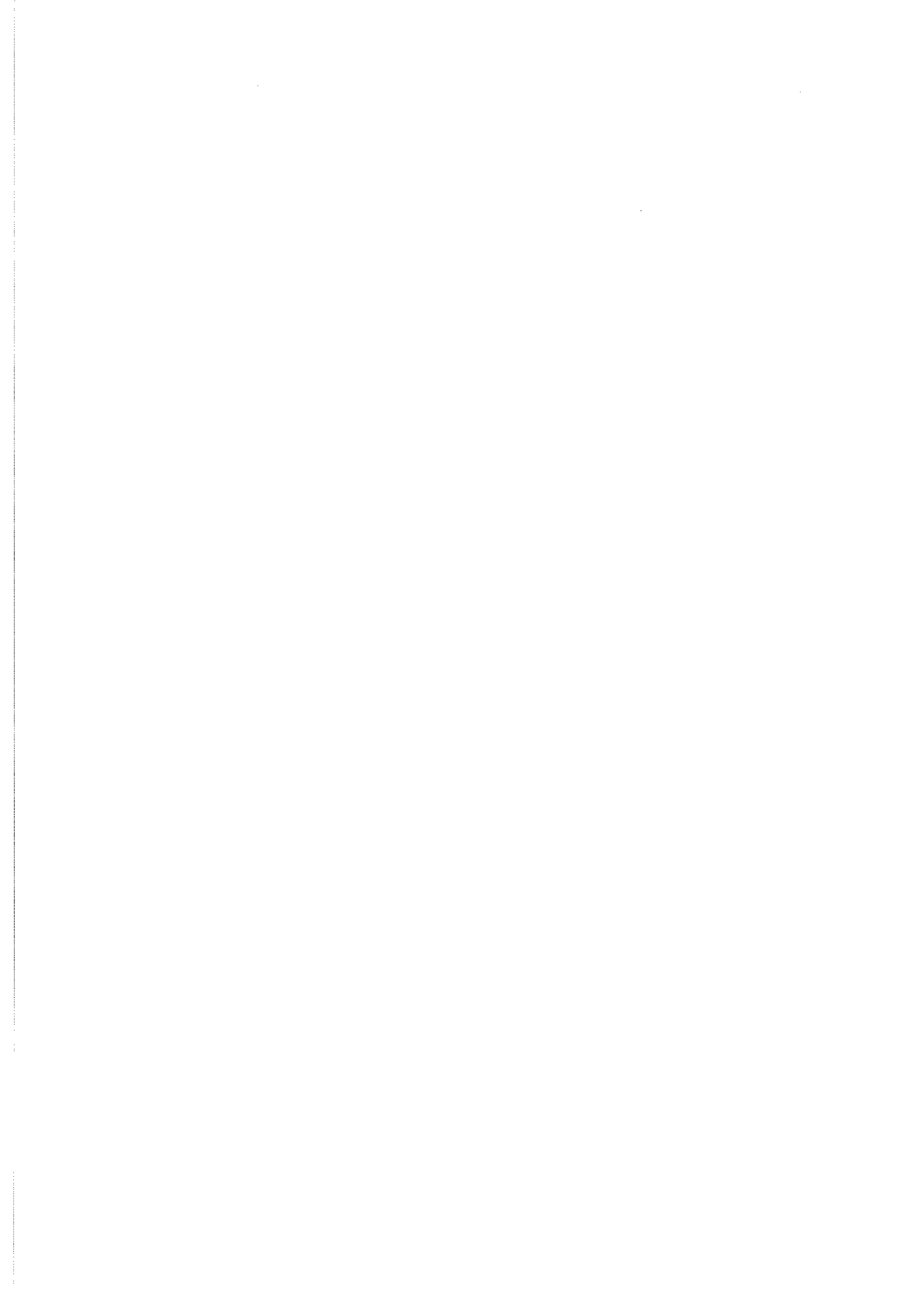
(Spécialité : Génie Electrique)

ANALYSE DES COMPORTEMENTS ELECTRIQUE ET THERMIQUE DES INTERRUPTEURS DE PUISSANCE IGBT A TECHNOLOGIE HYBRIDE

Date de soutenance : **30 Janvier 1992**

Composition du Jury

Monsieur	Robert PERRET	Président
Messieurs	J-P. CHANTE	Examineur
	Ph. LETURCQ	Examineur
	Mme DUPAS	
	J-P. FERRIEUX	
	Ch. PARNIERE	





INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

46, AVENUE FELIX VIALLET 38031 GRENOBLE CEDEX

TEL : 76.57.45.00

PRESIDENT DE L'INSTITUT
MONSIEUR G. LESPINARD

ANNEE 1990-1991

PROFESSEURS DES UNIVERSITES

ENSERG	BARIBAUD	MICHEL
ENSIEG	BARRAUD	ALAIN
ENSPG	BAUDELET	BERNARD
UFR PGP	BAUDIN	GERARD
ENSIEG ILL	BEAUFILS	JEAN-PIERRE
ENSERG	BLIMAN	SAMUEL
ENSHMG	BOIS	PHILIPPE
ENSPG	BONNET	GUY
ENSEEG	BONNETAIN	LUCIEN
ENSIEG	BRISSONNEAU	PIERRE
CUEFA	BRUNET	YVES
ENSHMG	CAILLERIE	DENIS
ENSPG	CAVAIGNAC	JEAN-FRANCOIS
ENSPG	CHARTIER	GERMAIN
ENSERG	CHENEVIER	PIERRE
UFR PGP	CHERADAME	HERVE
ENSIEG	CHERUY	ARLETTE
ENSERG	CHOVET	ALAIN
ENSHMG	COGNET	GERARD
ENSEEG	COLINET	CATHERINE
ENSIEG	CORNUT	BRUNO
ENSIEG	COULOMB	JEAN-LOUIS
ENSIMAG	CROWLEY	JAMES
ENSEEG	DALARD	FRANCIS
ENSHMG	DARVE	FELIX
ENSIMAG	DELLA DORA	JEAN
ENSERG	DEPEY	MAURICE
ENSPG	DEPORTES	JACQUES
ENSEEG	DEROO	DANIEL
ENSEEG	DESRE	PIERRE
ENSEEG	DIARD	JEAN-PAUL
ENSERG	DOLMAZON	JEAN-MARC
ENSEEG	DURAND	FRANCIS
ENSPG	DURAND	JEAN-LOUIS
ENSHMG	FAUTRELLE	YVES
ENSIEG	FOGGIA	ALBERT
ENSIMAG	FONLUPT	JEAN
ENSIEG	FOULARD	CLAUDE
ENSEEG	GALERIE	ALAIN

UFR PGP	GANDINI	ALESSANDRO
ENSPG	GAUBERT	CLAUDE
ENSERG	GENTIL	PIERRE
ENSIEG	GENTIL	SYLVIANE
ENSERG	GUERIN	BERNARD
ENSEEG	GUYOT	PIERRE
ENSIEG	IVANES	MARCEL
ENSERG	JANOT	MARIE-THERESE
ENSIEG	JAUSSAUD	PIERRE
ENSPG	JOST	REMY
ENSPG	JOUBERT	JEAN-CLAUDE
ENSIEG	JOURDAIN	GENVIEVE
UFR PGP	LACHENAL	DOMINIQUE
ENISEG	LACOUME	JEAN-LOUIS
ENSIEG	LADET	PIERRE
ENSIEG	LIENARD	JOEL
ENSHMG	LESIEUR	MARCEL
ENSHMG	LESPINARD	GEORGES
ENSPG	LONGUEQUEUE	JEAN-PIERRE
ENSHMG	LORET	BENJAMIN
ENSEEG	LOUCHET	FRANCOIS
ENSEEG	LUCAZEAU	GUY
ENSIMAG	LUX	AUGUSTIN
ENSIEG	MASSE	PHILIPPE
ENSIEG	MASSELOT	CHRISTIAN
ENSIMAG	MAZARE	GUY
ENSIMAG	MOHR	ROGER
ENSHMG	MOREAU	RENE
ENSIEG	MORET	ROGER
ENSIMAG	MOSSIERE	JACQUES
ENSHMG	OBLED	CHARLES
ENSERG	PANANAKAKIS	GEORGES
ENSEEG	PAULEAU	YVES
ENSIEG	PERRET	ROBERT
ENSHMG	PIAU	JEAN-MICHEL
ENSERG	PIC	ETIENNE
ENSIMAG	PLATEAU	BRIGITTE
ENSERG	POUPOT	CHRISTIAN
ENSEEG	RAMEAU	JEAN-JACQUES
ENSPG	REINISCH	RAYMOND
UFR PGP	RENAUD	MAURICE
ENSIMAG	ROBERT	FRANCOIS
ENSIEG	ROYE	DANIEL
ENSIEG	SABONNADIERE	JEAN-CLAUDE
ENSERG	SAGUET	PIERRE
ENSIMAG	SAUCIER	GABRIELE
ENSPG	SCHLENKER	CLAIRE
ENSPG	SCHLENKER	MICHEL
UFR PGP	SILVY	JACQUES
ENSHMG	SIRIEYS	PIERRE
ENSEEG	SOHM	JEAN-CLAUDE
ENSIMAG	SOLER	JEAN-LOUIS
ENSEEG	SOUQUET	JEAN-LOUIS
ENSHMG	TICKIEWITCH	SERGE
ENSHMG	TROMPETTE	PHILIPPE
ENSIMAG	VERJUS	JEAN-PIERRE
ENSPG	VINCENT	HENRI
ENSERG	ZADWORNYY	FRANCOIS

SITUATION PARTICULIERE

PROFESSEURS D'UNIVERSITE

DETACHEMENT

ENSPG	BLOCH	DANIEL.....	RECTEUR	21.12.1993
ENSIMAG	LATOMBE	J.CLAUDE.....	DETACHEMENT	01.05.1993
ENSHMG	PIERRARD	J.MARIE.....	DETACHEMENT	01.05.1991
ENSIMAG	VEILLON	GERARD.....	DISPONIBLE	01.10.1993

SURNOMBRE

ENSHMG	BOUVARD	MAURICE		30.09.1990
--------	---------	---------------	--	------------

PERSONNES AYANT OBTENU LE DIPLOME

D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

BALESTRA
BALME
BECKER
BIGEON
BINDER
BOE
BOUVIER
CHASSERY
CHOLLET
COEY
COMMAULT
CORNUJOLS
COURNIL
DALLERY
DESCOTES-GENON
DUGARD
DURAND
FERRIEUX
GAUTHIER
GHIBAUDO
HAMAR
HAMAR
HORAUD
KUENY
LATOMBE
LE HUY
LE GORREC
LOZANO-LEAL
MAHEY
MEUNIER
MICHEL
MONMUSSON-PICQ
MULLER
MULLER
NGUYEN TRONG
NIEZ
PASTUREL
PERRIER
PLA
RECHENMANN
ROGNON
ROUGER
TCHUENT
TRYSTRAM

FRANCIS
LOUIS
MONIQUE
JEAN
ZDENECK
LOUIS-JEAN
GERARD
JEAN-MARC
JEAN-PIERRE
JEAN-PIERRE
CHRISTIAN
GERARD
MICHEL
YVES
BERNARD
LUC
MADELEINE
JEAN-PAUL
JEAN-PAUL
GERARD
SYLVIANE
ROGER
PATRICE
JEAN-LOUIS
CLAUDINE
HOANG
BERNARD
ROGELIO
PHILIPPE
GERARD
GERARD
GEORGETTE
JEAN
JEAN-MICHEL
BERNADETTE
JEAN-JACQUES
ALAIN
PASCAL
FERNAND
FRANCOIS
JEAN-PIERRE
JEAN
MAURICE
DENIS

DIRECTEURS DE RECHERCHE DU CNRS

ALEMANY
 ALLIBERT
 ALLIBERT
 ANSARA
 ARMAND
 AUDIER
 BERNARD
 BINDER
 BONNET
 BORNARD
 CAILLET
 CARRE
 CHATILLON
 CLERMONT
 COURTOIS
 CRISTOLOVEANU
 DAVID
 DION
 DRIOLE
 DURAND
 EUSCUDIER
 EUSTATHOPOULOS
 FINON
 FRUCHARD
 GARNIER
 GIROD
 GLANGEAUD
 GUELIN
 HOPFINGER
 JORRAND
 JOUD
 KAMARINOS
 KLEITZ
 KOFMAN
 LANDAU
 LEJEUNE
 LEPROVOST
 MADAR
 MARTIN
 MERMET
 MICHEL
 NAYROLLES
 PASTUREL
 PEUZIN
 PHAM
 PIAU
 RENOUARD
 SENATEUR
 SIFAKIS
 SIMON

ANTOINE
 COLETTE
 MICHEL
 IBRAHIM
 MICHEL
 MARC
 CLAUDE
 GILBERT
 ROLAND
 GUY
 MARCEL
 RENE
 CHRISTIAN
 JEAN-ROBERT
 BERNARD
 SCRIN
 RENE
 JEAN-MICHEL
 JEAN
 ROBERT
 PIERRE
 NICOLAS
 DOMINIQUE
 ROBERT
 MARCEL
 JACQUES
 FRANCOIS
 PIERRE
 EMIL
 PHILIPPE
 JEAN-CHARLES
 GEORGES
 MICHEL
 WALTER
 IOAN
 GERARD
 CHRISTIAN
 ROLAND
 JEAN-MARIE
 JEAN
 JEAN-MARIE
 BERNARD
 ALAIN
 JEAN-CLAUDE
 ANTOINE
 MONIQUE
 DOMINIQUE
 JEAN-PIERRE
 JOSEPH
 JEAN-PAUL

SUERY
 TEODOSIU
 VACHAUD
 VAUCLIN
 WACK
 YAVARI
 YONNET

MICHEL
 CHRISTIAN
 GEORGES
 MICHEL
 BERNARD
 ALI-REZA
 JEAN-PAUL



Président de l'Université :

M. NEMOZ Alain

ANNEE UNIVERSITAIRE 1990 - 1991

MEMBRES DU CORPS ENSEIGNANT DE SCIENCES ET DE GEOGRAPHIE

PROFESSEURS DE 1ERE CLASSE

ADIBA Michel	Informatique
ANTOINE Pierre	Géologie I.R.I.G.M.
ARVIEU Robert	Physique Nucléaire I.S.N.
AURIAULT Jean Louis	Mécanique
BARRA Jean René	Statistiques - Mathématiques Appliquées
BECKER Pierre	Physique
BEGUIN Claude	Chimie Organique
BELORISKY Elie	Physique
BENZAKEN Claude	Mathématiques Pures
BERARD Pierre	Mathématiques Pures
BERNARD Alain	Mathématiques Pures
BERTRANDIAS Françoise	Mathématiques Pures
BERTRANDIAS Jean Paul	Mathématiques Pures
BILLET Jean	Géographie
BLANCHI Jean Pierre	A.P.S.
BOEHLER Jean Paul	Mécanique
BOITET Christian	Informatique et Mathématiques Appliquées
BORNAREL Jean	
BRUANDET Jean François	Physique
CARLIER Georges	Biologie Végétale
CASTAING Bernard	Physique
CHARDON Michel	Géographie
CHIBON Pierre	Biologie Animale
COHEN ADDAD Jean Pierre	Physique
COLIN DE VERDIERE Yves	Mathématiques Pures
CYROT Michel	Physique du Solide
DEBELMAS Jacques	Géologie Générale
DEMAILLY Jean Pierre	Mathématiques Pures
DENEUVILLE Alain	Physique
DEPORTES Charles	Chimie Minérale
DOLIQUE Jean Michel	Physique des Plasmas
DOUCE Roland	Physiologie Végétale
DUCROS Pierre	Cristallographie
FINKE Gerde	Informatique
GAUTRON René	Chimie
GENIES Eugène	Chimie
GERMAIN Jean Pierre	Mécanique
GIDON Maurice	Géologie
GIGNOUX Claude	Sciences nucléaires
GILLARD Roland	Mathématiques
GUITTON Jacques	Chimie

.. / ...

HERAULT Jeanny
HICTER Pierre
JANIN Bernard
JOLY Jean René
JOSELEAU Jean Paul
KAHANE André
KAHANE Josette
KRAKOWIAK Sacha
LAJZEROWICZ Jeanine
LAJZEROWICZ Joseph
LAURENT Pierre Jean
LEBRETON Alain
DE LEIRIS Joël
LHOMME Jean
LOISEAUX Jean Marie
LONGEQUEUE Nicole
LUNA Domingo
MACHE Régis
MASCLE Georges
MAYNARD Roger
NEMOZ Alain
OMONT Alain
PELMONT Jean
PERRIER Guy
PIERRE Jean Louis
RENARD Michel
RICHARD Jean Marc
RIEDTMANN Christine
RINAUDO Marguerite
ROBERT Jean Bernard
ROSSI André
SAXOD Raymond
SENGEL Philippe
SERGERAERT Francis
SOUCHIER Bernard
STUTZ Pierre
TRILLING Laurent
VALLADE Marcel
VAN CUTSEM Bernard
VIALON Pierre
VIDAL Micheal

Physique
Chimie
Géographie
Mathématiques Pures
Biochimie
Physique
Physique
Mathématiques Appliquées
Physique
Physique
Mathématiques Appliquées
Mathématiques Appliquées
Biologie
Chimie
Sciences Nucléaires I.S.N.
Physique
Mathématiques Pures
Physiologie Végétale
Géologie
Physique du Solide
Physique
Astrophysique
Biochimie
Géophysique
Chimie Organique
Thermodynamique

Mathématiques
Chimie C.E.R.M.A.V.

Biologie
Biologie Animale
Biologie Animale
Mathématiques Pures
Biologie
Mécanique
Mathématiques Appliquées
Physique
Mathématiques Appliquées
Géologie

PROFESSEURS DE 2EME CLASSE

APPARU Marcel	Chimie
ARMAND Gilbert	Géographie
ARNAUD Hubert	Géologie
ARTRU Marie Christine	Physique
ATTANE Pierre	Mécanique
BARATE Robert	Sciences Nucléaires
BARET Paul	Chimie
BARGE Jean	Mathématiques
BARLET Roger	Chimie
BERTIN José	Mathématiques
BLOCK Marc	Biologie
BLUM Jacques	Mathématiques Appliquées
BOITET Christian	Mathématiques Appliquées
BORRIONE Dominique	Automatique informatique
BOULON Marc	Mécanique
BOUTRON Claude	Glaciologie
BOUVET Jean	Biologie
BROSSARD Jean	Mathématiques
BRUGAL Gérard	Biologie
CAMPILLO Michel	Géophysique
CAVILLE Jean Yves	Chimie
CERFF Rudiger	Biologie
CHIARAMELLA Yves	Mathématiques Appliquées
CHOLLET Jean Pierre	Mécanique
COLOMBEAU Jean François	Mathématiques (ENSL)
COTTET Georges-Henri	Modélisation, calcul scientifique, statis.
COURT Jean	Chimie
CUNIN Pierre Yves	Informatique
DAVID Jean	Géographie
DEROUARD Jacques	Physique
DHOUILLY Danielle	Biologie
DUFRESNOY Alain	Mathématiques Pures
DUPUY Claude	Chimie
DURAND Mireille	Sciences Nucléaires
FONTECAVE Marc	Chimie
FOURNIER Jean Marc	Physique
GASPARD François	Physique
GIDON Maurice	Géologie
GIORNI Alain	Sciences Nucléaires
GONZALEZ SPRINBERG Gérardo	Mathématiques Pures
GOURC Jean Pierre	Mécanique
GUIGO Maryse	Géographie
GUMUCHIAN Hervé	Géographie
HACQUES Gérard	Mathématiques Appliquées
HAMMOU Abdelkader	Chimie
HERBIN Jacky	Géographie
HERINO Roland	Physique
HERZOG Michel	Biologie
JARDON Pierre	Chimie
JUTTEN Christian	Physique
KERCKHOVE Claude	Géologie
KOSAREW Siegmund	Math. fondamentales et appliquées
KLINGER Jurgen	Glaciologie
LAURENT Christine	Mathématiques
MANDARON Paul	Biologie
MARTINEZ Francis	Mathématiques Appliquées
MERCHEZ Fernand	Physique
MILAS Michel	Chimie
MOREL Alain	Géographie
MORIN Pierre	Physique
NGUYEN HUY Xuong	Informatique
OUDET Bruno	Mathématiques Appliquées

PAUTOU Guy
PECHER Arnaud
PELLETIER Guy
PERRIN Claude
PFISTER Claude
PIBOULE Michel
PORTESEIL Jean Louis
PUECH Laurent
RAYNAUD Hervé
REGNARD Jean René
ROBERT Claudine
ROBERT Danielle
ROBERT Gilles
SAJOT Gérard
SARROT REYNAULD Jean
SAYETAT Françoise
SERVE Denis
STOECKEL Frédéric
SCHOLL Pierre Claude
SUBRA Robert
TEMPERVILLE André
TISSUT Michel
TOURNIER Evelyne
VALLADE Marcel
VALLON Michel
VICAT Jean
VINCENS Maurice
VINCENT Gilbert
VIVIAN Robert
VOTTERO Philippe
WITOMSKI Patrick

Biologie
Géologie
Astrophysique
Sciences Nucléaires I.S.N.
Biologie
Géologie
Physique
Physique
Mathématiques Appliquées
Physique
Didactique des disciplines scientifiques
Chimie
Mathématiques Pures
Physique
Géologie
Physique
Chimie
Physique
Mathématiques Appliquées
Chimie
Mécanique
Biologie
Informatique et Mathématiques appliquées
Physique
Glaciologie
Physique
Chimie
Physique
Géographie
Chimie

S O M M A I R E

1ère partie

Chapitre I

EVALUATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS DE PUISSANCE FONCTIONNANT EN COMMUTATION

INTRODUCTION

I.1 ETUDE DES DIFFERENTES PHASES DE FONCTIONNEMENT ET ESTIMATIONS DE LEURS PERTES

I.1.1 Etude de la phase de conduction

I.1.2 Caractérisation de l'amorçage des interrupteurs

I.1.2.1 La cellule de commutation

I.1.2.2 Les modèles de commutation des diodes à jonction

I.1.2.3 La mise en conduction des interrupteurs

I.1.3 Caractérisation de l'extinction des interrupteurs

I.1.3.1 Prise en compte des paramètres technologiques des composants

I.1.3.2 Les composants à ouverture monopente

I.1.3.3 Les composants quatre couches

I.1.4 Calculs des énergies dissipées dans les transistors I.G.B.T. à partir des modèles présentés

I.1.4.1 Etude de la conduction

I.1.4.2 Etude de l'amorçage de l'interrupteur et du blocage de la diode

I.1.4.3 Etude de l'ouverture de l'interrupteur

I.1.4.4 Présentation et exploitation des résultats

I.2 ETUDE EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT ELECTRIQUE DES TRANSISTORS IGBT DE PUISSANCE

I.2.1 Présentation de la structure expérimentale

I.2.1.1 La structure

I.2.1.2 Les circuits d'aide à la commutation utilisée

I.2.1.3 Les commandes éloignée et rapprochée

I.2.2 Les dispositifs de mesures et de surveillance

I.2.2.1 Les mesures à forts gradients de courant et de tension

I.2.2.2 Prise en compte de l'influence de l'inductance de boîtier des modules POWERBLOCK

I.2.2.3 Les imperfections des capteurs

I.2.2.4 Le dispositif de surveillance

I.2.3 Exploitations des résultats expérimentaux

I.2.3.1 Présentation des mesures effectuées

I.2.3.2 Validation des modèles développés et limite de chaque approche

I.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

1ère partie

Chapitre II

ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA TEMPERATURE DE JONCTION SUR LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU COMPOSANT I.G.B.T.

INTRODUCTION

II.1 L'I.G.B.T. : UN COMPROMIS ENTRE LES STRUCTURES MOS ET BIPOLAIRE

II.1.1 Eléments de physique

II.1.2 Quel comportement à l'état passant

II.1.2.1 Les modèles de l'IGBT en conduction

II.1.2.2 L'influence de paramètre température sur l'état passant du composant

II.1.3 Etude du comportement dynamique

II.1.3.1 Les mécanismes de commutation

II.1.3.2 Influence des paramètres externes au composant sur son comportement dynamique

II.2 EXPERIMENTATIONS AUTOUR DE L'I.G.B.T.

II.2.1 Caractérisations expérimentales de l'état passant

II.2.1.1 Présentation des résultats obtenus avec le traceur TEKTRONIX

II.2.1.2 Exploitation des résultats

II.2.2 Mesures de l'évolution des paramètres dynamiques au blocage du composant

II.2.2.1 Evolutions des paramètres d'ouverture

II.2.2.2 Exploitation des résultats

II.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

2ème partie

Chapitre I

ETUDE EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT THERMIQUE DES COMPOSANTS HYBRIDES DE PUISSANCE : APPLICATIONS AUX TRANSISTORS IGBT DE FORTS CALIBRES

INTRODUCTION

I.1 LA DETERMINATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION D'UN COMPOSANT

I.1.1 Les mesures indirectes utilisant un paramètre thermosensible

I.1.1.1 Comment choisir un paramètre thermosensible

I.1.1.2 L'étalonnage d'un paramètre thermosensible

I.1.2 Les mesures directes de température de jonction

I.1.2.1 Utilisation du rayonnement thermique des surfaces pour déterminer leur température : la pyrométrie

I.1.2.2 Les dispositifs infrarouges utilisés

I.2 MISE EN OEUVRE D'UN BANC DE MESURES PERMETTANT LA CARACTERISATION THERMIQUE DE COMPOSANT

I.2.1 Expérimentations en régime permanent

I.2.1.1 Principes généraux des méthodes de mesures indirectes de température

I.2.1.2 Mise en oeuvre d'une structure de puissance utilisant le paramètre thermosensible V_{DSon}

I.2.1.3 Approfondissement de l'étude du comportement statique des interrupteurs hybrides : mise en oeuvre de mesures infrarouges

I.2.1.4 Exploitation et analyse des résultats expérimentaux

I.2.2 Expérimentations en régime indicial en vue de définir une impédance thermique

I.2.2.1 La notion d'impédance thermique

I.2.2.2 Etude expérimentale de la réponse thermique indiciale

I.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

2ème partie

Chapitre II

RECHERCHE ET MISE AU POINT D'UN MODELE THERMIQUE

INTRODUCTION

II.1 ETUDES ET ANALYSES DES DIFFERENTES APPROCHES EXISTANTES

II.1.1 Introduction

II.1.2 Les méthodes de résolution analogique

II.1.2.1 L'analogie électrique : principe de la méthode

II.1.2.2 Le modèle SPICE permettant l'analyse en transitoire

II.1.3 Les méthodes de résolution numériques

II.1.3.1 Le logiciel 3D THERMOPIL

II.1.3.2 Le logiciel 3D PYRTHERM

II.1.3.3 Le logiciel FLUX2D

II.1.3.4 Les autres logiciels de résolution numériques

II.2 MISE EN OEUVRE D'OUTILS DE SIMULATIONS THERMIQUES

II.2.1 Introduction

II.2.2 Réflexions sur les paramètres d'entrées, introduits dans les outils de simulations

II.2.2.1 Les paramètres géométriques des différentes couches

II.2.2.2 Nature des couches et recherches de leurs propriétés thermiques

II.2.2.3 Les différents modes d'injection de la puissance dissipée

II.2.3 Mise en oeuvre de logiciels existants

II.2.3.1 Le modèle SPICE

II.2.3.2 Le logiciel THERMOPIL

II.2.3.3 Le logiciel PYRTHERM

II.2.4 Analyses et conclusions

II.3 SIMULATIONS THERMIQUES AVEC LE LOGICIEL FLUX2D

II.3.1 Introduction

II.3.2 Etude du comportement thermique en régime permanent

II.3.2.1 L'architecture hybride modélisée avec FLUX2D

II.3.2.2 Etude du régime permanent

II.3.2.3 Sensibilité des différents paramètres thermiques

II.3.2.4 Sensibilité du mode d'injection

II.3.3 Etude du comportement en régime dynamique

II.3.3.1 Simulations en régime indiciel permettant de définir l'impédance thermique (Z_{th})

II.3.3.2 Etude de l'influence du mode d'injection dans les temps courts

II.4 ANALYSES ET CONCLUSIONS

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (L.E.G.) au sein de l'Equipe "Electronique de Puissance".

L'Electronique de Puissance a connu un fort développement ces dernières décennies et semble avoir atteint une phase de maturité. Nous trouvons actuellement ses applications sur une échelle de puissance très vaste, des alimentations de faible puissance au transport d'énergie.

Les progrès réalisés en électronique de puissance sont la conséquence d'efforts complémentaires aussi bien sur le plan conceptuel que d'un point de vue technologique.

D'un côté, les structures de l'électronique de commutation sont bien établies, avec pour base le découpage à l'aide d'interrupteurs parfaits (passage instantané d'un état passant - court-circuit - à un état bloqué - circuit ouvert). Les travaux de recherche autour de la commutation ont conduit à une meilleure compréhension de ces phénomènes et à la définition des concepts de base. En particulier, les fonctions interrupteurs et la cellule de commutation font maintenant partie du langage commun aux électroniciens de puissance. De cette synthèse, découle actuellement de nouvelles structures essentiellement basées sur l'utilisation de circuits résonants. Les travaux futurs dans ce domaine concerneront la modélisation, la simulation et la commande de ces convertisseurs.

Parallèlement, les progrès technologiques sur les matériaux et sur les semi-conducteurs ont contribué à l'évolution de l'électronique de puissance, caractérisée entre autres par le produit puissance-fréquence. Les caractéristiques statiques et dynamiques des semi-conducteurs sont primordiales pour un convertisseur et conditionnent le bon fonctionnement de l'ensemble.

Nous assistons actuellement à une mobilisation des chercheurs et des concepteurs de composants, conséquence de la perte de la maîtrise de la fabrication des semi-conducteurs. L'interrupteur de puissance devient aujourd'hui le terrain de rencontre entre les "fondeurs" et les utilisateurs et les progrès ne seront possibles qu'en abordant le problème sous ces deux facettes. C'est dans cet esprit que nous avons voulu effectuer le travail présenté dans ce rapport.

L'ensemble de cette étude aura comme support le composant I.G.B.T. Excepté son aspect novateur, sa facilité de commande, ses calibres courant/tension adaptés à bons nombres d'applications, nous montrerons dans la première partie de notre travail ses capacités à travailler à fréquence élevée.

Nous montrerons ensuite l'influence de l'environnement thermique de la puce de l'interrupteur sur ses caractéristiques électriques.

L'aspect contrainte électrique ne peut être dissocié de l'aspect contrainte thermique qu'il engendre nécessairement. Pour estimer cet effet thermique généré par les pertes du composant nous étudierons dans une deuxième partie le transit thermique d'un hybride de puissance.

Une première phase expérimentale sera menée afin de définir le comportement tant en régime statique qu'en régime dynamique.

Dans une deuxième phase, nous essayerons d'établir un modèle thermique de la structure étudiée pour, dans une troisième phase, associer les deux phénomènes électrique et thermique pour aboutir au couplage électro-thermique.

Nous tenons ici à remercier la Société MERLIN-GERIN qui d'une part, a initié ces travaux, et d'autre part a participé activement aux caractérisations électriques et thermiques présentées dans ce mémoire.

I^{ère} PARTIE

AVANT PROPOS

L'éventail grandissant des interrupteurs de puissance et l'amélioration permanente des technologies employées doivent susciter, chez les électroniciens de puissance, une attention toute particulière quant aux choix des composants et à leur utilisation.

A partir du cahier des charges qui définit le type de conversion à réaliser et les contraintes électriques principales (courant - tension), le concepteur doit choisir la structure et le mode de commutation qui réalise au mieux l'adéquation entre l'interrupteur et le convertisseur. Cette adaptation et les améliorations technologiques des semiconducteurs doivent conduire naturellement à la réduction de leur pertes et, par conséquent, à la réduction du volume des éléments passifs suite à l'accroissement des fréquences de découpage. L'ensemble final peut, à rendement donné, conduire à une densité volumique de pertes plus élevée, conséquence importante pour le refroidissement de l'ensemble.

L'optimisation d'une structure de puissance nécessite donc l'évaluation des pertes dissipées par ses composants. Le surdimensionnement des circuits d'aide à la commutation et des ensembles refroidisseurs, ainsi que l'utilisation de marge de sécurité, sont trop souvent les seuls moyens employés pour s'assurer du bon fonctionnement d'un dispositif. L'étude présentée dans cette 1ère partie, est tournée vers les applications de forte puissance, alimentées sous une tension nominale de 500 V et utilisant des interrupteurs de forts calibres en courant ($I_{\text{nominal}} \geq 100\text{A}$).

L'objectif de notre travail a été de quantifier l'aptitude des composants étudiés à travailler à fréquence élevée. Les niveaux maximaux de contraintes acceptés par ces composants et les limites de fonctionnement qui s'en suivent, sont imposés par la puissance maximale dissipable par ceux-ci. Derrière cette puissance maximale, grandeur électrique définie par le constructeur, se cache le comportement thermique de l'interrupteur, sa résistance thermique, et plus généralement son impédance thermique. Toutes ces grandeurs font référence à une température de jonction maximale de 125°C voire 150°C. Nous aborderons dans une seconde partie, cet aspect thermique qui ne peut être dissocié de l'aspect électrique. En électronique de commutation, différents modes de fonctionnement sont envisagés ; ils se résument tous, pour l'interrupteur, par une phase d'amorçage, de conduction, d'extinction et de blocage, mais elles ne sont pas forcément toutes génératrices de pertes. La montée en fréquence impose, par ailleurs, que soient pris en compte des temps de stockage, plus ou moins importants suivant les technologies, qui introduisent des non-linéarités de fonctionnement et non des pertes dans l'interrupteur.

CHAPITRE I

1ère partie

Chapitre I

EVALUATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS DE PUISSANCE FONCTIONNANT EN COMMUTATION

INTRODUCTION

I.1 ETUDES DES DIFFERENTES PHASES DE FONCTIONNEMENT ET ESTIMATIONS DE LEURS PERTES

I.1.1 Etude de la phase de conduction

I.1.2 Caractérisation de l'amorçage des interrupteurs

I.1.2.1 La cellule de commutation

I.1.2.2 Les modèles de commutation des diodes à jonction

I.1.2.3 La mise en conduction des interrupteurs

I.1.3 Caractérisation de l'extinction des interrupteurs

I.1.3.1 Prise en compte des paramètres technologiques des composants

I.1.3.2 Les composants à ouverture monopente

I.1.3.3 Les composants quatre couches

I.1.4 Calculs des énergies dissipées dans les transistors I.G.B.T. à partir des modèles présentés

I.1.4.1 Etude de la conduction

I.1.4.2 Etude de l'amorçage de l'interrupteur et du blocage de la diode

I.1.4.3 Etude de l'ouverture de l'interrupteur

I.1.4.4 Présentation et exploitation des résultats

I.2 ETUDE EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT ELECTRIQUE DES TRANSISTORS IGBT DE PUISSANCE

I.2.1 Présentation de la structure expérimentale

I.2.1.1 La structure

I.2.1.2 Les circuits d'aide à la commutation utilisée

I.2.1.3 Les commandes éloignée et rapprochée

I.2.2 Les dispositifs de mesures et de surveillance

I.2.2.1 Les mesures à forts gradients de courant et de tension

I.2.2.2 Prise en compte de l'influence de l'inductance de boîtier des
modules POWERBLOCK

I.2.2.3 Les imperfections des capteurs

I.2.2.4 Le dispositif de surveillance

I.2.3 Exploitations des résultats expérimentaux

I.2.3.1 Présentation des mesures effectuées

I.2.3.2 Validation des modèles développés et limite de chaque approche

I.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

CHAPITRE I

Analyse du comportement électrique des interrupteurs de puissance

Le concepteur de circuit confronté au choix d'un composant de puissance, utilise des modèles simplifiés dans chacune des phases de fonctionnement des interrupteurs de puissances, à savoir : bloçage, conduction, amorçage et extinction. Ces modèles déduits de caractéristiques données par le constructeur permettent une estimation des performances des composants. Les résultats obtenus restent cependant très imprécis et dépendent de nombreux paramètres mal connus. Afin de mieux cerner cette détermination des pertes nécessaire à un bon dimensionnement des convertisseurs, nous avons procédé à des études expérimentales permettant d'analyser plus finement le comportement de l'interrupteur en situation.

La première partie de notre étude, présente les différentes phases de fonctionnement des interrupteurs de puissance. La phase correspondant au composant bloqué, qui ne génère aucune perte significative, n'est pas prise en compte. La deuxième partie porte sur l'étude expérimentale du comportement électrique des transistors IGBT de puissance.

I.1.1 Etude de la phase de conduction

Les pertes en conduction sont définies par la chute de tension à l'état passant du semi-conducteur qui est dépendante de la technologie. Pour les composants à jonction, on peut, de façon générale, approximer cette chute de tension par :

$$V_{\text{cond}} = V_0 + r_0 \cdot i$$

V_0 : tension de seuil

r_0 : résistance dynamique

ce qui conduit aux pertes par conduction :

$$P_{\text{cond}} = V_0 I_{\text{moyen}} + r_0 I_{\text{eff}}^2$$

I_{moyen} : courant moyen

I_{eff} : courant efficace

Ce modèle simplifié correspond bien aux composants 4 couches tels que le GTO et l'IGBT. Ce dernier composant fera l'objet d'expérimentations en conduction au cours du chapitre II où nous étudierons son comportement thermique.

Ce modèle peut se simplifier à une ddp constante pour la tension d'un transistor bipolaire en anti-saturation et à une résistance pour le transistor MOSFET.

I.1.2 Etude de la phase d'amorçage

I.1.2.1 La cellule de commutation

Pendant la phase de mise en conduction, l'évolution des grandeurs électriques dépend du comportement propre des semi-conducteurs mais aussi de leur environnement immédiat. L'étude de la commutation doit alors s'effectuer sur la "cellule de commutation" [1], ensemble minimal qui permet de caractériser la commutation d'un interrupteur sur l'autre (figure 1).

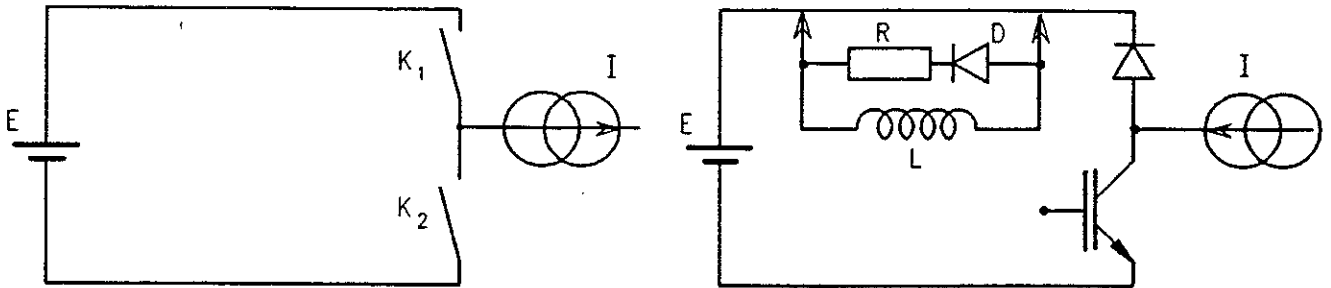


Figure 1. Présentation de la cellule de commutation généralisée et de celle de type hacheur avec ou sans circuit d'aide à l'amorçage

Les commandes des interrupteurs K_1 et K_2 doivent être complémentaires afin de maintenir la continuité du courant dans la charge de nature inductive et d'éviter le court-circuit de la source de tension. Une structure hacheur composée d'un interrupteur commandable et d'une diode à jonction, a été utilisée pour notre travail.

Dans ce type de cellule, la mise en conduction de l'interrupteur s'accompagne nécessairement du blocage de la diode. Pour les diodes de puissance à jonction PN, le phénomène de recouvrement inverse induit par la présence des charges stockées, introduit une surintensité dans l'interrupteur qui dépend du gradient de courant à l'amorçage. Suivant les dispositifs, un circuit d'aide à l'amorçage (L.R.D.) peut être inséré dans la cellule de commutation (figure 1).

I.1.2.2 Les modèles de commutation des diodes à jonction

Le modèle utilisé [2] est présenté figure 2. Ce modèle reste rudimentaire pour le théoricien, mais apporte une amélioration pour représenter le recouvrement inverse et ses conséquences sur le fonctionnement de la cellule de commutation.

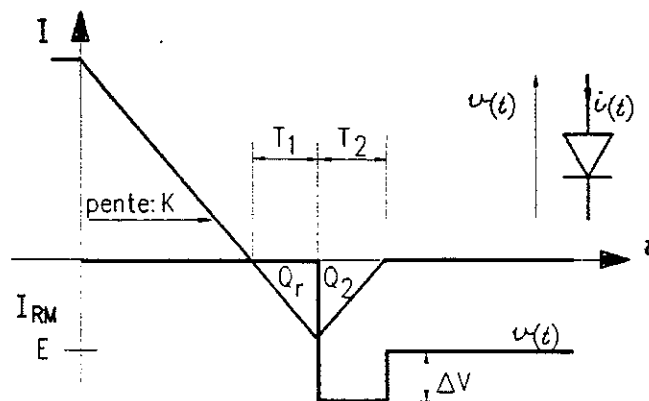


Figure 2. Formes d'ondes lors du blocage de la diode

La remontée du courant à zéro provoque une surtension aux bornes de la diode, causée par l'inductance de maille.

$$\Delta V = L_m \frac{I_{RM}}{T_2}$$

Les pertes associées E_{doff} s'expriment par :

$$E_{doff} = (E + \Delta V) I_{RM} \frac{T_2}{2} = \frac{E I_{RM} T_2}{2} + \frac{1}{2} L_m I_{RM}^2$$

D'autre part :

$$Q_R = \frac{I_{RM} T_1}{2}$$

$$\text{et } k = \frac{di}{dt} = \frac{I_{RM}}{T_1} \text{ au blocage}$$

$$\left. \begin{array}{l} Q_R = \frac{I_{RM} T_1}{2} \\ \text{et } k = \frac{di}{dt} = \frac{I_{RM}}{T_1} \text{ au blocage} \end{array} \right\} \text{d'où } I_{RM}^2 = 2 Q_R k$$

soit :

$$\boxed{E_{doff} = E Q_2 + L_m k Q_R}$$

La rapidité de cette commutation, et donc la pente du courant (di/dt) dans la diode, peut être contrôlée, suivant la configuration du montage, par l'interrupteur ou par l'inductance de maille du circuit de puissance concerné. C'est le phénomène recherché quand le concepteur adjoint au montage un circuit d'aide à la fermeture.

Deux cas sont donc à envisager suivant que :

- k est imposé par l'interrupteur : $k < E/L_m$
- k est imposé par l'inductance de maille : $k = E/L_m$

Dans ce dernier cas, nous obtenons l'égalité suivante :

$$\boxed{E_{doff} = E Q_2 + E Q_R = E \cdot Q_{RR}}$$

où Q_{RR} est la charge recouverte.

En résumé, suivant les conditions d'amorçage, l'énergie dissipée par la diode sera :

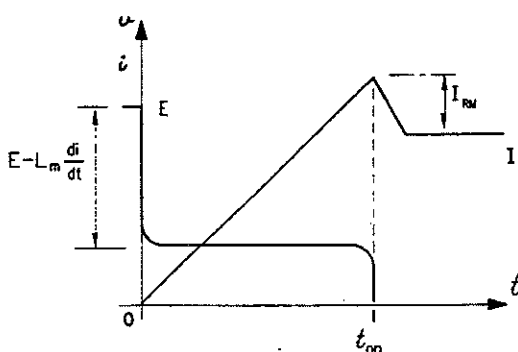
- pour $\frac{di}{dt} < \frac{E}{L_m}$ $E_{doff} = E \cdot Q_2 + L_m k Q_R < E \cdot Q_{RR}$
- pour $\frac{di}{dt} = \frac{E}{L_m}$ $E_{doff} = E \cdot Q_{RR}$

I.1.2.3 La mise en conduction des interrupteurs

Pendant cette phase d'amorçage, en considérant un courant constant dans la charge, l'interrupteur et la diode sont traversés par des courants complémentaires. La commutation de l'interrupteur ne peut donc être étudiée sans prendre en compte les phénomènes liés à la diode.

Comme précédemment, deux types de commutation pourront être possibles. Ils dépendront le plus souvent de la présence ou non d'un C.A.L.C à la fermeture.

Sans circuit d'aide à la commutation à la fermeture (LRD) dans la maille de puissance, et dans le cas où l'interrupteur contrôle la montée du courant, l'inductance de la maille de puissance (L_m) et la tension d'alimentation du montage (E), imposent alors la tension aux bornes du composant. Cette commutation est présentée figure 3.



$$0 \leq t \leq t_{on}$$

$$E_{on} = \frac{1}{2} v_T (I + I_{RM}) t_{on}$$

$$E_{on} = \frac{1}{2} \left[E - L_m \frac{(I + I_{RM})}{t_{on}} \right] (I + I_{RM}) t_{on}$$

$$E_{on} = \frac{1}{2} [E (I + I_{RM}) t_{on} - L_m (I + I_{RM})^2]$$

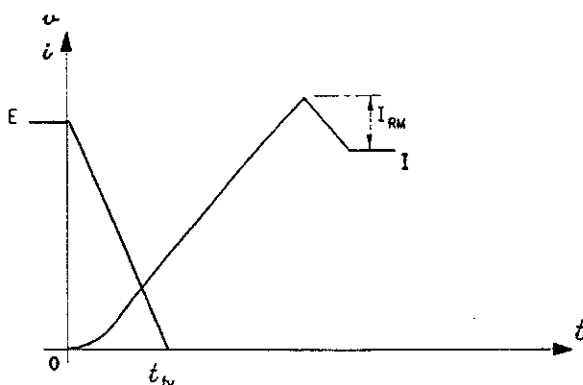
Figure 3. Commutation à la fermeture sans circuit LRD dans le cas où le di/dt est imposé par l'interrupteur

Nous pouvons définir une valeur minimale de l'inductance

$$\left(L_{m/min} = \frac{E \cdot t_{on}}{I + I_{RM}} \right)$$

pour laquelle la tension aux bornes du composant serait nulle pendant la majorité du temps t_{on} .

Le temps d'écroulement de la tension t_{fV} devient alors le critère à prendre en compte pour estimer les pertes dissipées par le composant pendant ce type de commutation. La configuration représentée Figure 4 est celle où la montée du courant est contrôlée par l'inductance de la maille de puissance, cette dernière étant composée d'un CALC LRD. Dans ces conditions, l'amorçage est le suivant :



$$0 \leq t \leq t_{fV}$$

$$i(t) = \frac{E}{2L_m} \frac{t^2}{t_{fV}}$$

$$v(t) = E \left(1 - \frac{t}{t_{fV}} \right)$$

$$E_{on} = \frac{1}{24 L_m} E^2 t_{fV}^2$$

Figure 4. Commutation à la fermeture avec C.A.L.C LRD

L'adjonction d'un circuit d'aide à l'amorçage permet, par conséquent, de limiter le recouvrement de la diode et de réduire les pertes dissipées. Son principal inconvénient est l'énergie stockée dans l'inductance qu'il faut dissiper, dans une structure hacheur, pour réinitialiser le CALC.

Plus généralement, ces difficultés peuvent être éliminées en utilisant des structures permettant des commutations naturelles des interrupteurs. En mode THYRISTOR [3], cette énergie est recyclée et aucun des inconvénients liés au circuit de récupération (surtension, pertes, ...) ne se retrouvent. En mode THYRISTOR DUAL [4], l'amorçage de l'interrupteur s'effectue sous tension nulle et les pertes à la mise en conduction sont inexistantes.

1.1.3 Caractérisation de l'extinction des interrupteurs

1.1.3.1 Prise en compte des paramètres technologiques des composants

Deux familles d'interrupteurs doivent être dissociées pour la commutation à l'ouverture. Cette séparation s'explique par le comportement différent des transistors bipolaires et MOS, d'une part, et des composants quatre couches (thyristor G.T.O. et transistor I.G.B.T.), d'autre part. La commutation de ces derniers présente une décroissance du courant en deux temps que nous modéliserons par une coupure double pente. La première partie est rapide ($t_{ff} \approx 100$ ns) et correspond au blocage de la partie MOS de l'interrupteur. Une fois le canal d'inversion supprimé, apparaît le recouvrement du transistor principal PNP, "base en l'air". Aucune extraction ne peut donc être faite à partir de la base de ce transistor, et il en résulte une deuxième décroissance qui dépend de la durée de vie des porteurs minoritaires dans l'épithaxie N⁻ [5]. Ces caractéristiques électroniques sont directement liées au comportement à l'ouverture du composant, et définissent l'amplitude et le temps de traînage (I_{tail} , t_{tail}) [6].

1.1.3.2 Les interrupteurs à ouverture monopente

Nous étudierons tout d'abord la famille des transistors bipolaires et MOS qui peuvent être modélisés, lors de leur ouverture, par une coupure monopente. Une première étude sera menée en prenant en compte la présence ou non d'un CALC. Les deux configurations classiques, avec ou sans CALC à l'ouverture, sont présentées sur les figures 5 et 6.

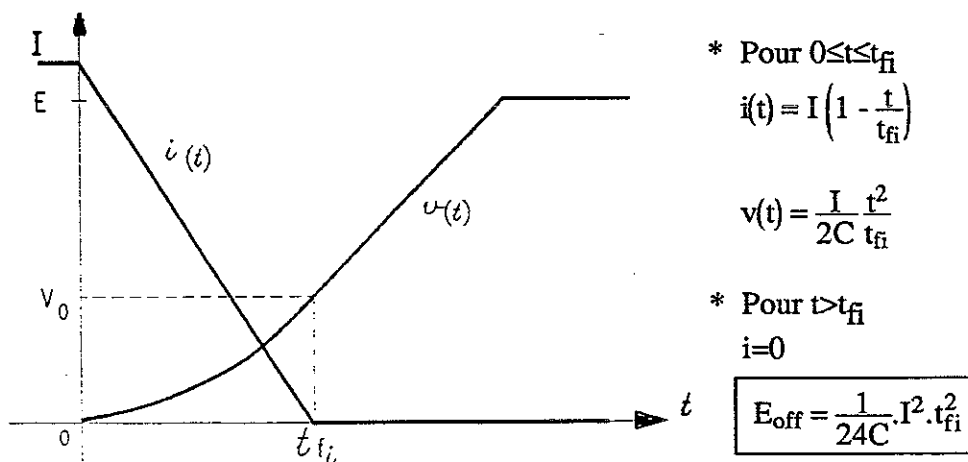


Figure 5. Commutation à l'ouverture monopente avec C.A.L.C

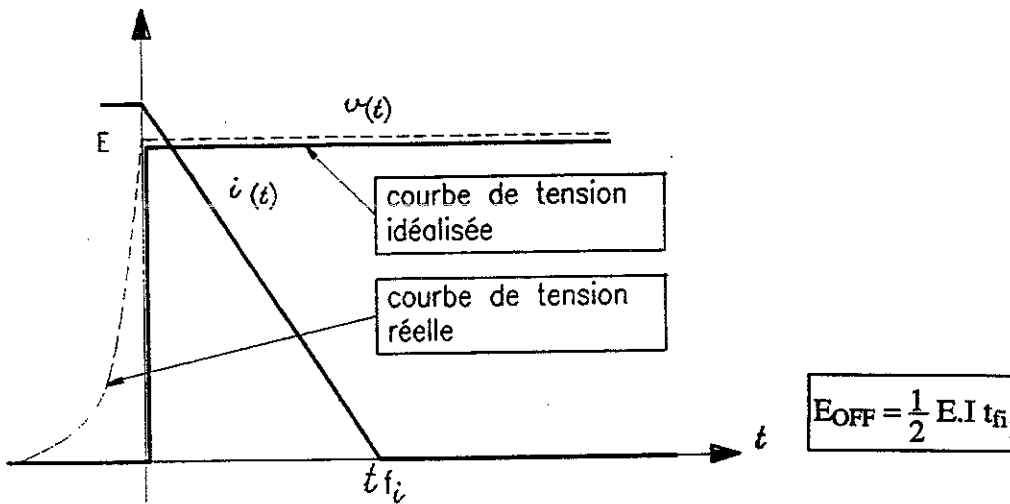


Figure 6. Commutation à l'ouverture monopente sans C.A.L.C

Les calculs précédents ne tiennent pas compte des éléments parasites du montage et il s'avère nécessaire d'introduire les inductances de câblage pour obtenir un modèle plus précis. Dans ces conditions, pendant l'extinction de l'interrupteur, la cellule de commutation peut alors être représentée par le schéma équivalent défini Figure 7.

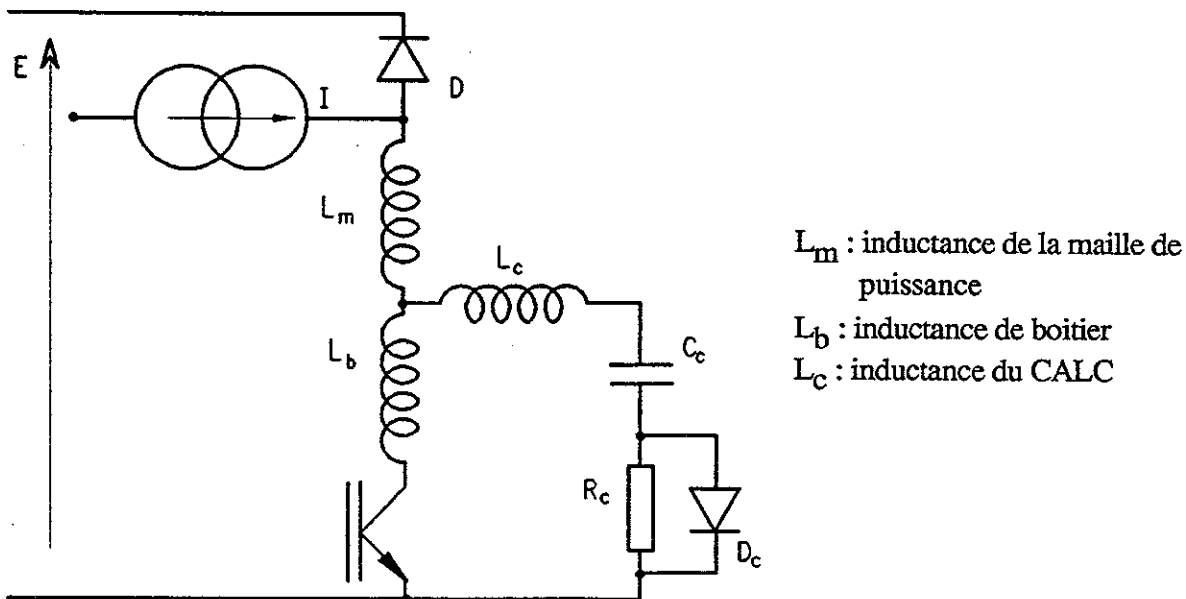


Figure 7. Schéma équivalent de la cellule de commutation à l'ouverture prenant en compte les inductances de câblage.

La prise en compte des inductances de câblage sera directement effectuée sur les interrupteurs double pente. Nous en déduisons le cas particulier des interrupteurs à ouverture monopente qui correspondent à $t_{tail} = 0$.

I.1.3.3 Les composants quatre couches

Cinq phases composent la commutation, à l'ouverture des composants quatre couches, mais seulement 2 voire 3 d'entre-elles sont dissipatives. Pendant la première partie de la coupure caractérisée par le temps t_{fi} , l'inductance parasite du circuit d'aide à l'ouverture L_c introduit une surtension aux bornes du composant. Pour la puce de l'interrupteur, s'ajoute à cette surtension celle créée par l'inductance de boîtier L_b du semiconducteur. Suite à cette phase, le courant de traînage fait évoluer la tension aux bornes du composant de manière parabolique. La fin de la commutation se fait sur différentes résonances entre le condensateur du CALC et les inductances parasites.

Les oscillogrammes de cette commutation sont présentés à la figure 8.

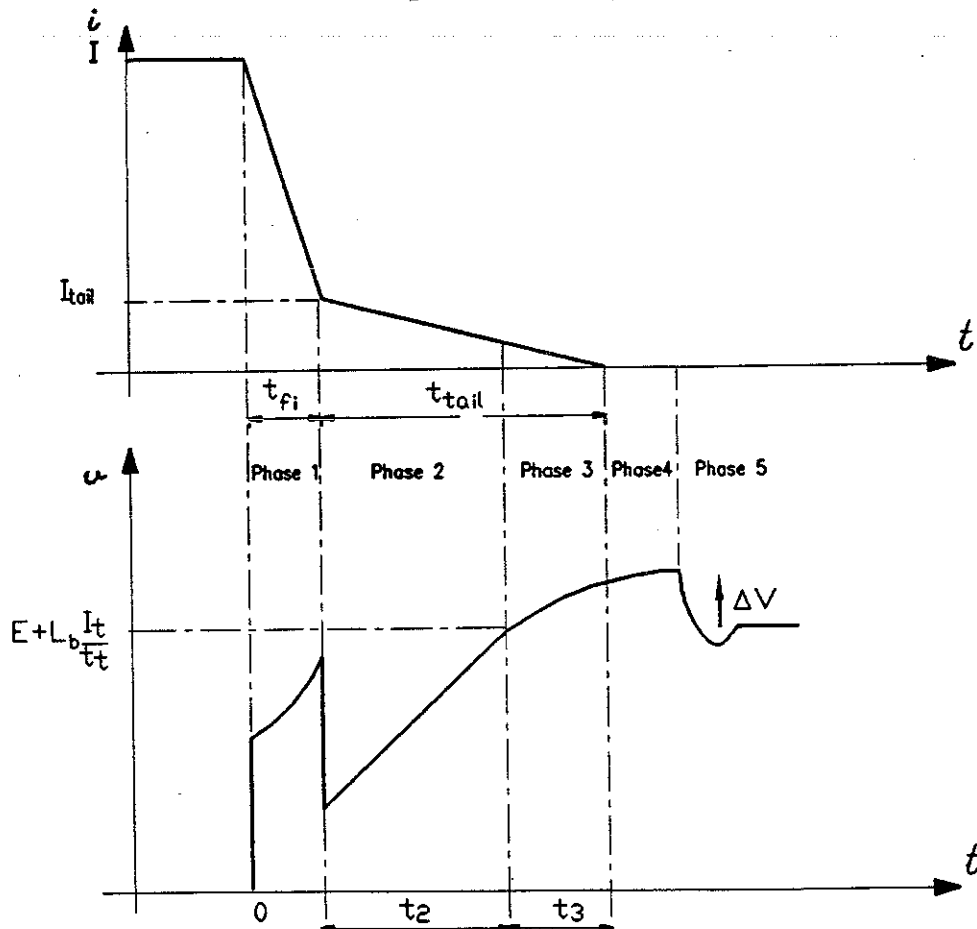


Figure 8. Oscillogrammes de la commutation à l'ouverture des composants quatre couches qui intègrent la présence des inductances de câblage.

- A partir des éléments parasites définis sur la Figure 7 nous allons établir les relations des différentes phases de cette commutation afin d'aboutir aux pertes.

1ère phase : $0 \leq t \leq t_{fi}$

La décroissance rapide du courant entraîne une surtension liée à L_c et L_b .

$$i_T = I - \frac{I - I_t}{t_{fi}} t$$

$$i_C = \frac{I - I_t}{t_{fi}} t$$

$$v_C = \int \frac{i_C}{C} dt = \frac{I - I_t}{C \cdot t_{fi}} \frac{t^2}{2}$$

d'où

$$v_T = v_C + L_c \frac{di_C}{dt} - L_b \frac{di_T}{dt} = \frac{I - I_t}{C \cdot t_{fi}} \frac{t^2}{2} + (L_c + L_b) \frac{I - I_t}{t_{fi}}$$

On peut en déduire l'énergie dissipée par l'interrupteur pendant cette 1ère phase :

$$E_{off1} = (I - I_t) \left[\frac{I_t - I}{8C} t_{fi}^2 + \frac{I_t + I}{2} (L_c + L_b) + \frac{I t_{fi}^2}{6C} \right]$$

Remarque : On admettra que pendant cette 1ère surtension, v_T n'atteint pas la tension d'alimentation (hypothèse vérifiée en pratique). D_{RL} reste donc bloquée.

2ème phase : Traînage

On définira l'intervalle de temps t_2 ayant pour origine le début du traînage et se terminant lorsque la diode de roue libre commence à conduire

$$v_A = v_T + L_b \frac{di_t}{dt} = v_C + L_c \frac{di_d}{dt} = E$$

Deux cas peuvent se présenter :

a) $t_t < t_2$

Après l'annulation du courant de traînage, la tension croît linéairement jusqu'à la conduction de

la diode de roue libre. Il s'ensuit une phase de résonance entre $(L_m + L_c)$ et C qui n'est pas génératrice

de pertes mais d'une surtension $\Delta V = \frac{L_m \cdot I}{\sqrt{C(L_m + L_c)}}$.

Cette résonance prend fin avec le blocage de la diode du CALC.

Dans ce cas de figure, les pertes se résument à celles créées par le traînage.

$$i_c = I - I_t + \frac{I_t}{t_t} t$$

d'où :

$$v_C = \frac{I - I_t}{C} t + \frac{I_t}{t_t} \frac{t^2}{2C} + \frac{I - I_t}{2C} t_{fi}$$

$$i_T = I_t \cdot \left(1 - \frac{t}{t_t}\right)$$

$$v_T = v_C + (L_c - L_b) \frac{I_t}{t_t}$$

$$E'_{off2} = I_t \left[\frac{I_t^2}{6C} - \frac{I_t}{8C} \frac{t_t^2}{t_t} + (L_c + L_b) \frac{I_t}{2} + \frac{I - I_t}{4C} t_{fi} t_t \right]$$

d'où les pertes totales $E_{off} = E_{off1} + E'_{off2}$

b) Le deuxième cas est tel que $t_1 > t_2$

Le calcul des pertes pour cette phase est identique au précédent, pour $0 \leq t \leq t_2$

$$E_{off2} = I_t \left[\frac{I - I_t}{2C} \cdot t_2^2 - \frac{I}{3C t_t} t_2^3 + \frac{I_t}{2C t_t} t_2^3 - \frac{I_t}{8C t_t^2} t_2^4 + \frac{(L_c + L_b) I_t t_2}{t_t} \left(1 - \frac{t_2}{2t_t}\right) + \frac{I - I_t}{2C} t_{fi} \cdot t_2 \left(1 - \frac{t_2}{2t_t}\right) \right]$$

avec :

$$t_2 = \frac{C \cdot t_t}{I_t} \left[-\frac{I - I_t}{C} + \sqrt{\left(\frac{I - I_t}{C}\right)^2 - \frac{2 \cdot I_t}{C \cdot t_t} \left(L_c \cdot \frac{I_t}{t_t} + \frac{I - I_t}{2C} t_{fi} - E\right)} \right]$$

3ème phase : phase de résonance

A partir de la mise en conduction de la diode de roue libre, les inductances ($L_m + L_c$) résonnent avec le condensateur C du CALC.

En posant :
$$\omega = \frac{1}{C \sqrt{L_m + L_c}}$$

on trouve :

$$v_{C(0)} = v_{C(t_2)} = E - L_c \frac{I_t}{t_t} = B + E + L_m \frac{I_t}{t_t}$$

$$i_{C(0)} = i_{C(t_2)} = I - I_t + \frac{I_t}{t_t} t_2 = AC\omega$$

$$v_C = \frac{1}{C \cdot \omega} \left(I - I_t + \frac{I_t}{t_t} t_2 \right) \sin \omega t - (L_c + L_m) \frac{I_t}{t_t} \cos \omega t + E + L_m \frac{I_t}{t_t}$$

$$i_C = \left(I - I_t + \frac{I_t}{t_t} t_2 \right) \cos \omega t + C \cdot \omega (L_c + L_m) \frac{I_t}{t_t} \sin \omega t$$

$$v_T = v_C + L_C \frac{di_C}{dt} - L_b \frac{di_t}{dt}$$

$$i_t = I_2 \left(1 - \frac{t}{t_3} \right) \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} I_2 &= I_t \left(1 - \frac{t_2}{t_t} \right) \\ t_3 &= t_t - t_2 \end{aligned}$$

On en déduit l'énergie dissipée pendant l'intervalle de temps $t_{\text{tail}} > t > t_2$

$$E_{\text{off}_3} = I_t \left(1 - \frac{t_2}{t_t} \right) \left[\frac{A'}{\omega} + \left[E + (L_m + L_b) \frac{I_t}{t_t} \right] \frac{1}{t_3} - \frac{A' \sin \omega t_3}{\omega^2} - \frac{B' \cos \omega t_3 - 1}{\omega^2} \right]$$

avec :

$$A' = \frac{1}{C \cdot \omega} \left(I - I_t + \frac{I_t}{t_t} t_2 \right) (1 - L_c \cdot C \cdot \omega^2)$$

$$B' = - (L_c + L_m) \frac{I_t}{t_t} (1 - L_c \cdot C \cdot \omega^2)$$

Les pertes totales à l'ouverture seront dans ce cas :

$$E_{\text{off}} = E_{\text{off}_1} + E_{\text{off}_2} + E_{\text{off}_3}$$

La phase de résonance se poursuit jusqu'au blocage de la diode du CALC, en provoquant une surtension

$$\Delta V = \frac{L_m \cdot I_c(t_3)}{\sqrt{C \cdot (L_m + L_c)}}$$

Remarque : La prise en compte des éléments parasites dans le cas d'une coupure monopente conduit à l'expression des pertes suivantes :

$$E_{\text{off}} = \frac{I_{\text{fi}}^2 t_{\text{fi}}^3}{24C} + (L_c + L_b) \frac{I^2}{2}$$

I.1.4 Calculs des énergies dissipées dans les transistors I.G.B.T. à partir des modèles présentés

En utilisant les différents modèles développés précédemment, nous pouvons estimer les énergies dissipées pour chacune des phases de fonctionnement.

I.1.4.1 Etude de la conduction

Les données du constructeur permettent de caractériser l'état passant du transistor I.G.B.T. par sa tension de seuil V_0 et sa résistance dynamique r . Ces grandeurs électriques sont directement liées à la tension V_{GS} et forment avec ce paramètre le réseau présenté Figure 9.

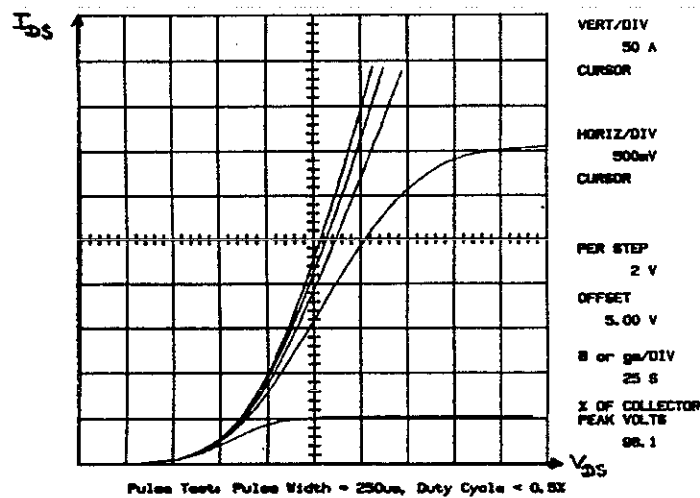


Figure 9. Réseau de caractéristiques $V_{DS(on)} = f(I_{DS})$ à $V_{GS} = \text{constante}$

Ainsi, pour un rapport cyclique α donné et en négligeant l'ondulation du courant I , nous obtenons :

$$P_{\text{cond}} = V_0 I_{\text{moy}} + r I_{\text{eff}}^2 = V_0 \cdot \alpha \cdot I + r \cdot \alpha \cdot I^2 = (V_0 I + r I^2) \alpha = \alpha \cdot P_{\text{continue}}$$

I.1.4.2 Etude de l'amorçage de l'interrupteur et du blocage de la diode

Nous utiliserons, pour cette étude, les valeurs typiques de l'interrupteur et de la diode données par le constructeur. Le modèle nécessite la caractérisation de l'environnement du composant, en particulier celle de l'inductance de la cellule de commutation. La maille de puissance constituant la cellule de commutation doit être de faible dimension afin de réduire son inductance. Une structure "correctement" agencée permet, dans notre cas, d'obtenir des valeurs minimales d'inductance de maille voisine de 500 nH, valeur numérique que nous retiendrons pour notre estimation des pertes.

Nous étudierons deux configurations de montage, avec et sans CALC. L'inductance L de ce CALC sera choisie telle que $k = \frac{di}{dt} = \frac{E}{L+L_b+L_m}$. Cette valeur minimale permet de ne pas augmenter le temps total de mise en conduction. Ce calcul fait intervenir le gradient de courant di/dt à l'amorçage, qui dépend de la commande.

Pour cette étude nous considérerons les valeurs de résistance de grille (Rg) typiques données par le constructeur, et qui permettent d'obtenir les grandeurs électriques typiques de l'amorçage. Ce travail a été mené sur différents transistors I.G.B.T. dans une gamme de courant :

$$150 \text{ A} \leq I_n \leq 400 \text{ A}$$

et une gamme de tension :

$$500 \text{ V} \leq U \leq 1200 \text{ V}$$

I.1.4.3 Etude de l'ouverture de l'interrupteur

Comme nous l'avons présenté au paragraphe I.1.3.1, l'extinction des transistors IGBT se fait en deux temps. Elle est modélisée dans notre travail par une ouverture double pente.

Classiquement les constructeurs indiquent le temps t_{fi} qui correspond au blocage de la structure MOS, et le temps t_{tail} pendant lequel le transistor bipolaire évacue ses charges stockées.

Le paramètre I_{tail} qui définit l'amplitude de ce phénomène et qui dépend du gain en courant β du transistor PNP, n'est pratiquement jamais donné.

Des études expérimentales [7] et physiques [5] [9] permettent en première approximation d'avancer pour ce paramètre la plage suivante :

$$\frac{1}{5} I_{commuté} \leq I_{tail} \leq \frac{1}{4} \cdot I_{commuté}$$

Nous préciserons au chapitre II la relation qui lie le paramètre I_{tail} et le gain en courant β du transistor bipolaire.

L'inductance de maille de la cellule de commutation devient gênante lors de l'ouverture, puisqu'elle est soumise à de fortes vitesses de variation du courant. Il en est de même pour l'inductance de boîtier due à la connexion de la puce à ses bornes de liaison, et pour l'inductance de la branche du CALC à l'ouverture.

Ces deux dernières grandeurs ont fait l'objet de mesures expérimentales qui ont permis de définir les valeurs numériques génériques suivantes :

- pour l'inductance de câblage du RCD $L_c = 320 \text{ nH}$

- pour l'inductance d'un boîtier de module POWER BLOCK de TOSHIBA $L_b = 80 \text{ nH}$

Les grandeurs nécessaires à l'estimation des énergies dissipées pendant les différentes phases de l'extinction de l'interrupteur, sont donc soit connues à travers les données constructeur, soit mesurées. Pour notre étude, le condensateur du circuit d'aide à l'extinction prendra trois valeurs qui seront C_0 , $C_0/2$ et $2C_0$. C_0 sera calculée de manière à obtenir $v(t)=E$ lors de l'annulation du courant.

I.1.4.4 *Présentation et exploitation des résultats*

Le tableau de la Figure 10 résume l'ensemble des applications numériques effectuées pour différents composants I.G.B.T.

L'utilisation des modèles de commutation définis précédemment, permet d'estimer les pertes dissipées par le composant en tenant compte :

- de caractéristiques de commande du composant à travers la vitesse de variation du courant à l'amorçage et au blocage,
- de la présence ou non de circuit d'aide à la commutation,
- des inductances de câblage parasites.

Suivant l'application qu'il retient, le concepteur peut choisir d'étudier tout particulièrement l'une des phases de fonctionnement de l'interrupteur en fonction d'un paramètre externe qu'il peut contrôler. Par exemple, afin de choisir la capacité C du CALC à l'ouverture qu'il faut associer à un transistor IGBT dans une structure à thyristor dual, il est possible d'étudier, à partir des données constructeurs et pour différents composants, l'influence de cette grandeur sur l'énergie dissipée pendant la commutation à l'ouverture.

Ce réseau de caractéristiques est présenté Figure 11. Si par contre, le concepteur s'intéresse à un fonctionnement plus global d'un module (interrupteur + diode), il peut, pour une structure hacheur série, définir en fonction des énergies dissipables par chacun des composants, l'aire de fonctionnement dans le plan α (rapport cyclique), f (fréquence de fonctionnement) et ce pour différents CALC à la fermeture et à l'ouverture. Ces tracés présentés Figure 12 résultent, pour chacun des composants, de l'inégalité suivante :

$$P_{\text{dissipable}} > P_{\text{cond}} + f(E_{\text{on}} + E_{\text{off}})$$

Composants	Données constructeurs			Conditions de l'étude		Conduction		Amorçage sans CALC		Amorçage avec CALC		Extinction avec C=Co			Extinction avec C = 1/2 * Co			Extinction avec C = 2 * Co			
	V _{nom} (V)	I _{nom} (A)	P _d (W)	V _(v)	I (A)	P _{cond} (W)	t _{on} (ns)	E _{on} (mJ)	T _{on} (°C)	L _{CALC} (μH)	E _{off} (mJ)	T _{off} (ns)	C _{off}	t _{off} (ns)	E _{off} (mJ)	C _{off}	t _{off} (ns)	E _{off} (mJ)	C _{off}	t _{off} (ns)	E _{off} (mJ)
MG 150H2YS1	500	150	700 300	250	150	460.α	865	11,5	0,8	1,17	6,27	900	330	900	6,27	150	900	8,07	680	1290	5,35
						225.α		0,69													
MG 200NIUS1	1000	200	1200 500	500	200	600.α	1100	53	2,25	2,25	16,8	1200	220	1200	16,8	100	1200	25,2	470	1540	12,15
						400.α		0,53													
MG 400H1US1	500	400	1400 500	250	400	1200.α	1480	33	0,83	0,83	37	1000	1000	1000	37	470	1000	42	2000	1300	34,6
						800.α		9,5													
MG 200J2YS1	600	200	800 300	300	200	600.α	700	4,9	0,6	0,6	9,42	500	220	500	9,42	100	500	10,8	470	720	8,65
						400.α		3,28													
F 400R-500K	500	400	1050 400	250	400	1200.α	1140	25,8	0,83	0,83	36,1	900	1000	900	36,1	470	900	40	2000	1220	34
						400.α		1,62													
1MBI 200L-120	1200	200	1400 770	600	200	540.α	727	38	1,82	1,82	19,4	800	150	800	19,4	68	800	18,8	330	1160	10,5
						500.α		1,35													
1MBI 300L-060	600	300	1050 472	300	300	810.α	770	7,4	0,6	0,6	20,9	700	470	700	20,9	220	700	23,7	1000	1000	19,4
						500.α		3,57													
BSM 300GA100D	1000	300	1420 684	500	300	900.α	600	37,8	1,67	1,67	22,1	595	220	595	22,1	100	550	26,4	470	820	20
						570.α		5,4													
BSM 200GA100D	1000	200	1160 500	500	200	600.α	486	14,6	900	900	11,2	500	100	500	11,2	47	500	14,1	220	645	9,5
						360.α		6,0													

Figure 10 Tableau récapitulatif de l'ensemble de l'étude numérique effectuée à partir des modèles de commutations définis dans le chapitre I

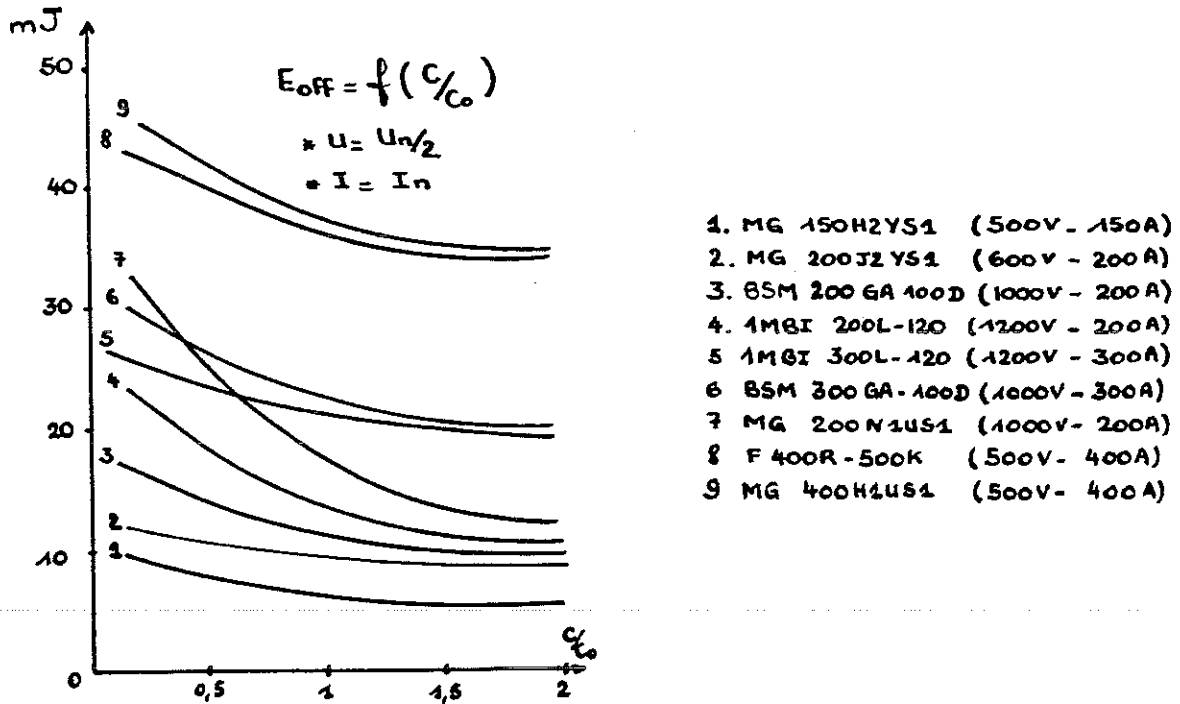


Figure 11. Tracé des caractéristiques $E_{off}=f(C)$ pour différents modules IGBT

Si par contre, le concepteur s'intéresse à un fonctionnement plus global d'un module (interrupteur + diode), il peut, pour une structure hacheur série, définir en fonction des énergies dissipables par chacun des composants, l'aire de fonctionnement dans le plan α (rapport cyclique), f (fréquence de fonctionnement) et ce pour différents CALC à la fermeture et à l'ouverture. Ces tracés présentés Figure 12 résultent, pour chacun des composants, de l'inégalité suivante :

- la diode par : $P_{dissipable} > (1-\alpha)P_{continue} + f(E_{on}+E_{off})D$ - l'interrupteur par : $P_{dissipable} > \alpha P_{continue} - f(E_{on}+E_{off})T$

Les exemples numériques présentés Figure 12 sont définis avec les deux circuits d'aide à la commutation dans le cas où ceux-ci n'augmentent pas le temps de commutation "naturel" des interrupteurs.

- Pour le circuit RLD, l'inductance sera définie par :

$L_{CALC} = \frac{E}{(I + I_{RM})} \cdot t_{on}$
--

- Pour le circuit RCD, le condensateur sera défini par :

$v(t) = E \text{ pour } t = t_{tail}$

Définition des aires de fonctionnement (α, f) d'I.G.B.T

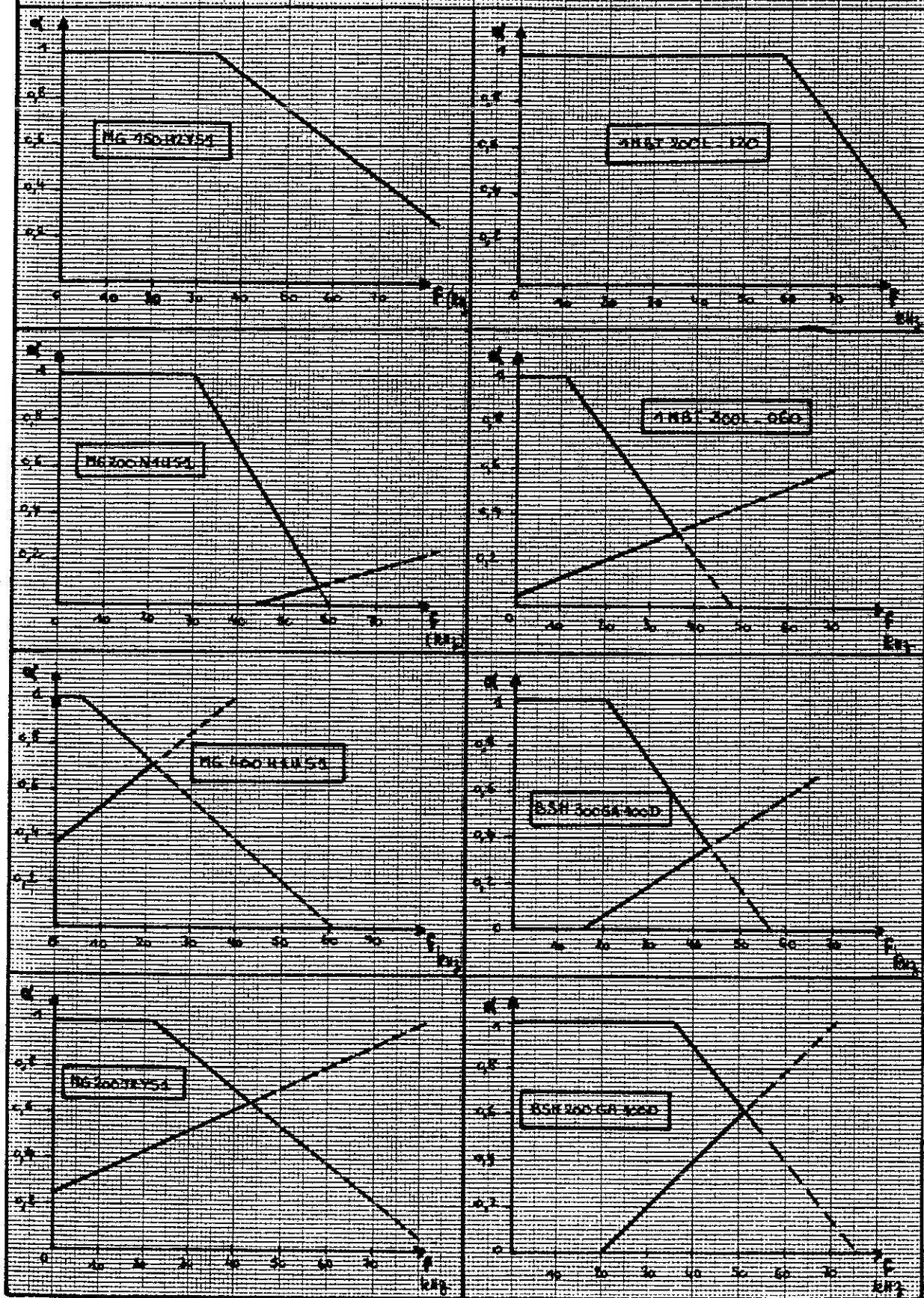


Figure 12. Définitions des aires de fonctionnement dans le plan (α, f) des différents modules travaillant dans une structure hacheur.

Malgré la prise en compte de tous ces paramètres, force est de constater que cette approche ne permet d'apprécier que grossièrement le comportement électrique des composants. La seconde étude menée sur huit interrupteurs met en évidence la limite des modèles développés précédemment, qui pour certains composants, devaient théoriquement permettre d'atteindre des fréquences de fonctionnement voisines de 100 kHz.

Ce constat peut s'expliquer en partie par la grande disparité existante sur les paramètres électriques de commutation donnés par les constructeurs.

La mise en oeuvre s'est donc avérée nécessaire pour connaître, avec une bonne précision, les paramètres introduits dans nos modèles et pour calculer et extrapoler les pertes dissipées par ces composants.

I.2 ETUDE EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT ELECTRIQUE DES TRANSISTORS I.G.B.T. DE PUISSANCE

I.2.1 Présentation de la structure expérimentale

Afin de caractériser de manière précise le module interrupteur avec des commutations commandées à l'ouverture et à la fermeture, nous avons réalisé une structure hacheur SERIE (Figure 13).

Malgré les limites électriques de la source et de la charge, nous avons pu tester nos composants à leurs valeurs nominales de fonctionnement en travaillant à faible rapport cyclique.

I.2.1.1 La structure

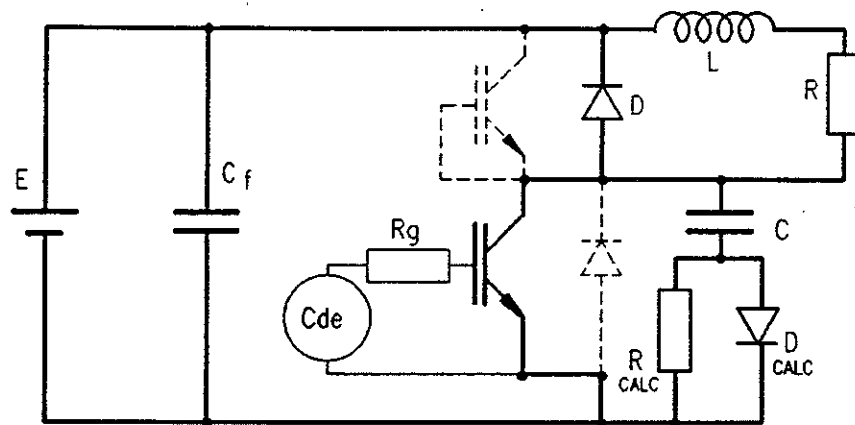


Figure 13. La structure expérimentale

Dans cette expérimentation, nous avons utilisé la paire interrupteur diode que nous trouvons dans un module IGBT de puissance.

La mesure des pertes de chacun des deux composants par la méthode calorimétrique a nécessité l'utilisation de deux modules séparés. Comme nous l'avons mis en évidence dans l'étude théorique, le comportement de la diode influence, à travers ses paramètres de recouvrement (Q_{RR} , I_{RM} , t_{RR}), la commutation de l'interrupteur.

Avec la structure expérimentale utilisée, pour laquelle l'inductance de la maille de puissance ($L_m + L_b$) est faible et compte-tenu des caractéristiques du composant employé, la montée du courant à l'amorçage sera contrôlée par l'interrupteur et celui-ci agira, par l'intermédiaire de cette grandeur, sur les paramètres de recouvrement de la diode.

I.2.1.2 Les circuits d'aide à la commutation utilisés

Les fortes vitesses de variation du courant à la mise en conduction de l'interrupteur ($400A/\mu s \leq di/dt \leq 1000A/\mu s$) et l'ordre de grandeur de l'inductance de maille de la cellule de commutation ont permis de tester les composants sans CALC à la fermeture.

Néanmoins, dans la configuration, $k = \frac{E}{L_{\min}}$ les pertes sont importantes et maximales dans la diode.

L'augmentation de l'inductance du circuit L_{RD} au-delà de cette valeur (L_{\min}) a pour effet de réduire les pertes aussi bien dans l'interrupteur que dans la diode, mais augmente le temps de commutation de l'ensemble.

L'adjonction d'un CALC à la fermeture provoque, tant que $L < L_{\min}$, des effets inverses sur la diode et le transistor. Le manque d'informations sur le phénomène de recouvrement des diodes utilisées ne nous a pas permis de définir une valeur optimale de l'inductance de CALC qui minimise la puissance totale dissipée par le module. Pour cela, nous aurions eu besoin de connaître la caractéristique $I_{RM}=f(di/dt)$ qui n'est pas fournie par le constructeur, la diode du module étant généralement caractérisée pour la vitesse de variation du courant typique de l'interrupteur et pour différents niveaux de courant. Un exemple de cet abaque est présenté Figure 14 [10].

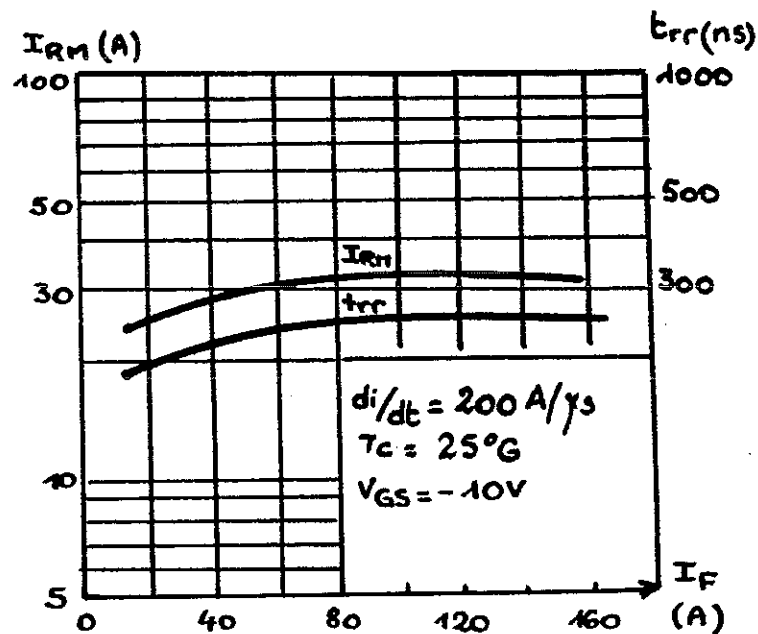


Figure 14. Caractéristique de recouvrement de la diode du module MG 200N1US1

Au blocage, les paramètres de traînage des composants IGBT ont nécessité l'utilisation d'un circuit RCD pour réduire les pertes de celui-ci pendant sa phase d'extinction. L'inductance de câblage a été limitée par l'utilisation de résistances non inductives montées sur substrat. Ces composants compacts peuvent dissiper des puissances importantes ($P_{\max}=500$ W) à partir du moment où ils sont associés à des radiateurs performants tels que des refroidisseurs à eau.

1.2.1.3 Les commandes éloignée et rapprochée

L'influence des ordres de commande sur les caractéristiques de commutation d'un interrupteur n'est plus à démontrer. La partie commande, et plus particulièrement la commande rapprochée du composant, fait partie des conditions de fonctionnement qui doivent être prises en considération pour définir l'environnement de l'interrupteur.

La partie commande éloignée a permis de générer un signal rectangulaire de fréquence et rapport cyclique variables. L'isolation galvanique entre cet étage et la commande rapprochée a été effectuée par fibre optique. La mise en forme des ordres de commande effectuée au plus près du composant conditionne, avec la résistance de grille R_g , l'amorçage et l'extinction de l'interrupteur.

I.2.2 Les dispositifs de mesures et de surveillance

Dans le cadre des activités de recherche menées au sein du laboratoire, nous avons développé un dispositif capable de mesurer les grandeurs électriques instantanées appliquées aux divers composants d'un convertisseur au cours de son fonctionnement [11]. Un traitement adéquat de ces grandeurs permet d'obtenir les puissances instantanées représentatives des pertes et des contraintes thermiques appliquées aux parties actives des composants. Cette chaîne d'acquisition, dont le schéma de principe est présenté Figure 15, associe les performances d'un oscilloscope TEKTRONIX 2430 et celle d'un mini-ordinateur HP 320 série 9000. Cet ensemble accroît la précision des mesures effectuées, en tenant compte des problèmes spécifiques de l'électronique de puissance.

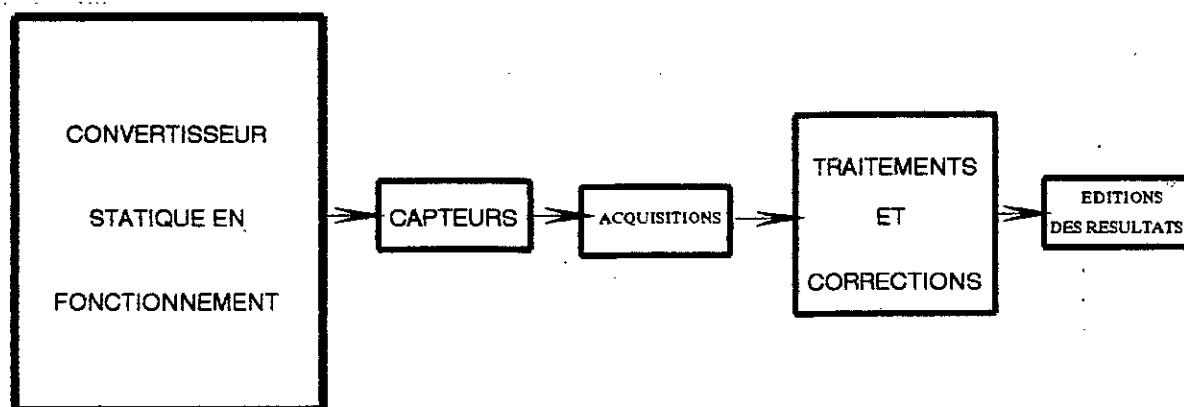


Figure 15. Organisation du dispositif de mesure

Ce dispositif d'acquisition est en perpétuelle évolution pour tirer profit des améliorations technologiques des différents constituants. Nous en présenterons une version figée, validée par des mesures calorimétriques [12] que nous utiliserons pour notre travail.

I.2.2.1 Les mesures à fortes vitesses de variations de courant et de tension

Lors des transitions associées aux mécanismes de conversion de l'électronique de commutation, l'amélioration de la précision des mesures électriques passe par une augmentation temporaire de la sensibilité des acquisitions. Pendant une phase d'amorçage, la vitesse de montée du courant peut atteindre $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$ alors qu'au même moment, la tension s'écroule avec une pente de $800\text{V}/\mu\text{s}$.

Exceptés les problèmes associés directement aux capteurs et à leur bande passante que nous aborderons par la suite, ces commutations nécessitent des fréquences d'échantillonnages élevées. La limite dans ce domaine de l'oscilloscope numérique utilisé ($f_{\text{emaxi}}=100$ MHz) est repoussée par l'acquisition en double base de temps. Pour s'affranchir des perturbations émises par le convertisseur en fonctionnement sur les capteurs, nous avons eu recours à deux techniques différentes suivant que nous traitons les bruits asynchrones ou synchrones.

- l'acquisition de N itérations permet statistiquement de réduire les bruits asynchrones dans un rapport $N^{1/2}$.
- la méthode de la double pesée, acquisition (signal+bruit) puis acquisition (bruit) et enfin soustraction, réduit les problèmes liés aux bruits synchrones.

Le principal inconvénient de cette méthode est la durée de la mesure, provoquée par ces itérations, qui peut atteindre une dizaine de minutes.

La mesure en double base de temps agit directement sur la dynamique horizontale de nos acquisitions. Les signaux mesurés présentant aussi de fortes variations verticales, il s'avère nécessaire d'agir sur la sensibilité verticale de nos mesures. Pour estimer les pertes en conduction dans de bonnes conditions, il est nécessaire de connaître avec précision la tension de saturation de l'interrupteur. Lors de l'état bloqué, les tensions à mesurer sont de l'ordre de quelques centaines de volts, et provoquent la saturation de l'oscilloscope. La solution de l'écrêtage permet de mesurer finement l'état passant du composant sans saturer l'oscilloscope pendant la phase de blocage. Cette technique [7] est réalisée en pratique par un écrêteur à diode ultra-rapide

1.2.2.2 *Prise en compte de l'influence de l'inductance de boîtier des modules*

POWERBLOCK

Comme nous l'avons mis en évidence dans la modélisation menée précédemment, les modules des interrupteurs de puissance présentent, entre leurs bornes de liaisons et la puce semiconductrice, une inductance de boîtier (L_b) due à la connectique interne du composant. La mesure de tension acquise aux bornes extérieures pendant une commutation à forte vitesse de variation de courant est donc décalée en valeur absolue d'une grandeur $L_b \cdot di/dt$ par rapport à celle supportée par la puce.

Avec les courants rencontrés pendant les commutations, ce décalage peut atteindre des valeurs importantes qui faussent les oscillogrammes de tension et de puissance instantanée ainsi que le calcul des énergies de commutation.

Ce phénomène est particulièrement dangereux pendant la phase d'ouverture. En effet, pendant cette commutation, la vitesse de variation du courant étant négatif, la tension mesurée est inférieure à celle supportée par la puce et peut, sans que l'utilisateur puisse s'en apercevoir, dépasser la tension admissible par le composant.

Un exemple numérique est présenté Figure 16 pour mettre en évidence ce phénomène.

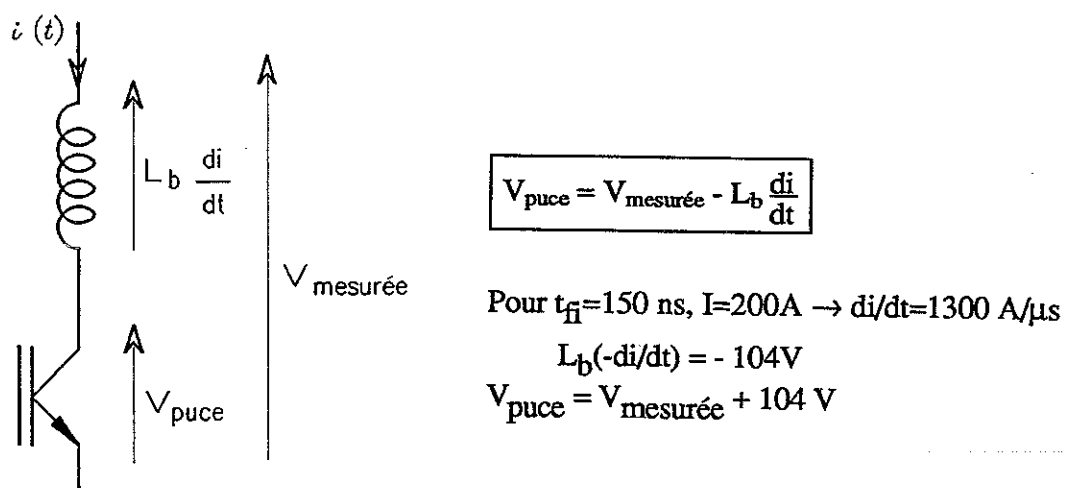


Figure 16. Influence de l'inductance de boîtier

La correction de l'influence de cette inductance est prise en compte par la chaîne de mesures. L'énergie stockée dans l'inductance de boîtier, à l'amorçage de l'interrupteur, n'est pas comptabilisée pendant sa phase de mise en conduction, mais à son extinction, moment au cours duquel, elle est dissipée dans le composant.

Le phénomène dual se produit avec la capacité intrinsèque C_{DS} . En effet, cette capacité se charge au blocage de l'interrupteur et son énergie est dissipée dans le composant pendant sa mise en conduction. Contrairement au phénomène inductif, le phénomène capacitif est non linéaire vis à vis de la tension V_{DS} et le dispositif de mesure ne permet pas d'effectuer cette correction.

Les applications de fortes puissances privilégiant le phénomène inductif, nous avons pu nous affranchir du phénomène capacitif qui est minime pour les interrupteurs étudiés ($3\text{nF} < C_{DS} < 50\text{nF}$)

1.2.2.3 Les imperfections des capteurs

Les mesures d'inductance restent une des principales difficultés rencontrées par les expérimentateurs. Lorsqu'il s'agit de courants de plusieurs centaines d'ampères avec des variations rapides, le problème d'acquisition semble aujourd'hui pratiquement insurmontable. Deux types de sondes de courant permettent, malgré tout, de répondre en partie aux besoins des électroniciens de puissance.

Les sondes actives à effet HALL présentent l'avantage de couvrir une gamme de fréquence allant du continu à 50 MHz. Leur principal inconvénient est leur forte sensibilité aux perturbations émises par le convertisseur, mais la double acquisition présentée précédemment permet de corriger en partie ce défaut.

Les sondes passives, moins sensibles aux perturbations et de bande passante plus large, (de fréquence de coupure haute comprise entre 60 MHz et 120 MHz), se comportent comme un filtre passe-haut et ne laissent pas passer la composante continue du courant. Elles modifient par là-même l'allure des paliers de courant. Des travaux sur la caractérisation de ces sondes [13] ont conduit à compenser ce défaut en introduisant une correction qui tient compte de la réponse Gain-Phase des sondes de courant. La deuxième partie du travail sur ces capteurs de courant a permis pour chacune des sondes utilisées, de définir le retard introduit par chacune d'elles et d'intégrer ce décalage dans la mesure. Ce retard, qui peut aller jusqu'à quelques dizaines de nano secondes, introduit dans le calcul de la puissance instantanée $p(t)=v(t).i(t)$ des erreurs d'autant plus importantes que les commutations sont rapides. Ainsi, pendant l'ouverture de transistor

MOS nous pouvons atteindre des erreurs de 400% avec des sondes de courant ayant un retard de 20 ns [7].

I.2.2.4 Le dispositif de surveillance

L'étude précise de chacune des phases de fonctionnement de l'interrupteur nécessitant une période d'acquisition plus ou moins longue, il s'est avéré nécessaire d'effectuer par ailleurs une surveillance des pertes globales dissipées par le composant. Pour cela, nous avons eu recours à la mesure calorimétrique qui utilise le refroidissement du dispositif, assuré par un fluide caloporteur. Ainsi, connaissant le débit du fluide à l'aide d'un débitmètre et la différence de température entre la sortie et l'entrée du radiateur, nous pouvons en déduire la puissance véhiculée et par conséquent les pertes dissipées par le composant.

Deux configurations ont été utilisées pour notre travail :

- Une configuration à radiateur "infini" pendant laquelle le débit est maximal et la température du fluide sensiblement constante ($\Delta T < 2^\circ\text{C}$). Cette configuration, a généralement été utilisée pendant nos essais, excepté lors des phases de mesures calorimétriques des pertes.
- Une configuration, permettant d'estimer les pertes totales dissipées par le composant, qui nécessite un débit plus faible que la précédente afin d'obtenir un gradient de température significatif ($3^\circ\text{C} \leq \Delta T < 5^\circ\text{C}$). Dans ce cas, le radiateur n'est pas infini. Avec cette mesure, nous surveillons que le composant n'a pas atteint sa puissance maximale dissipable. La mesure de la température du fluide à l'entrée et à la sortie est effectuée à l'aide de thermocouples de type K (Chrome / Alumel) appairés montés en opposition. Ce montage est relié à un microvoltmètre qui indique une différence de potentiel proportionnelle au gradient de température ($40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$).

I.2.3 Exploitations des résultats expérimentaux

I.2.3.1 Présentation des mesures effectuées

Un travail expérimental a été effectué sur plusieurs composants IGBT présentés dans notre étude, afin de vérifier le comportement global de cette famille d'interrupteurs. Nous détaillerons ici les caractéristiques de commutation relevées sur un composant représentatif, le transistor IGBT MG200J2YSI (200A/600V) qui appartient à la gamme nouvelle génération de TOSHIBA [10]. Ce module comprend deux interrupteurs montés en bras de pont avec leur diode en inverse. Deux essais, dans des configurations différentes sont présentés Figure 17.

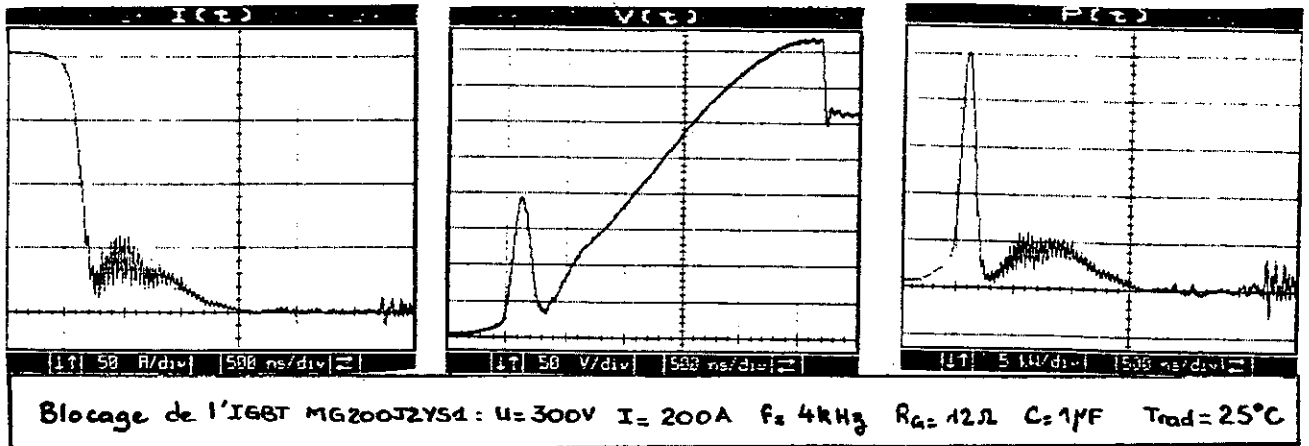
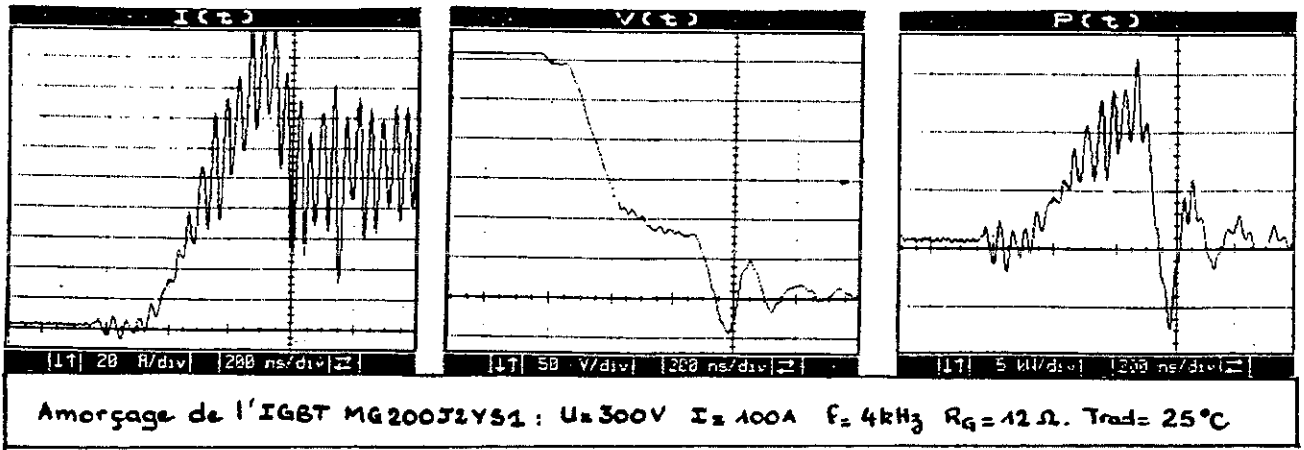


Figure 17. Présentation des oscillogrammes de commutations

- à l'amorçage : $I = 100A$ - $U = 300V$
- au blocage : $I = 200A$ - $U = 300V$

Les énergies mesurées pendant les différentes phases de fonctionnement sont récapitulées dans le tableau Figure I.18.

Pertes exprimées en Watts		
I (A)	100	200
A l'amorçage	12,4	36,4
En conduction	110	330
Au blocage	5,5	32
Total	128	398

Conditions d'essais

* Partie puissance

- . Tension d'alimentation $E = 300V$
- . Courant commuté $I = 100, 200A$
- . Fréquence de fonctionnement $f = 4kHz$
- . Rapport cyclique de la structure
- Hacheur $\alpha = 0,5$
- . Capacité du CALC à l'ouverture
- $C = 1\mu F$
- . Température du radiateur $T_{rad} = 25^\circ C$

* Partie commande

- . $V_{GS} = \pm 15V$
- . $R_{gon} = R_{goff} = 12\Omega$

Figure 18. Tableau récapitulatif des essais expérimentaux

Figure 18. Tableau récapitulatif des essais expérimentaux

I.2.3.2 Validation des modèles développés et limite de cette approche

La comparaison de ces résultats expérimentaux avec les énergies calculées à partir des modèles peut être menée de deux manières différentes :

- un premier calcul à partir des données du constructeur donne une plage de fonctionnement qui dépend des valeurs extrêmes données (typique et maximale). Le résultat qui en découle est peu précis mais a l'avantage de donner un ordre de grandeur sans faire intervenir des expérimentations.
- une seconde approche consiste à relever sur des essais expérimentaux les paramètres de commutation pour extrapoler le résultat obtenu en fonction d'un paramètre (tension fréquence) à partir du moment où celui-ci n'influence pas de manière significative l'allure des caractéristiques de commutations.

Nous avons effectué ces deux approches afin de quantifier les différents résultats et définir ainsi un domaine de validité de notre travail.

* Avec les données du constructeur [10] nous pouvons définir pour chacun des paramètres les plages de fonctionnement suivantes:

$$\begin{aligned}
 400 \text{ ns} &\leq t_{\text{on}} \leq 800 \text{ ns} & 4,9 \text{ mJ} &\leq E_{\text{on}} \leq 15,73 \text{ mJ} \\
 3 \text{ V} &\leq V_f \leq 4 \text{ V} & 3 \alpha I &\leq P_{\text{cond}} \leq 4 \alpha I \\
 150 \text{ ns} &\leq t_{\text{fi}} \leq 350 \text{ ns} \\
 500 \text{ ns} &\leq t_{\text{off}} \leq 1 \mu\text{s}
 \end{aligned}$$

Ce qui se traduit, au niveau des énergies dissipées par l'interrupteur pendant son blocage, par les valeurs récapitulées dans le tableau ci-après (Figures 19 a et 19 b).

I	100 A		200 A	
$t_{\text{fi}}(\text{ns})$	150	350	150	350
$t_{\text{off}}(\text{ns})$				
500	2,1 mJ	2,23 mJ	8,5 mJ	8,9 mJ
1000	2,4 mJ	2,57 mJ	9,7 mJ	10,3 mJ

Figure 19 a . Calculs des énergies dissipées pendant le blocage

Pour une fréquence de fonctionnement $f = 4 \text{ kHz}$ et un rapport $\alpha=0,5$ on obtient alors les puissances dissipées suivantes.

$I = 200 \text{ A}$	$I = 100 \text{ A}$
$20 \text{ W} \leq P_{\text{on}} \leq 63 \text{ W}$	$21 \text{ W} \leq P_{\text{on}} \leq 42 \text{ W}$
$300 \text{ W} \leq P_{\text{cond}} \leq 400 \text{ W}$	$150 \text{ W} \leq P_{\text{cond}} \leq 200 \text{ W}$
$34 \text{ W} \leq P_{\text{off}} \leq 41,2 \text{ W}$	$8,4 \text{ W} \leq P_{\text{off}} \leq 10,3 \text{ W}$

Figure 19 b . Calculs des puissances dissipées pendant les différentes phases de fonctionnement.

*. En utilisant les relevés expérimentaux, nous obtenons :

Pour $I = 100 \text{ A}$ $U = 300 \text{ V}$

à l'amorçage $t_{\text{on}}=400 \text{ ns}$, $I_{\text{RM}} = 70 \text{ A}$, $di/dt = 425 \text{ A}/\mu\text{s}$

$E_{\text{on}} = 3 \text{ mJ}$

au blocage $t_{\text{fi}} = 120 \text{ ns}$, $t_{\text{tail}} = 900 \text{ ns}$, $I_{\text{tail}} = I_n/5 \approx 20 \text{ A}$

$E_{\text{off}} = 2,2 \text{ mJ}$

Pour $I = 200 \text{ A}$ $U = 300 \text{ V}$

à l'amorçage $t_{\text{on}} = 700 \text{ ns}$, $I_{\text{RM}} = 80 \text{ A}$, $di/dt = 400 \text{ A}/\mu\text{s}$

$E_{\text{on}} = 9,8 \text{ mJ}$

au blocage $t_{\text{fi}} = 150 \text{ ns}$, $t_{\text{tail}} = 1300 \text{ ns}$, $I_{\text{tail}} = I_n/5 \approx 40 \text{ A}$

$E_{\text{off}} = 10 \text{ mJ}$

L'ensemble des résultats expérimentaux ou calculés est résumé dans le tableau de la Figure 20 a, dans lequel les pertes estimées sont définies à partir des données constructeur et les pertes calculées à partir de la mesure des paramètres électriques.

I(A)	En conduction			A l'amorçage			Au blocage		
	Pmesurée (W)	Pestimée (W)	Pcalculée (W)	Pmesurée (W)	Pestimée (W)	Pcalculée (W)	Pmesurée (W)	Pestimée (W)	Pcalculée (W)
100	110	$150 \leq Pe \leq 200$	110	12,4	$21 \leq Pe \leq 42$	12	7,5	$8,4 \leq Pe \leq 10,34$	8,8
200	330	$300 \leq Pe \leq 400$	330	33	$20 \leq Pe \leq 63$	39	38	$34 \leq Pe \leq 41$	40

Figure 20 a. Tableau récapitulatif des différentes approches effectuées

La figure 20.b permet de comparer les mesures effectuées par la méthode calorimétrique ($P_{th} = M. Cv. \Delta\theta$) avec les autres techniques théoriques ou expérimentales développées.

Somme des pertes I	$\Sigma P_{mesurée}$ (W)	$\Sigma P_{estimée}$ (W)	$\Sigma P_{calculée}$ (W)	P_{th} (W)
100 A	130	$180 < Pe < 252$	131	142
200 A	401	$354 < Pe < 504$	409	410

Figure 20.b Tableau comparatif des différentes techniques utilisées pour calculer l'ensemble des pertes dissipées par le composant

I.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

L'approche "semi-analytique" que nous avons menée sur les phases de fonctionnement des interrupteurs de puissance nous a permis de mieux comprendre l'influence des différents éléments (parasites ou non) de la cellule de commutation. La prise en compte de l'environnement du module étudié nous autorise à penser que le comportement réel du composant est proche de celui présenté. Les résultats obtenus sur nos modèles sont :

- A l'amorçage $P_{\text{calculée}} = P_{\text{mesurée}} + 18\%$
 $+ 0\%$
- En conduction $P_{\text{calculée}} = P_{\text{mesurée}}$
- Au blocage $P_{\text{calculée}} = P_{\text{mesurée}} + 15\%$
 $+ 5\%$

Malgré tout, force est de constater que divers paramètres électriques sont encore difficiles à estimer. Nous en voulons pour preuve la plage de tolérance avancée par les constructeurs sur certains paramètres de commutation qui arrive à être supérieure à 100 % de la valeur typique. De plus, certains paramètres nécessaires à l'estimation des pertes ne sont pas donnés, (courant de traînage, temps d'écroulement de la tension, caractéristique dynamique de la diode du module ...).

Il apparaît alors difficile pour le circuitier de mieux connaître le composant si ce n'est en le mettant en oeuvre dans une structure. Au cours de ces expérimentations, les mesures de pertes peuvent alors s'effectuer soit par une méthode électrique, soit par une méthode calorimétrique. Les résultats obtenus se situent dans une tolérance d'une dizaine de pour cent.

La tendance actuelle laisse à penser que nous allons vers une meilleure reproductibilité des composants, et par conséquent vers des paramètres électriques aux tolérances plus serrées. Cette amélioration des spécifications des grandeurs électriques met en évidence l'influence de l'environnement thermique du composant. La prise en compte d'un paramètre température de jonction apparaît alors comme nécessaire pour caractériser l'état de fonctionnement d'un composant. Différents constructeurs [14] [15] présentent maintenant des caractéristiques électriques de commutations et de conductions pour un état thermique donné. La deuxième partie de notre travail montrera l'influence du paramètre température de jonction sur les caractéristiques électriques à l'état passant ou en commutation d'un transistor IGBT.

L'objectif du second chapitre de cette première partie sera de mettre en évidence la sensibilité des grandeurs électriques, caractéristiques d'une phase de fonctionnement, vis-à-vis de la température de jonction du composant.

CHAPITRE II

Chapitre II

ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA TEMPERATURE DE JONCTION SUR LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU COMPOSANT I.G.B.T.

INTRODUCTION

II.1 L'I.G.B.T. UN COMPROMIS ENTRE LES STRUCTURES MOS ET BIPOLAIRE

II.1.1 Eléments de physique

II.1.2 Quel comportement à l'état passant

II.1.2.1 Les modèles de l'IGBT en conduction

II.1.2.2 L'influence de paramètre température sur l'état passant du composant

II.1.3 Etude du comportement dynamique

II.1.3.1 Les mécanismes de commutation

II.1.3.2 Influence des paramètres externes au composant sur son comportement dynamique

II.2 EXPERIMENTATION AUTOUR DE L'I.G.B.T.

II.2.1 Caractérisations expérimentales de l'état passant

II.2.1.1 Présentation des résultats obtenus avec le traceur TEKTRONIX

II.2.1.2 Exploitation des résultats

II.2.2 Mesures de l'évolution des paramètres dynamiques au blocage du composant

II.2.2.1 Evolutions des paramètres d'ouverture

II.2.2.2 Exploitation des résultats

II.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

INTRODUCTION

Les technologies hybrides utilisées pour la réalisation de composants de puissance améliorent leur compacité et par là-même, celle des structures dans lesquelles ils sont utilisés. En contrepartie, ces composants, qui sont le siège d'énergies dissipées pendant les phases de commutation et de conduction, sont soumis à une importante densité de puissance et donc à de forts gradients de température. De nombreuses études ont montré l'influence de la température de jonction sur les grandeurs électriques des composants [16] [17]. Certains constructeurs prennent aujourd'hui en compte ce paramètre thermique pour définir les paramètres électriques des interrupteurs.

Ce chapitre a pour objectif de mettre en évidence les variations des énergies dissipées pendant les phases de conduction et de commutation en fonction de la température de jonction.

Une étude du composant IGBT à l'état passant sera présentée pour souligner l'influence des variations, en fonction de la température, des deux grandeurs caractéristiques ($V_{0,r}$) de cet état. Une première approche théorique, faisant référence à la structure interne du composant sera menée pour expliquer les comportements expérimentaux relevés par ailleurs. La phase expérimentale utilisera, d'une part, un traceur permettant la caractérisation du composant et, d'autre part, un banc de test de composants pour étudier le comportement en régime établi et nominal de l'interrupteur.

La seconde partie de ce chapitre traitera du comportement dynamique des interrupteurs IGBT. Des relevés expérimentaux permettront de montrer l'influence de l'environnement thermique du composant sur son comportement dynamique. Nous nous intéresserons particulièrement à l'étude de l'évolution des paramètres du traînage (t_{tail}, I_{tail}), pour corréler leur dépendance vis-à-vis de la température du composant avec celle de la durée de vie des porteurs, phénomène plus général de recouvrement induit par la structure bipolaire.

II.1 L'I.G.B.T. :

UN COMPROMIS ENTRE LES STRUCTURES MOS ET BIPOLAIRE

II.1.1 Eléments de physique

Né en 1982 sous les noms de IGT, COMFET ou GEMFET, ce nouvel interrupteur a suscité un grand intérêt dans le monde de l'Electronique de Puissance [18]. Situé entre le transistor MOS et le transistor bipolaire, il occupe le vide laissé par ces interrupteurs en utilisant les avantages de chacune de ces technologies, à savoir :

- côté MOS : une "facilité" de commande et une dynamique rapide,
- côté bipolaire : un bon état passant pour des interrupteurs de tension moyenne.

Plus particulièrement, il permet d'améliorer les faibles densités de courant du MOSFET haute tension de puissance. De nombreuses études [19] [7] mettent en avant un espace privilégié de fonctionnement de cet interrupteur qui se situe :

- dans une gamme de fréquence moyenne $f =$ quelques 10 kHz
- pour des calibres tension $400 \text{ V} \leq U \leq 1200 \text{ V}$
- pour des calibres courant $10 \text{ A} \leq I \leq 400 \text{ A}$

Classiquement, différents graphes permettent de le positionner vis-à-vis des autres interrupteurs de puissance (Figure 21).

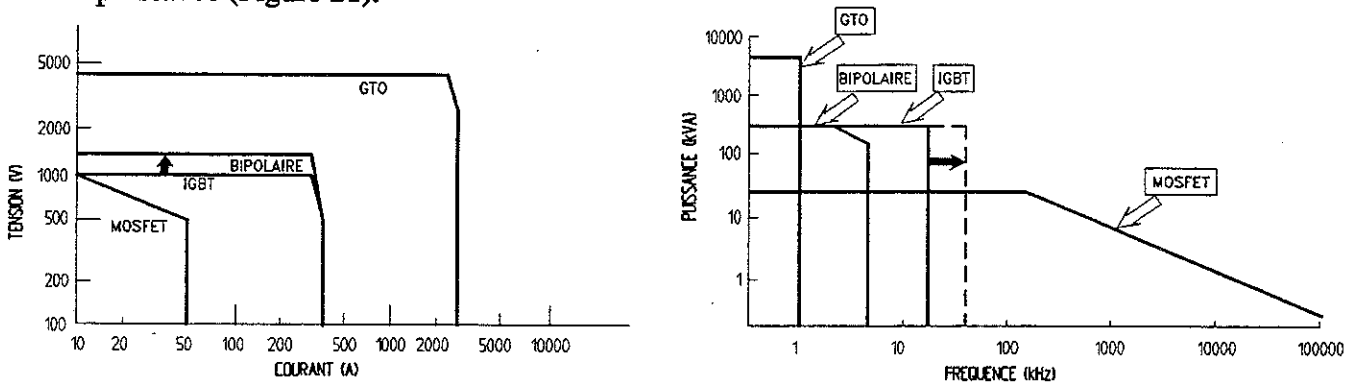


Figure 21. Position des transistors IGBT par rapport à l'ensemble des interrupteurs de puissance.

Ce transistor IGBT est issu de la structure VDMOS, où vient s'ajouter une couche P^+ qui permet de moduler sa résistance, de la rendre plus faible et de créer le phénomène bipolaire. Il oscille sans cesse entre ces deux technologies (Figure 22).

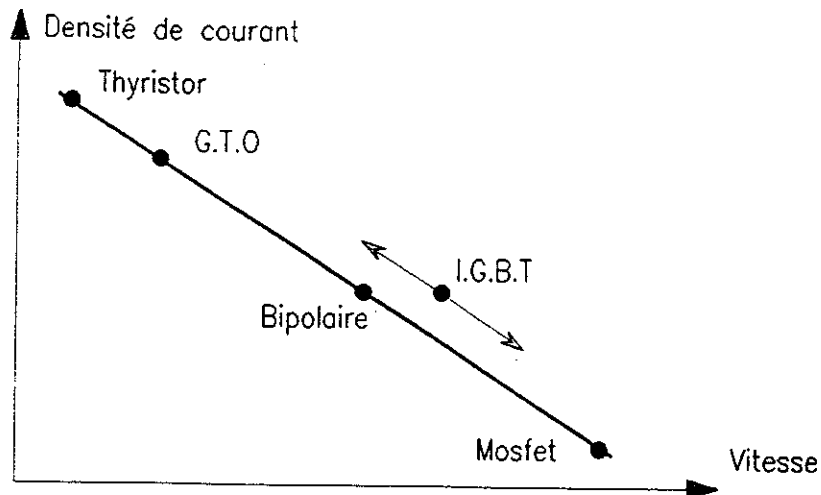


Figure 22. L'IGBT : un compromis entre les structures MOS et bipolaire

Différents compromis se trouvent aujourd'hui sur le marché avec l'apparition des gammes dites lentes ou de première génération, et des gammes dites rapides ou de seconde génération. Les manufacturiers privilégient tantôt la structure bipolaire et donc l'état passif du composant, tantôt la structure MOS et donc les caractéristiques dynamiques de l'interrupteur.

Hormis ces variantes qui tournent autour du compromis entre les deux technologies en présence, nous devons évoquer ici l'apport des nouvelles structures telles que celle à court-circuit d'anode utilisée pour le CS IGBT [20] et dont la coupe est comparée à celle de la structure classique.

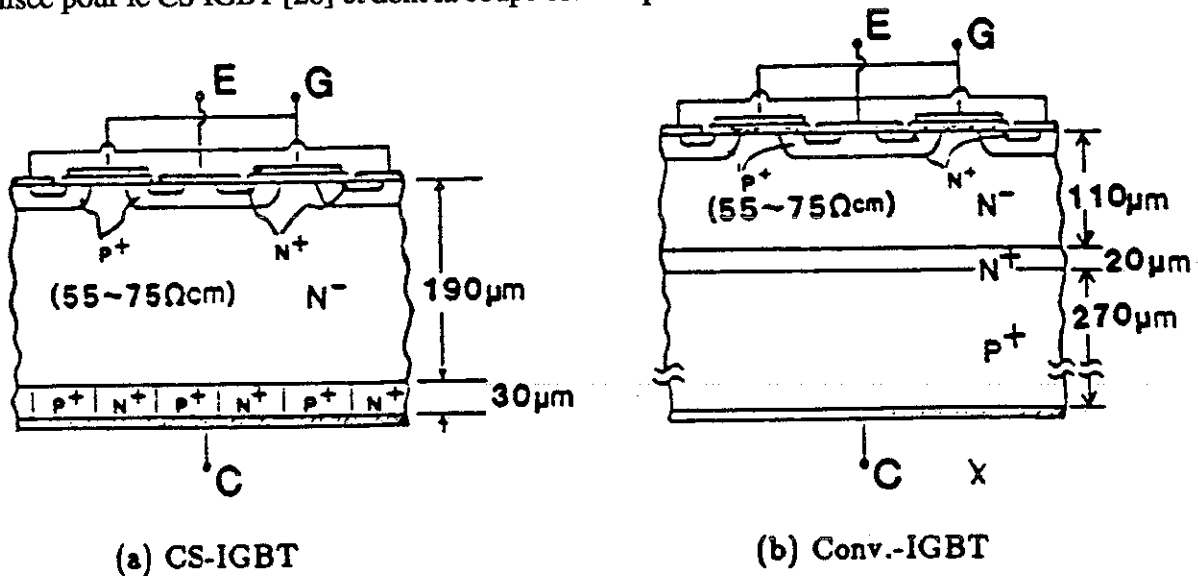


Figure 23. Présentation de la coupe de la structure à court-circuit d'anode comparée à la structure conventionnelle.

Comme nous pouvons le constater, il sera difficile de figer un comportement spécifique de ces interrupteurs et nous devons prendre en compte la particularité de chacune de ces gammes.

II.1.2 Le comportement à l'état passant

Le comportement électrique du composant IGBT est fortement influencé par le choix technologique dont il est issu. Nous aborderons donc l'aspect global de la caractérisation de cet interrupteur, et nous développerons ensuite l'influence de la température sur les grandeurs électriques qui caractérisent l'état passant du composant.

II.1.2.1 Le modèle de l'I.G.B.T. en conduction

En portant le potentiel de la tension grille (V_{GS}) à une valeur supérieure à celle de la tension de seuil V_{Th} , nous créons un canal d'inversion qui relie la source N^+ à l'épitaxie N. Tant que la tension V_{DS} , de la structure MOS, est inférieure à celle de la tension de seuil de la jonction PN du transistor PNP (0,7V), seule la partie MOS est conductrice. A partir du moment où cette tension dépasse la tension de seuil, le transistor PNP devient conducteur et l'effet bipolaire de l'interrupteur IGBT apparaît.

Sa caractéristique courant-tension s'établit comme suit :

$$V_{DS} = V_{BE} + R I_B = V_{BE} + \left(\frac{R}{1+\beta} \right) I_{DS}$$

avec :

- V_{BE} : tension de seuil de la jonction Emetteur-Base
- R : résistance de la structure MOS vue par le courant de base
- β : gain en courant du transistor bipolaire
- I_{DS} : courant de sortie de l'interrupteur

La tension de déchet du transistor IGBT dépend donc à la fois de sa structure MOS, via R , et de sa structure bipolaire, via V_{BE} et β . Le compromis entre les deux technologies est ainsi mis en évidence et influe suivant le gain en courant $\beta = I_C/I_B$ du transistor PNP sur l'état passant de la structure.

Pour les composants de première génération, la partie bipolaire a été privilégiée par un gain en courant élevé et donc la tension de déchet sera faible devant celle des composants dits rapides pour lesquelles ce gain sera plus faible.

Quel que soit le compromis retenu, ces composants ne présentent un intérêt, par rapport aux structures MOS, qu'à partir du moment où les gammes de tenue en tension de ces interrupteurs dépasse 400 V. Au-delà de cette valeur la nécessaire augmentation d'épaisseur de la couche épitaxiale imposerait de trop faible densité de courant pour conserver un état passant acceptable. Une étude de BALIGA [21] a mis en évidence la limite entre ces deux familles d'interrupteurs (Figure 24).

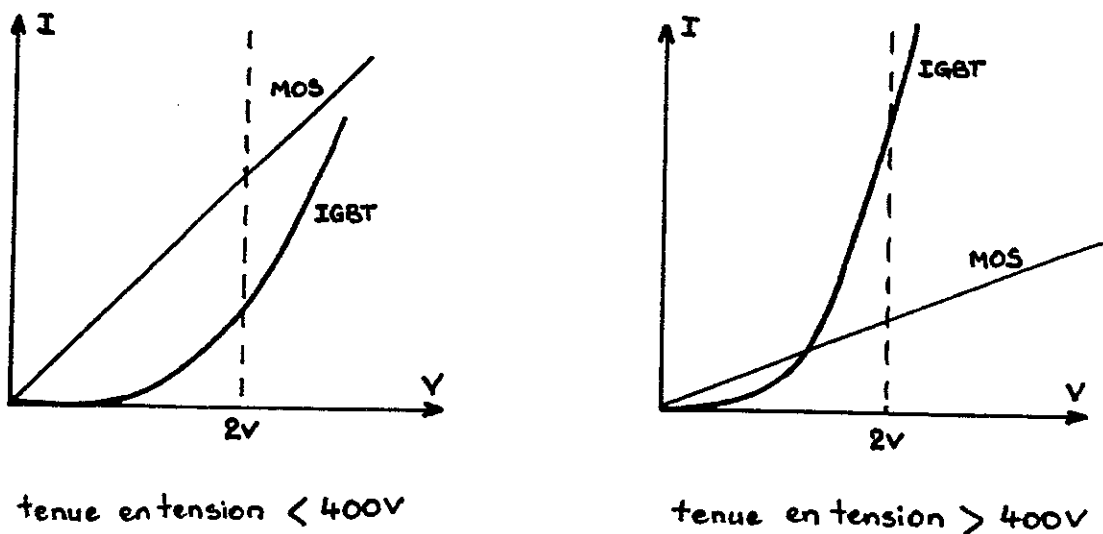


Figure 24. Comparaison des caractéristiques courant./tension entre VDMOS et IGBT pour différents niveaux de tenue en tension.

La relation de la caractéristique $I=f(V)$ définie précédemment fait apparaître des grandeurs V_{BE} , R et β qui dépendent du point de fonctionnement et en particulier du niveau de température à laquelle la puce de l'interrupteur se trouve. Nous allons donc essayer d'interpréter l'influence de ce paramètre vis-à-vis des grandeurs électriques utilisées dans la caractérisation de l'état passant de l'interrupteur IGBT, pour en tenir compte dans la suite de notre étude.

II.1.2.2 Influence de la température sur l'état passant du composant

De nombreux travaux [22] [23] ont montré l'influence de la température de jonction sur le comportement électrique des composants semi-conducteurs au silicium. L'étude de la diode à l'état passant a mis en évidence la complexité de cette dépendance qui est liée aux deux composantes, ohmique et de jonction, de la chute de tension directe. Excepté le niveau de courant considéré qui pondère l'un des deux phénomènes, l'évolution de la chute directe d'une jonction est liée aux variations de la concentration intrinsèque, à la durée de vie et à la mobilité des porteurs. L'étude physique de ce phénomène est traduit par la loi de variation suivante

$$V_d = \frac{KT}{e} \text{Log} \frac{N_D N_A}{n_i^2}$$

avec : T : température en Kelvin ($^{\circ}\text{K}$)

K : constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K

n_i : concentration intrinsèque des porteurs libres (cm^{-3})

N_A : concentration d'atomes accepteurs (cm^{-3})

N_D : concentration d'atomes donneurs (cm^{-3})

V_d : tension de diffusion de la jonction P.N

Classiquement cette loi de variation aboutit à une évolution telle que :

$$-2\text{mV} / ^{\circ}\text{K} \leq \frac{\Delta V_d}{\Delta T} \leq -1,5 \text{ mV} / ^{\circ}\text{K}$$

Le comportement du transistor IGBT à l'état passant est voisin de celui de la jonction PN. Différentes approches permettent de rendre compte de l'évolution des phénomènes de conduction et de diffusion existants dans cet interrupteur. Par ailleurs, l'étude fondamentale menée par N. ADLER [24] sur les thyristors met en évidence la complexité de la relation de dépendance qui lie les grandeurs électriques et le paramètre température de jonction. Basée sur l'égalité de puissance générée et dissipée dans le silicium, cette étude prend en compte les équations des semiconducteurs et celle de la chaleur.

Les résultats de ces travaux restent difficiles à exploiter pour les utilisateurs de semiconducteurs. Bons nombres de paramètres sont mal ou pas connus et les imprécisions introduites sont difficilement cohérentes avec ces approches. Pour analyser le comportement électrique du transistor IGBT et expliquer globalement l'évolution des ses paramètres caractéristiques, nous associerons à sa structure le schéma équivalent présenté Figure 25.

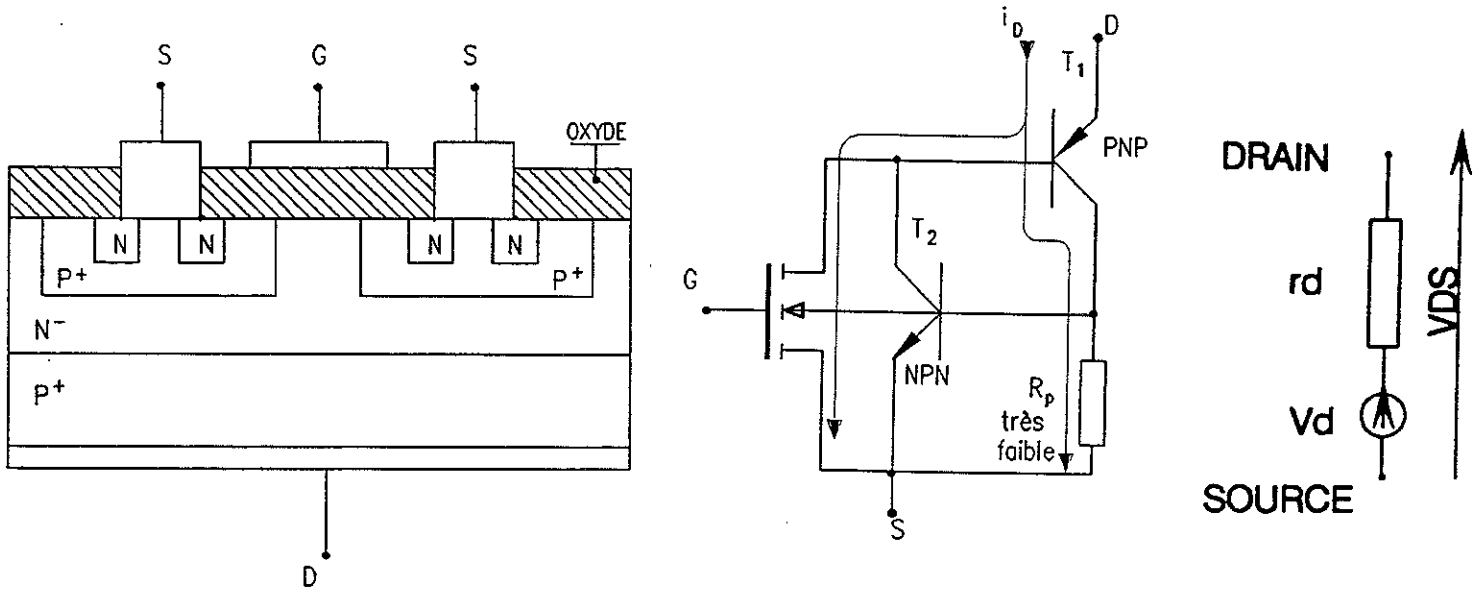


Figure 25. Présentation de la structure du transistor IGBT, de son schéma équivalent et du modèle simplifié retenu pour l'étude en conduction.

Ce modèle permettra de traduire la relation :

$$V_{DS} = V_o + \left(\frac{R}{1+\beta} \right) I_{DS} = V_o + r_d \cdot I_{DS}$$

Le paramètre tension de seuil V_o est principalement constitué de la tension de diffusion V_d et sa loi de variation en fonction de la température sera sensiblement celle du paramètre de diffusion définie au paragraphe II.1.2.2.

L'évolution de la tension de déchet de l'interrupteur sera donc dépendante du phénomène de diffusion et du phénomène de conduction par l'intermédiaire de la résistance de la couche épitaxiée. La valeur de cette résistance est fonction de la résistivité de la couche (ρ) qui suit la loi de variation suivante :

$$\rho = \frac{1}{e \cdot n \cdot \mu_n}$$

où ρ : résistivité de la couche
 n : nombre d'électrons libres
 μ_n : mobilité des électrons

Ce dernier paramètre (μ_n) est une fonction non linéaire de la température [23] à coefficient négatif. Son évolution est présentée Figure 26.

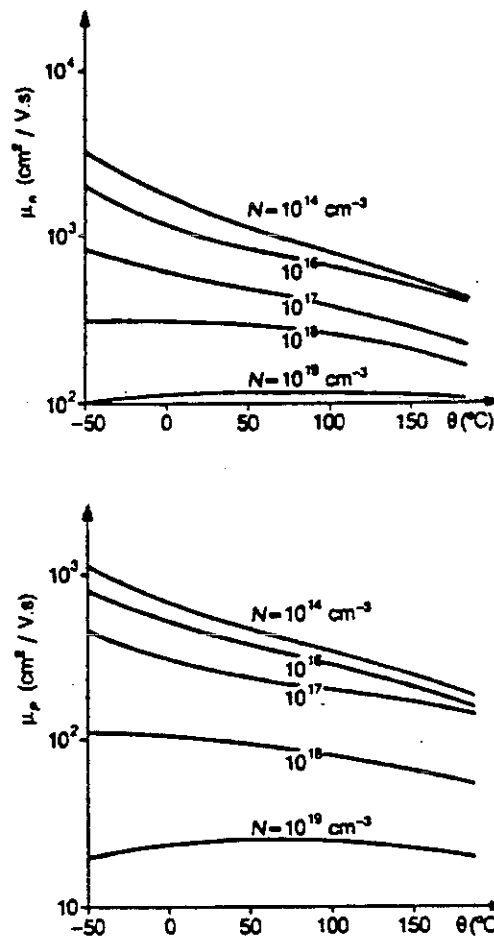


Figure 26. Variations des mobilités des électrons (μ_n) et des trous (μ_p) en fonction de la concentration du dopant (N) et de la température (θ) dans le cas du silicium [23].

La loi de variation de la chute de tension ohmique est donc croissante avec la température et son influence d'autant plus importante à fort niveau de courant. La deuxième composante de la tension de déchet de l'interrupteur IGBT est, en grande partie, équivalente à la tension de diffusion d'une jonction PN. Sa loi de variation sera définie par la relation précitée et son coefficient est négatif.

Ainsi, suivant le niveau de courant injecté dans le composant nous obtenons :

- Une loi de variation positive quand la partie ohmique de la chute de tension sera prépondérante sur la tension de seuil.
- Une loi de variation négative, à faible niveau du courant, lorsque la tension de diffusion représente la partie principale de la tension de déchet.

II.1.3 Etude du comportement dynamique

De même que les caractéristiques en conduction, les paramètres en commutation sont influencés, lors des variations de température de jonction, par les comportements antagonistes des structures MOS et bipolaire liés aux phénomènes de conduction et de diffusion.

II.1.3.1 Les mécanismes de commutation

L'amorçage de l'I.G.B.T. s'effectue en deux temps. Ce comportement physique doit se traduire aux niveaux des grandeurs électriques externes du composant. Nous n'avons trouvé à ce jour aucune bibliographie qui met en évidence l'influence des structures MOS et bipolaire sur l'évolution des paramètres externes du composant pendant sa phase d'amorçage. Différentes explications peuvent être avancées pour justifier ce constat. Tout d'abord au niveau technologique, le temps de mise en conduction de la partie MOS est faible devant celle de la partie bipolaire. Son influence sur les caractéristiques externes d'amorçage ne peut donc être clairement mise en évidence. De plus, la phase de mise en conduction est fortement influencée par l'environnement électrique du composant. En effet, en présence d'un circuit très peu inductif, le semi-conducteur contrôle lui-même la vitesse de variation du courant mais subit la tension que lui impose l'environnement. Inversement, la présence d'un CALC impose la montée du courant, et la tension de saturation dynamique est dépendante du composant. Par ailleurs, la commande de grille qui conditionne dans une moindre mesure le comportement dynamique de son courant ou de sa tension pendant l'amorçage, est perturbée par le courant capacitif dû à la capacité de MILLER du composant et au fort dV_{DS}/dt [25].

Par contre, les deux phases qui constituent l'ouverture de l'interrupteur IGBT sont visibles sur les grandeurs électriques externes caractérisant le blocage. Pendant la première partie de l'ouverture, correspondant à l'action de la partie MOS, le courant s'écroule avec une forte vitesse de variation ($di/dt \# 600 \text{ A}/\mu\text{s}$). Cette phase est caractérisée par les constructeurs par le temps t_{fi} , et les pertes qu'elle génère sont directement liées à l'inductance de la cellule de commutation, ou à celle du CALC lorsque celui-ci existe. La deuxième partie de l'ouverture correspond à celle du transistor bipolaire qui est alors pratiquement "base en l'air". Dans la plupart des fonctionnements, aucune extraction de charge ne peut s'effectuer via la base du transistor PNP. Les recombinaisons des charges stockées se concrétisent par les paramètres externes I_{tail} , t_{tail} . Certaines applications en structures résonnantes [26] permettent d'agir sur l'extraction des charges à travers la diode parasite du MOS. Cette phase de blocage, comme la phase de conduction, met en évidence, sur les paramètres externes du composant, les parties MOS et bipolaire. Ces deux technologies ayant des comportements inverses lors de la montée en température du composant, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à ces deux phases de fonctionnement. Un travail plus en amont sur l'amorçage de l'interrupteur a été nécessaire, avant de mettre en évidence le comportement imposé par ces deux structures. Tout comme la phase de conduction, la phase de blocage est fortement influencée par le rapport technologique (MOS/Bipolaire) choisi par le constructeur. Les effets de chacune de ces parties sont opposés pendant ces deux phases de fonctionnement et conduisent au compromis évoqué précédemment.

Comme nous l'avons déjà souligné dans le Chapitre I, deux voire trois générations de transistors IGBT sont aujourd'hui disponibles chez certains constructeurs [10]. Exceptées les modifications technologiques présentées par ailleurs, ces deux familles sont dissociées par le gain en courant β du transistor PNP [9]. Cette grandeur peut être définie à partir de la caractéristique d'ouverture du courant de l'IGBT comme nous le présentons Figure 27.

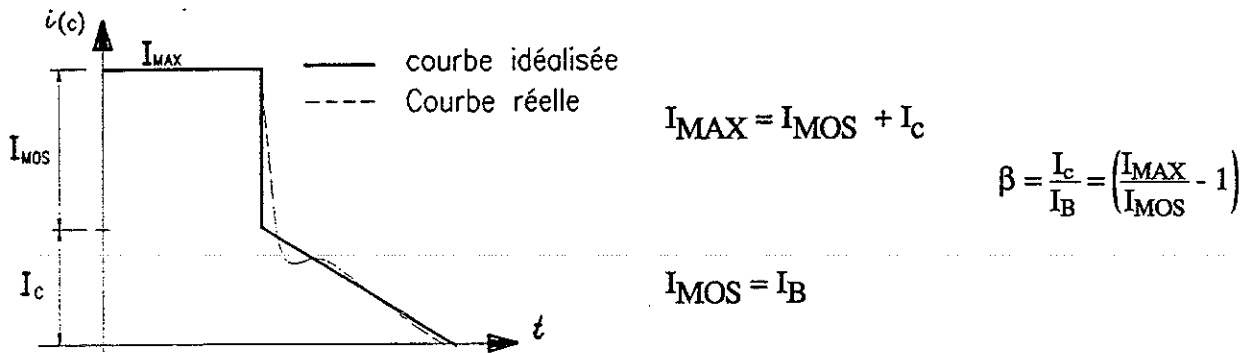


Figure 27. Coupure idéalisée d'un IGBT.

Les caractéristiques de conduction et de blocage de ces deux générations sont par conséquent très différentes comme le montre la Figure 28 [27].

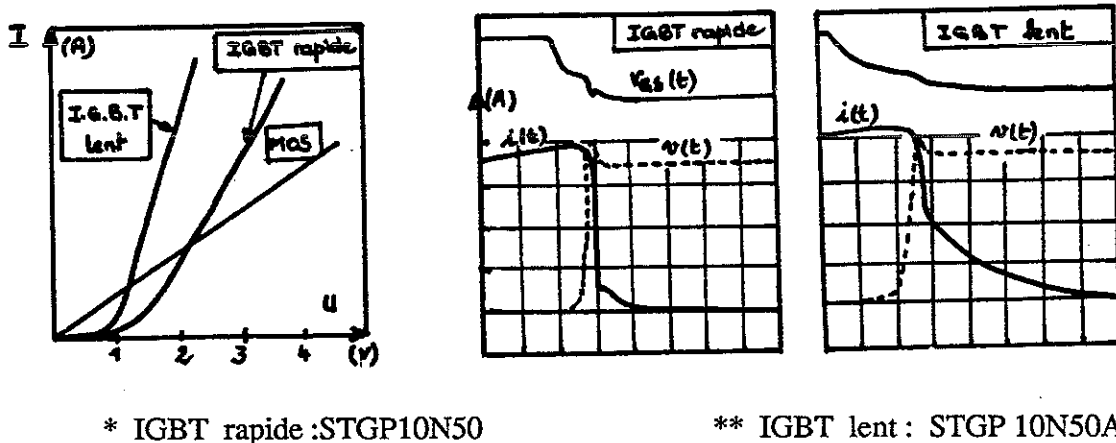


Figure 28. Comparaison des états passant et dynamique de composants IGBT lent et rapide

Différentes techniques [19] sont utilisées pour accélérer l'extinction du composant IGBT. Une couche tampon N^+ insérée entre la couche injectrice P^+ et la zone de DRAIN N^- permet, entre autres, de diminuer le gain du transistor PNP et d'éviter le verrouillage en thyristor de l'interrupteur. Cette nouvelle couche améliore la vitesse de commutation à l'ouverture, ceci d'autant plus qu'elle est fortement dopée (10^{16} à 10^{17} atomes/cm³). L'injection de métaux lourds dans la couche N^- comme l'or ou le platine ou l'irradiation du silicium permettent de créer des centres de recombinaison pour les porteurs excédentaires et donc de réduire la queue de courant due au recouvrement des porteurs minoritaires piégés dans la zone de DRAIN N^- .

En contrepartie, toutes ces techniques dégradent l'état passant du composant et augmente la tension de déchet de l'interrupteur (Figure 29).

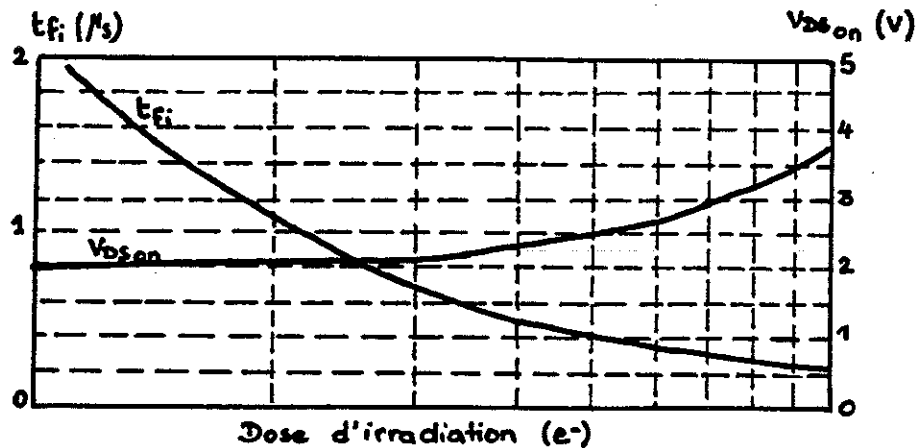


Figure 29. Influence de l'irradiation aux électrons sur le comportement de l'interrupteur [19].

II.1.3.2 Influence des paramètres externes du composant sur son comportement dynamique

Comme nous l'avons souligné, de nombreux paramètres technologiques liés à la conception du composant influencent les comportements dynamiques et statiques de l'interrupteur. D'autres grandeurs électriques imposées par la structure et plus particulièrement par le circuit d'aide interviennent sur le phénomène d'ouverture. L'influence, sur les caractéristiques de traînage, de la vitesse de variation de la tension dV/dt contrôlé par le condensateur du CALC fait l'objet d'une étude spécifique menée par ailleurs [30]. Comme l'environnement électrique, l'environnement thermique de la puce du composant agit sur les caractéristiques de commutation du composant, et particulièrement sur son blocage. La montée en température a différentes conséquences sur les paramètres physiques et sur les mécanismes électroniques d'ouverture. Différents travaux [22] [28] font état de l'évolution des paramètres de I_{tail} , t_{tail} en fonction de la température de jonction.

En effet, l'augmentation de ce paramètre entraîne :

- une diminution de gain en courant du transistor PNP (pour des niveaux de courant élevé)
- une augmentation de la durée de vie des porteurs minoritaires et une réduction de leur mobilité.

Ce dernier phénomène est alors équivalent à une augmentation du temps de recombinaison du transistor bipolaire. L'étude menée par AKIYAMA [20] sur la caractérisation du transistor IGBT à court-circuit d'anode CS-IGBT aboutit aux mêmes conclusions. La dégradation des caractéristiques de blocage de ces composants est malgré tout limitée vis-à-vis des composants à technologies classiques. L'objectif de notre étude expérimentale, a été de mettre en évidence l'influence de l'environnement thermique du composant, que nous caractériserons par le paramètre température de jonction, sur les caractéristiques électriques de l'interrupteur.

II.2 EXPERIMENTATION AUTOUR DE L'IGBT

La limite en puissance disponible sur la plateforme d'essais nous a poussés à développer un nouveau banc de tests, pour les composants de forts calibres. Cette structure permet de faire travailler les interrupteurs testés à leurs valeurs nominales, tout en ne consommant que les pertes dissipées par les composants.

Les différentes études menées au cours de cette phase expérimentale de notre travail ont donc nécessité l'utilisation du dispositif de test développé au laboratoire associé à la chaîne d'acquisition ainsi que du traceur TEKTRONIX [29] disponible au Service Recherches Générales de MERLIN GERIN.

II.2.1 Caractérisations expérimentales de l'état passant

II.2.1.1 Présentation des résultats obtenus avec le traceur TEKTRONIX

Associé à une plaque chauffante régulée en température, ce traceur permet d'obtenir différentes caractéristiques électriques en direct (à fort courant) ou en inverse (sous forte tension) tout en ne dissipant pas (ou peu) d'énergie dans le composant. Cette dernière condition est obtenue par une très faible fréquence de fonctionnement ($f \leq 50$ Hz) et une durée d'impulsion inférieure ou égale à $250 \mu s$. L'élément chauffant impose une température de radiateur que nous assimilerons à la température de jonction du composant. Les effets inductifs pouvant être importants, ces relevés sont faits à partir d'une mesure quatre points. Différents composants IGBT ont été testés. Le tracé des abaques à différents niveaux de température nous a permis de définir pour, chacun de ces composants, l'évolution du paramètre de tension de seuil V_0 et du paramètre de conduction r définis sur la Figure 30.

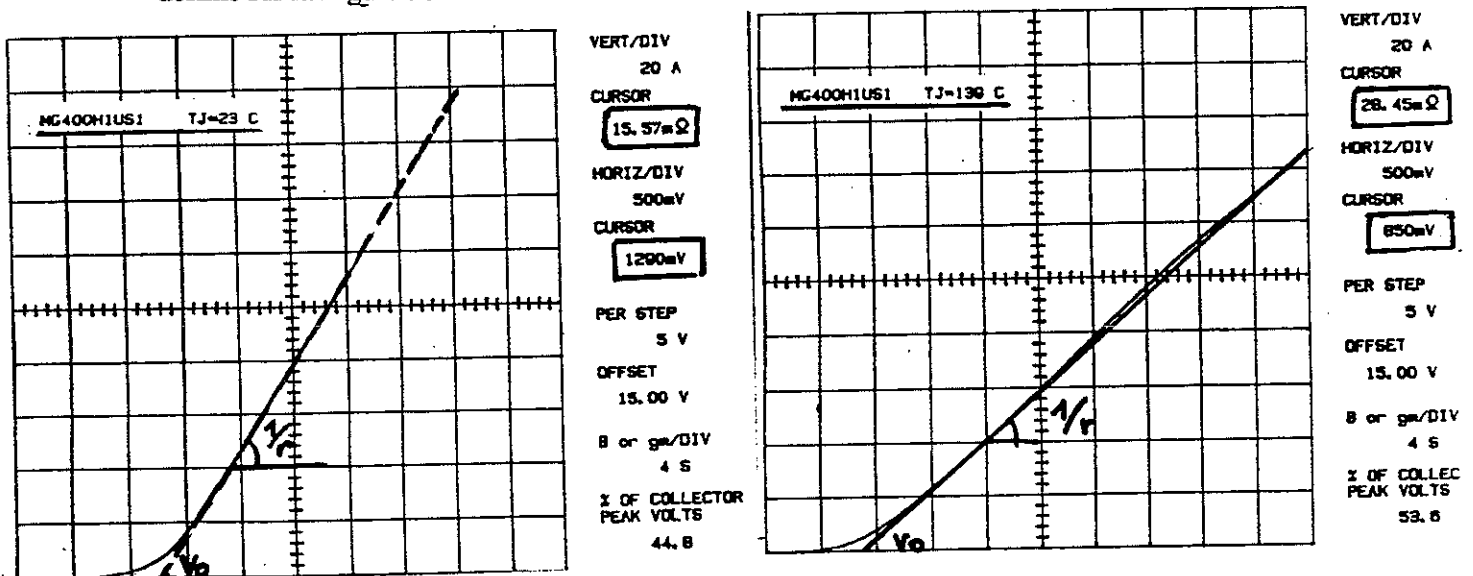


Figure 30. Tracés de la caractéristique direct $I_{DS}=f(V_{DS})$ d'une puce du module MG 400H1US1 à $V_{GS}=15V$, $T_{J1}=23^\circ C$, $T_{J2}=139^\circ C$.

Les lois de variations de V_o et r sont présentées ci-après pour chacun des composants testés sous la forme générale :

$$\begin{aligned} V_o &= V_{oo} - aT_j \\ r_o &= r_{oo} - bT_j \end{aligned}$$

- L'IGBT MG 200N1US1 (200 A / 1000 V) $v_o = (1835 - 5 T_j)$ en mV (-5 mV/°C)
 $r = (5,8 + 42 \cdot 10^{-3} T_j)$ en mΩ (48 μΩ/°C)
- L'IGBT MG 200J2YS1 (200 A / 600 V) $v_o = (2096 - 6 T_j)$ en mV (-6 mV/°C)
 $r = (4,9 + 38 \cdot 10^{-3} T_j)$ en mΩ (38 μΩ/°C)
- L'IGBT MG 400H1US1 (400 A / 500 V) $v_o = (1356 - 3,7 T_j)$ en mV (-3,7 mV/°C)
 $r = (3,39 + 29 \cdot 10^{-3} T_j)$ en mΩ (29 μΩ/°C)

Une vérification des résultats obtenus a été effectuée pour l'IGBT MG 200J2YS1 lorsque celui-ci était en fonctionnement réel dans une structure.

Le point de fonctionnement pris comme référence est défini par :

$$I_{ds} = 200 \text{ A}, U = 300 \text{ V}, T_{rad} = 25^\circ\text{C}, f = 4 \text{ kHz}, \alpha = 0,5 \text{ et } R_g = 4,7 \Omega$$

Les mesures des énergies dissipées pendant les phases de fonctionnement nous permettent de connaître l'ensemble des pertes du composant et, connaissant sa résistance thermique, la valeur de température de jonction.

$$\begin{aligned} E_{on} = 5,05 \text{ mJ} &\rightarrow P_{on} = 20 \text{ W} \\ E_{off} = 10,2 \text{ mJ} &\rightarrow P_{off} = 41 \text{ W} & T_j = T_a + P \cdot R_{th} = 85^\circ\text{C} \\ \boxed{V_{DSon} = 3,27 \text{ V}} &\rightarrow P_{cond} = 327 \text{ W} \end{aligned}$$

Ce niveau de température correspond, avec les lois relevées au traceur, à :

$$\begin{aligned} V_o &= 1,58 \text{ V} \\ \boxed{V_{DSon} = 3,22 \text{ V}} \\ r_o &= 8,2 \text{ m}\Omega \rightarrow r_o I = 1,64 \text{ V} \end{aligned}$$

Ce calcul confirme les travaux effectués au traceur et évite ainsi de multiplier les essais en situation des autres composants.

II.2.1.2 Exploitations des résultats

La tension de déchet pour ces composants est donc fonction du niveau de courant, via la chute de tension ohmique, et de la température de jonction. Les lois établies sont présentées ci-après, sous la forme générale $\boxed{V_{DS} = (V_{oo} + r_{oo} I) + (bI - a) T_j}$

- MG 200N1US1 $V_{DS} = (1835 + 5,8 I) + (42 \cdot 10^{-3} I - 5) T_j$
- MG 200J2YS1 $V_{DS} = (2096 + 4,9 I) + (38 \cdot 10^{-3} I - 6) T_j$ exprimées en mV
- MG 400H1US1 $V_{DS} = (1356 + 3,39 I) + (29 \cdot 10^{-3} I - 3,7) T_j$

Le niveau du courant définira donc, pour ces composants, le comportement thermique de l'interrupteur. Pour mettre en évidence l'évolution de cette tension de déchet, nous pouvons définir la loi de variation suivante :

$$\frac{\partial V_{DS}}{\partial T_j} = f(I)$$

Cette loi nous permet de calculer la valeur de courant qui annule cette dérivée et qui détermine la limite des fonctionnements bipolaire (coefficient de température négatif) ou MOS (coefficient de température positif). L'ensemble des caractéristiques $V_{DS}=f(T_j)I=cste$, ainsi que leurs lois de variation en fonction du niveau de courant, sont présentés Figure 31.

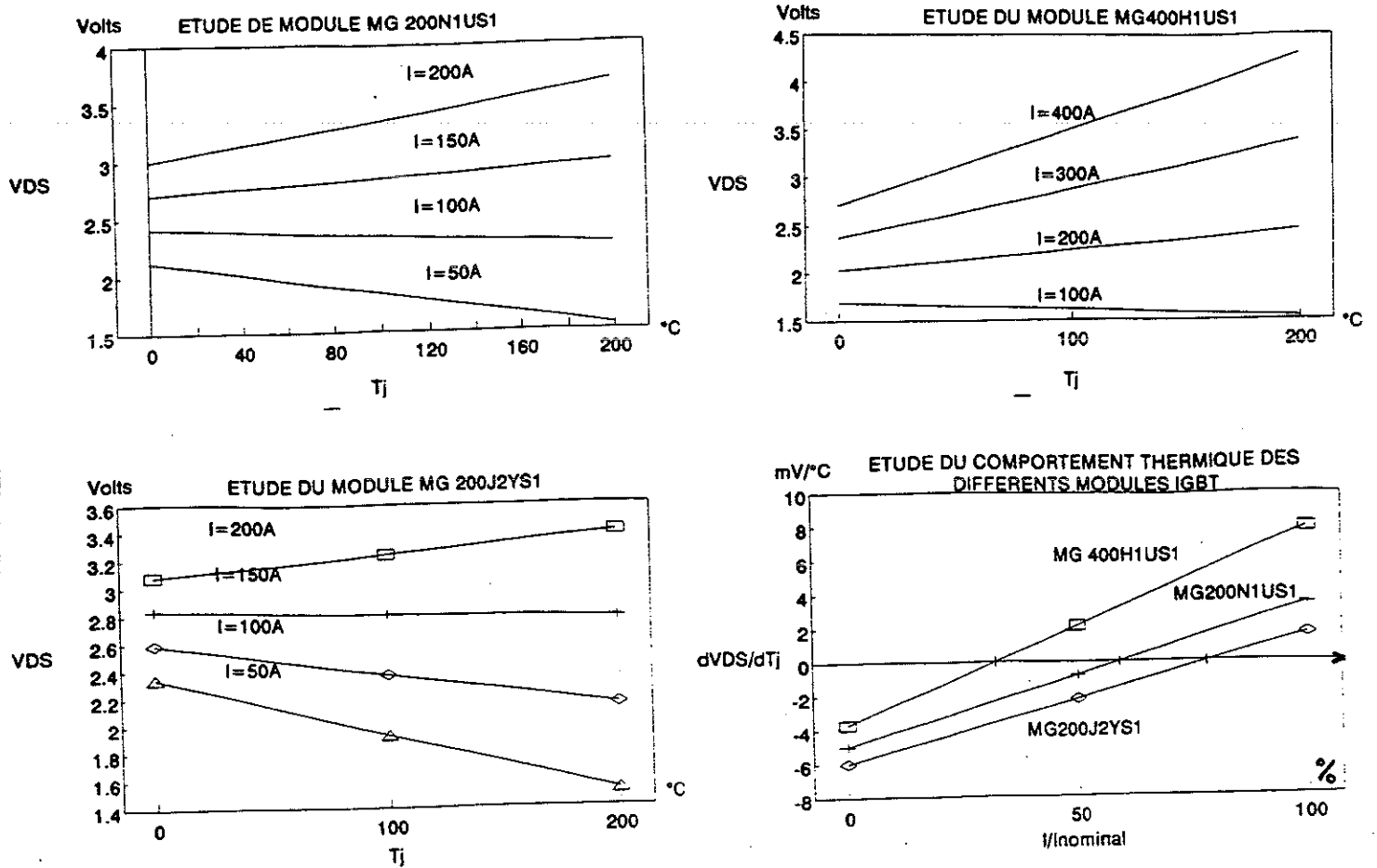


Figure 31. Tracé de l'évolution des caractéristiques à l'état passant en fonction de la température.

L'étude effectuée au chapitre I a montré, entre autres, la limite du modèle de conduction pour le calcul des pertes.

En effet, à partir des données du constructeur qui indiquent les valeurs typique et maximale sans faire référence au paramètre T_j , l'estimation des pertes en conduction est encadrée par :

$I = 100 \text{ A}$	$100 \text{ W} \leq P_{\text{constructeur}} \leq 135 \text{ W}$	pour $P_{\text{mesurée}} = 110 \text{ W}$
$I = 200 \text{ A}$	$300 \text{ W} \leq P_{\text{constructeur}} \leq 400 \text{ W}$	pour $P_{\text{mesurée}} = 330 \text{ W}$

De nouvelles spécifications donnent aujourd'hui l'évolution de V_{DSon} en fonction du paramètre température de jonction T_j et permettent une meilleure estimation.

L'augmentation du niveau de courant qui engendrent des pertes plus grandes et donc une température de jonction plus élevée, met en évidence la dépendance de l'état de conduction par rapport au niveau thermique du composant.

Classiquement cependant, les pertes sont considérées indépendantes de la température de jonction du composant lorsque l'élévation de température d'un système (semi-conducteur + radiateur) est calculée.

En prenant en considération ce phénomène, la relation électrothermique devient un système bouclé (Figure 32).

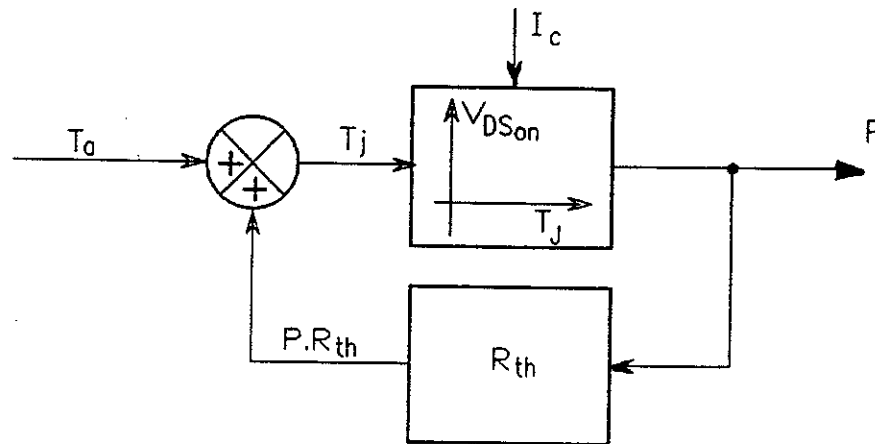


Figure 32. Synoptique mettant en évidence le couplage électrothermique

Nous nous proposons donc, dans un premier temps, de montrer l'influence de ce phénomène en ne tenant compte que de l'évolution des caractéristiques de conduction.

Si nous prenons l'exemple de l'IGBT MG400H1US1, nous obtenons :

$$V_{DS} = (1356 + 3,39 I) + (29 \cdot 10^{-3} I - 3,7) T_j \text{ en mV}$$

$$P_{cond} = V_{DS} \cdot I$$

$$T_j - T_a = R_{th} \cdot V_{DS} \cdot I$$

$$T_j - T_a = R_{th} I \cdot 10^{-3} [(1356 + 3,39 I) + (29 \cdot 10^{-3} I - 3,7) T_j]$$

et donc :

$$T_j = \frac{T_a + (1356 + 3,39 I) \cdot R_{th} \cdot I \cdot 10^{-3}}{1 + (3,7 - 29 \cdot 10^{-3} I) \cdot R_{th} \cdot I \cdot 10^{-3}}$$

Cette loi de variation est tracée Figure 33 et est comparée à celle obtenue en considérant $V_{DS} = V_{DS}^{25^\circ C} = \text{cte}$.

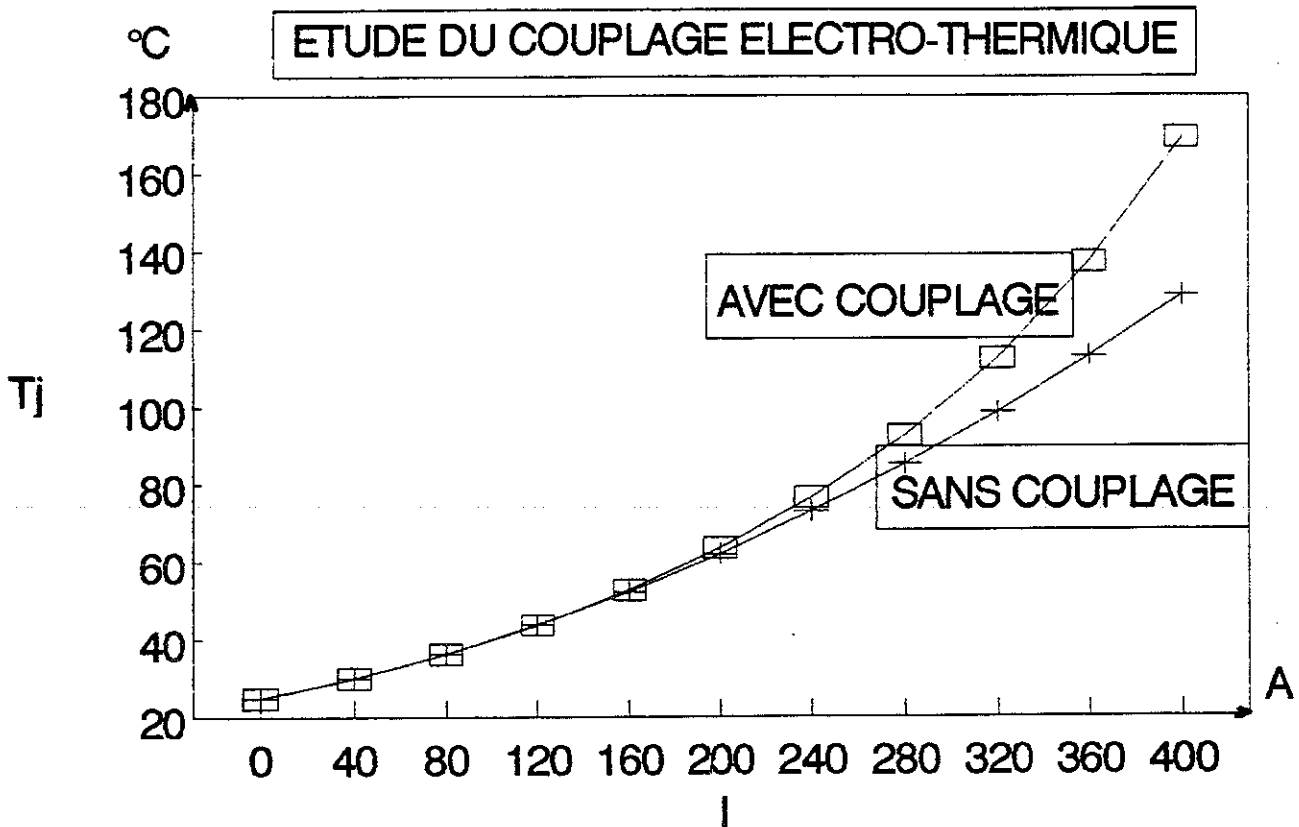


Figure 33. Tracé de l'évolution de la température de jonction en fonction du niveau de courant.

Au point nominal ($I_{DS}=400A$) et pour une température de radiateur $T_{rad}=25^{\circ}C$, la prise en compte de ce phénomène augmente la température de jonction de $40^{\circ}C$ environ soit :

$$T_{Jréelle} = T_{Jcalculée} + 33\%$$

La stabilité de ce système bouclé doit être étudiée pour conclure sur les possibilités d'emballement thermique. En reprenant l'équation électro-thermique qui régit le composant hybride, nous obtenons :

$$T_j - T_a = R_{th} \cdot P = R_{th} \cdot V_{DS} \cdot I = R_{th} [V_{DS0}(I) + C(I) \cdot T_j] \cdot I$$

avec

$$V_{DS0}(I) = (V_{00} + r_{00} I) \cdot 10^{-3} \text{ exprimée en Volts}$$

$$C(I) = (bI - a) \cdot 10^{-3} \text{ exprimée en Volts/degé Celsius}$$

Le schéma bloc peut être représenté par la figure 34.

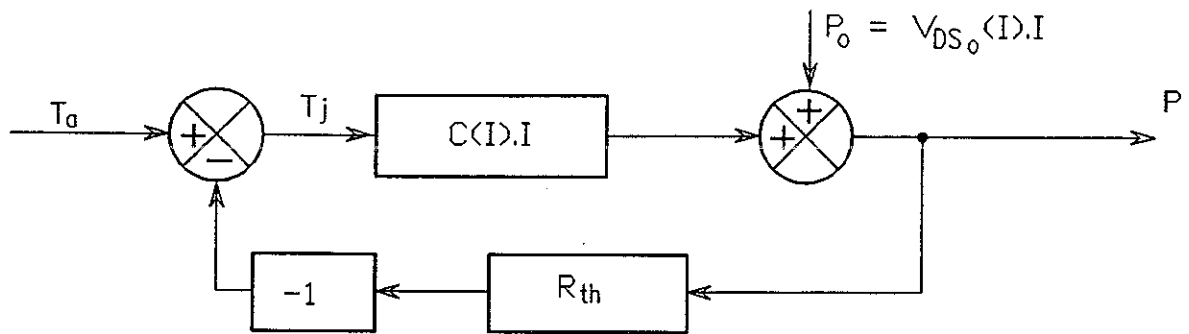


Figure 34. Schéma bloc du système électrothermique permettant l'étude de stabilité

Le système bouclé sera stable si :

$$C(I) \cdot I \cdot R_{th} < 1$$

et donc si :

$$b I^2 R_{th} \cdot 10^{-3} - a I R_{th} \cdot 10^{-3} - 1 < 0$$

Cette condition de stabilité se traduit au niveau du courant par :

$$I < I_o$$

avec :

$$I_o = \frac{a \cdot R_{th} + \sqrt{(a \cdot R_{th})^2 + 4(b \cdot R_{th} \cdot 10^3)}}{2(b \cdot R_{th})}$$

Cette limite dépend :

- des coefficients électriques a et b du composant qui correspondent à l'évolution du paramètre V_o lié au phénomène de diffusion (a) et du paramètre r de conduction (b)
- du paramètre R_{th} total qui caractérise l'environnement thermique statique du composant.

Pour chacun des composants étudiés, nous allons définir cette limite de stabilité en fonction de la résistance thermique totale vue par le composant afin de définir une valeur R_{thMAXI} qui situe le phénomène d'instabilité à la limite de fonctionnement électrique nominal du composant.

Le tracé des caractéristiques $\frac{I_o}{I_n} = f\left(\frac{R_{th} \text{ totale}}{R_{th} \text{ composant}}\right)$ est présenté Figure 35.

ETUDE DE LA STABILITE THERMIQUE DES DIFFERENTS MODULES IGBT

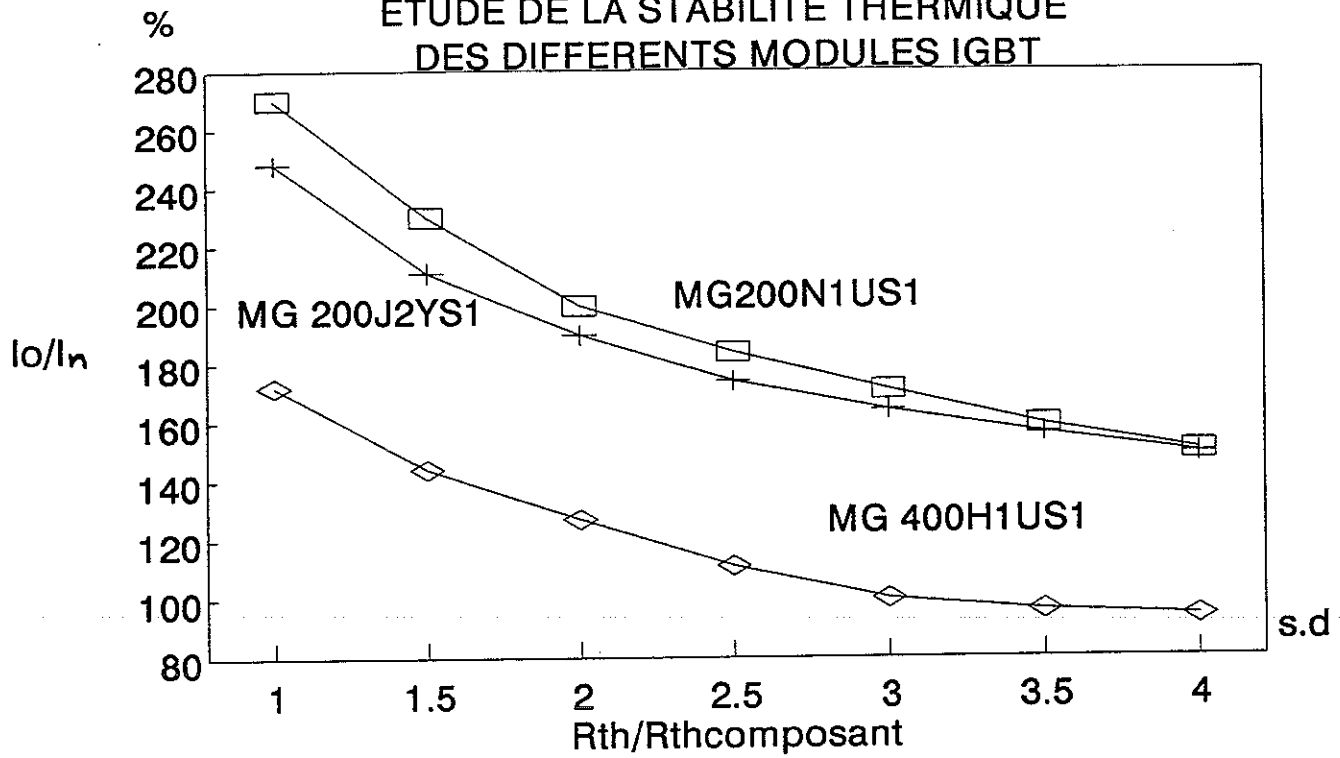


Figure 35. Tracé des caractéristiques $\frac{I_o}{I_n} = f\left(\frac{R_{th\ total}}{R_{th\ composant}}\right)$

En suivant le même raisonnement, nous pouvons nous intéresser aux associations parallèles existant dans les modules I.G.B.T. de forts calibres en courant.

Comme nous l'avons vu par ailleurs, ces composants sont réalisés à partir de deux puces (pour le MG 200J2YS1) ou quatre puces (MG 200 N1US1, MG 400H1US1) montées en parallèle.

La structure électrique et thermique du module MG 400H1US1 peut être représentée à l'état passant par le schéma équivalent de la Figure 36.

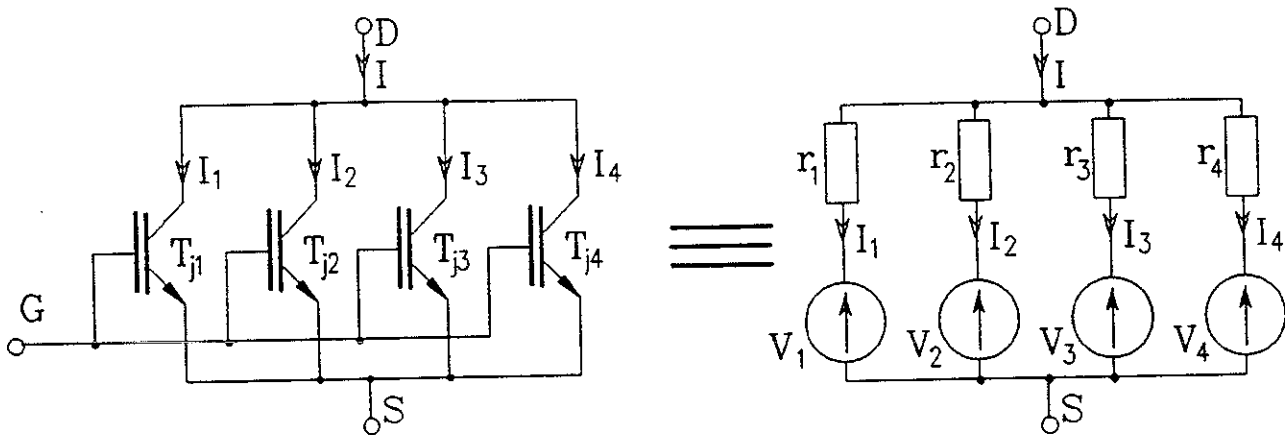


Figure 36. Présentation de l'association existant dans les modules POWERBLOCKS

avec

$$V_i = V_{oi} - a_i T_{j_i}$$

$$r_i = r_{oi} + b_i T_{j_i}$$

Les lois des circuits électriques nous permettent de définir les égalités suivantes :

$$V_{DS} = V_i + r_i I_i \text{ soit } \boxed{V_{DS} = (V_{oi} - a_i T_{ji}) + (r_{oi} + b_i T_{ji}) I_i} \quad (1)$$

La somme des courants :

$$\boxed{I_{DS} = \sum_{i=0}^{i=n} I_i} \quad (2)$$

$$T_{ji} = R_{thi} \cdot P_i + T_a$$

$$T_{ji} = R_{thi} V_{DS} \cdot \frac{V_{DS} - V_{oi} + a_i T_{ji}}{r_{oi} + b_i T_{ji}} + T_a$$

$$\boxed{b T_{ji}^2 + (r_{oi} - a_i R_{thi} - V_{DS} - b_i T_a) T_{ji} - (R_{thi} V_{DS}^2 - R_{thi} V_{DS} V_{oi} + r_{oi} T_a) = 0}$$

Après le travail de caractérisation électrique que nous avons effectué, il est possible de résoudre le système avec comme données :

- $V_{DS} = f(T_j)$ soit $(V_{oi}$ et $a_i)$
- $r = f(T_j)$ soit $(r_{oi}$ $b_i)$ issues du travail de caractérisation
- I_{DS} grandeur fixée par la structure
- R_{thi} grandeur fixée par l'architecture hybride

Les 9 équations issues des égalités (1) (2) et (3) permettent d'obtenir les 9 inconnues que sont :

- les paramètres température de jonction : T_{ji}
- les courants de chacune des puces : I_i
- la tension du dispositif : V_{DS}

Nous nous proposons, à partir du système ainsi défini, d'étudier le comportement électrique et thermique de ces associations en considérant :

- que les puces montées en parallèle ont été appairées et que leurs paramètres électriques sont identiques :
 - $V_{01} = V_{02} = \dots = V_o$
 - $a_1 = a_2 = \dots = a$
 - $r_{01} = r_{02} = \dots = r_o$
 - $b_1 = b_2 = \dots = b$
- que le déséquilibre de fonctionnement éventuel est avant tout dû à la disparité des caractéristiques thermiques de chacune des puces.

Pour cela nous avons tracé, en fonction d'une éventuelle dégradation de la résistance thermique de l'une des puces, l'évolution de sa température de jonction. (figure 37).

- Pour le module MG 200J2YS1

$$V_{oo} = 2,096 \text{ V}$$

$$a = 6.10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$$

$$r_{oo} = 9,8.10^{-3} \Omega$$

$$b = 76.10^{-6} \Omega/^\circ\text{C}$$

$$R_{thpuce} = 2.R_{th} = 0,312 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

- Pour le module MG 200NIUS1

$$V_{oo} = 1,835 \text{ V}$$

$$a = 6.10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$$

$$r_{oo} = 23,2.10^{-3} \Omega$$

$$b = 168.10^{-6} \Omega/^\circ\text{C}$$

$$R_{thpuce} = 4.R_{th} = 0,416 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

- Pour le module MG 400H1US1

$$V_{oo} = 1,356 \text{ V}$$

$$a = 3,7 \cdot 10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$$

$$r_{oo} = 13,56.10^{-3} \Omega$$

$$b = 116.10^{-6} \Omega/^\circ\text{C}$$

$$R_{thpuce} = 4.R_{th} = 0,356 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

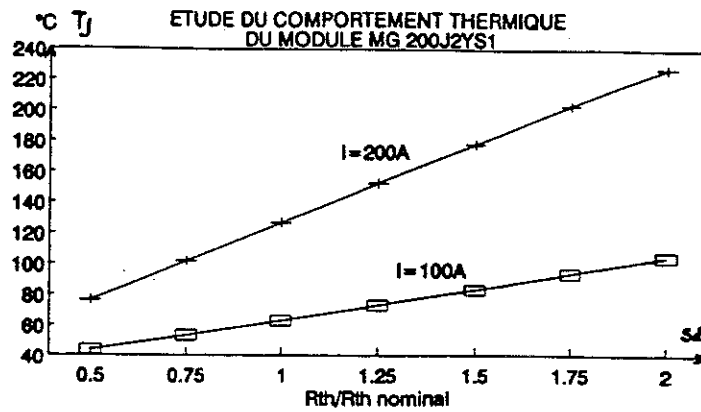
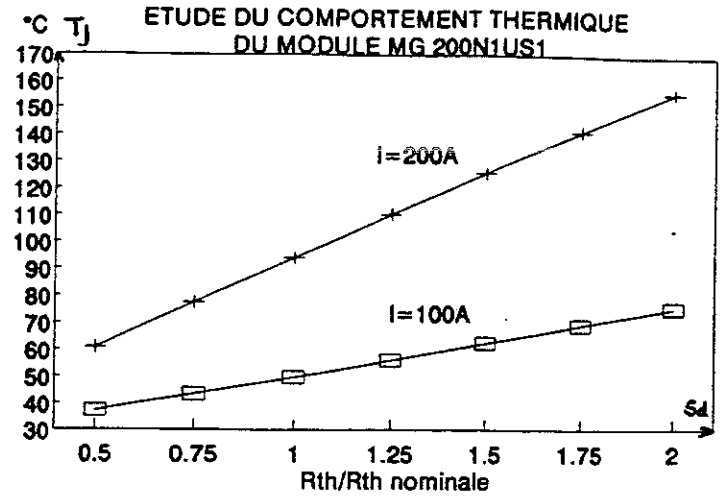
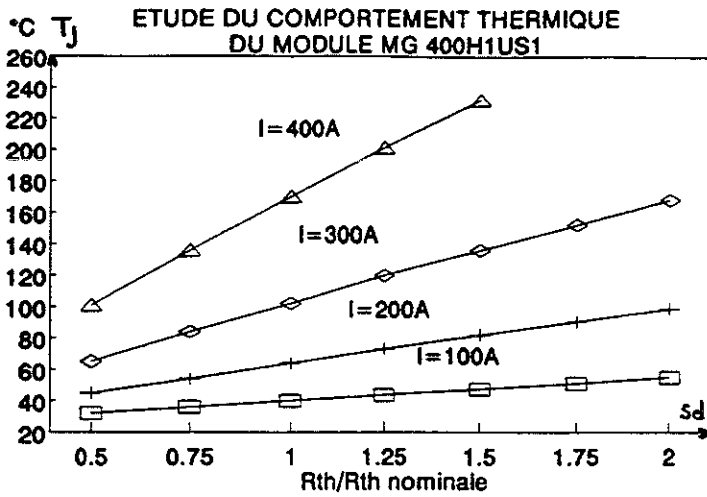


Figure 37. Etude de l'association des puces des modules MG 200J2YS1/MG 400H1US1/MG 200N1US1.

L'élévation de température de jonction de la puce dont les caractéristiques thermiques sont dégradées n'engendre pas un déséquilibre électrique significatif dans le module. Au courant nominal, tous les modules ont un comportement "MOS" qui a tendance à soulager électriquement la puce dégradée thermiquement.

II.2.2 Etude de l'évolution des paramètres dynamiques

Après l'étude en régime permanent nous nous sommes intéressés à l'évolution des paramètres de commutation en fonction du paramètre température de jonction. Ce travail, avant tout expérimental, a été effectué sur des composants fonctionnant dans une structure de puissance figée [30]. Nous avons pu ainsi contrôler l'environnement électrique et thermique de ces interrupteurs afin de les caractériser en situation. Les mesures de ces commutations ont été effectuées avec le dispositif d'acquisition développé au laboratoire.

II.2.2.1 Caractérisation de la phase d'amorçage

Au paragraphe II.1.3.1, nous avons rappelé que l'environnement électrique du composant était prépondérant sur la mise en conduction de l'interrupteur. N'ayant pu éviter les interférences entre la structure et le composant, nous avons figé l'environnement de ce dernier. Une première série d'expérimentations a été menée avec une maille de puissance peu inductive ($L_m = 500 \text{ nH}$). Schématiquement, cette configuration peut être assimilée à l'absence de CALC. Dans ces conditions électriques, le composant contrôle la vitesse de variation du courant, et l'environnement électrique la tension à ses bornes. Nous avons tracé, pour différentes valeurs de résistance de grille et différents niveaux de température de radiateur, l'évolution de la vitesse de variation du courant et celle de l'énergie dissipée pendant l'amorçage, en fonction de la température de jonction du composant. Cette grandeur a été calculée à partir des énergies dissipées, de la résistance thermique du composant et de la température du radiateur. Ce calcul est identique à celui mené au paragraphe II.2.1.1. Les oscillogrammes de la figure 38 présentent cette commutation (pendant laquelle l'interrupteur contrôle la montée du courant) ainsi que les grandeurs étudiées.

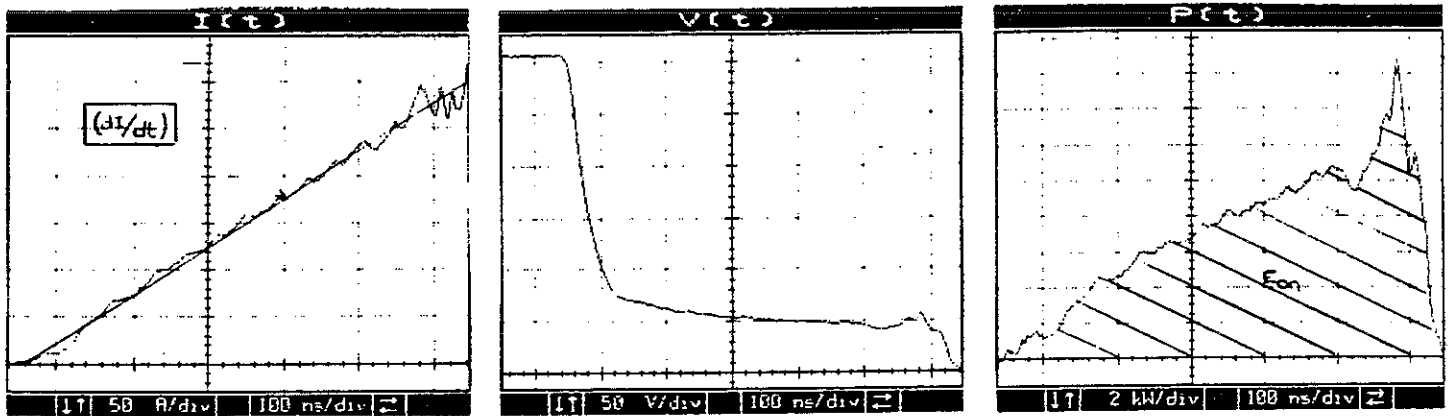


Figure 38. La caractéristique de mise en conduction sans CALC

Les réseaux de caractéristiques $E_{on}=f(T_j)_{R_g=cte}$ et $(di/dt)_{ON}=f(T_j)_{R_g=cte}$ résument l'évolution des caractéristiques d'amorçage du module MG 200 J2YS1 (Figure 39 et 40).

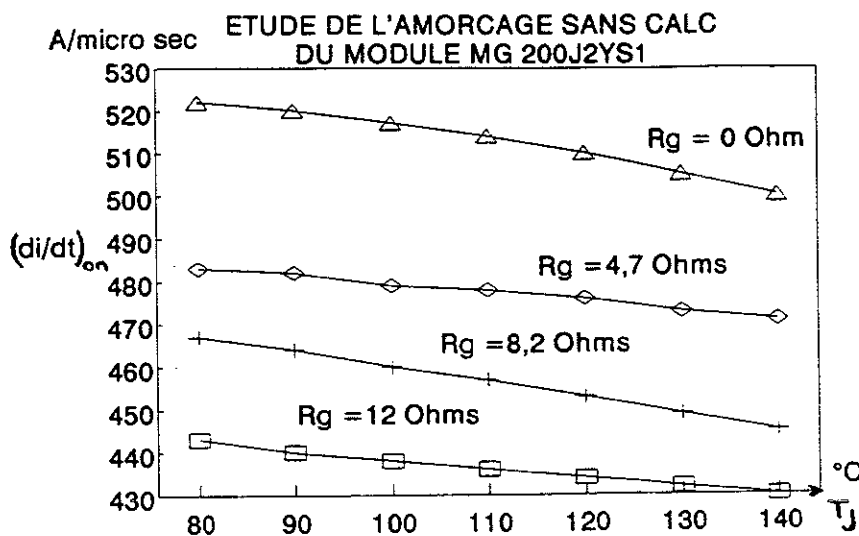


Figure 39. Caractéristiques d'amorçage sans CALC : $(di/dt)_{on} = f(T_j)$ à $R_g=cte$

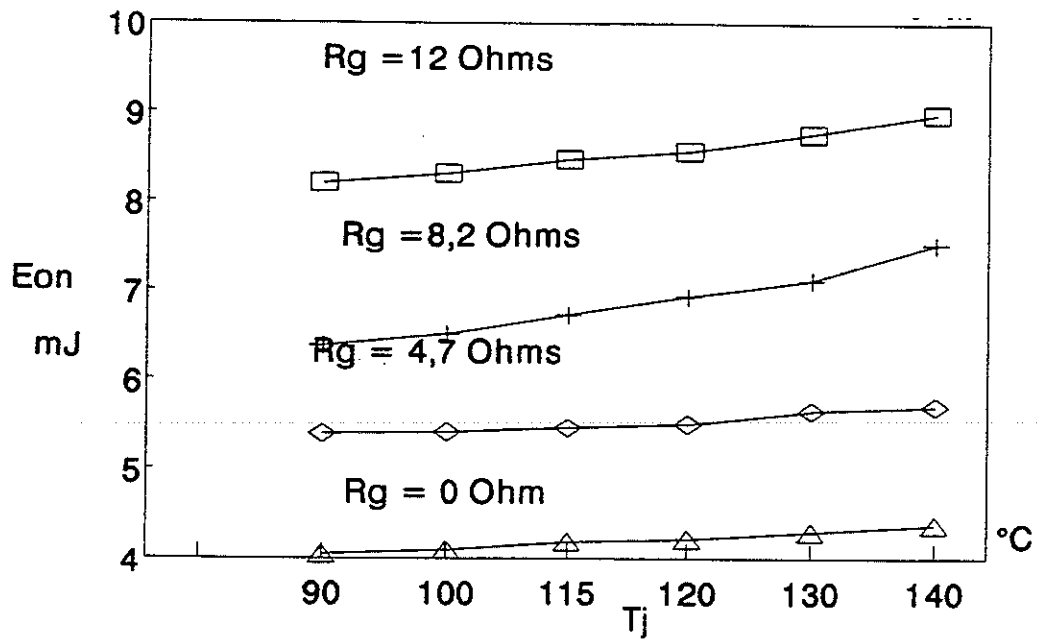


Figure 40. Caractéristiques d'amorçage sans CALC : $E_{on}=f(T_j)$ à $R_{g=cte}$

En présence de CALC, l'environnement électrique impose au composant la vitesse de variation du courant à l'amorçage. L'interrupteur contrôle alors sa tension dynamique. Dans cette configuration, le comportement de l'interrupteur se traduit, entre autres, par la vitesse d'écroulement de la tension V_{DS} .

Les grandeurs étudiées dans ces essais sont présentées Figure 41.

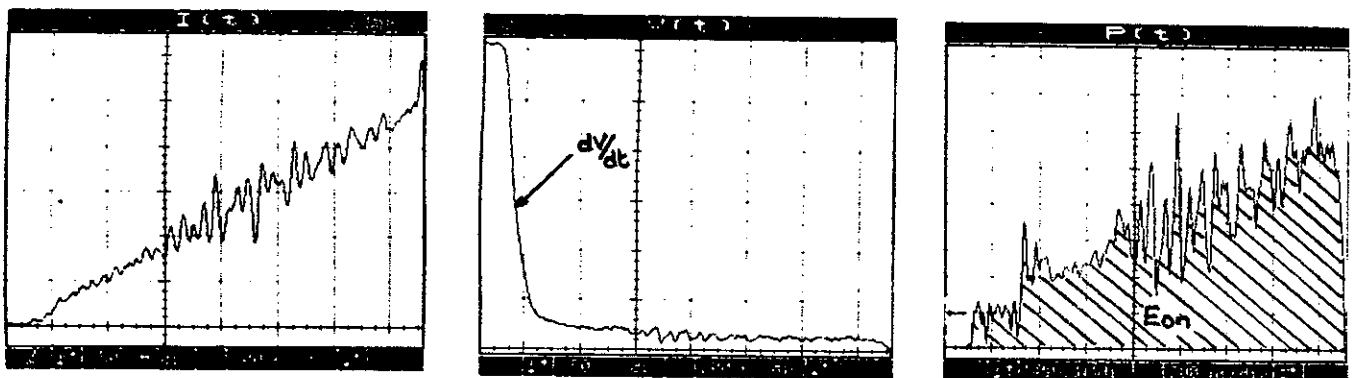


Figure 41. La caractéristique de mise en conduction avec CALC.

L'évolution des grandeurs caractéristiques de l'amorçage du composant avec CALC est représentée Figure 42 et 43.

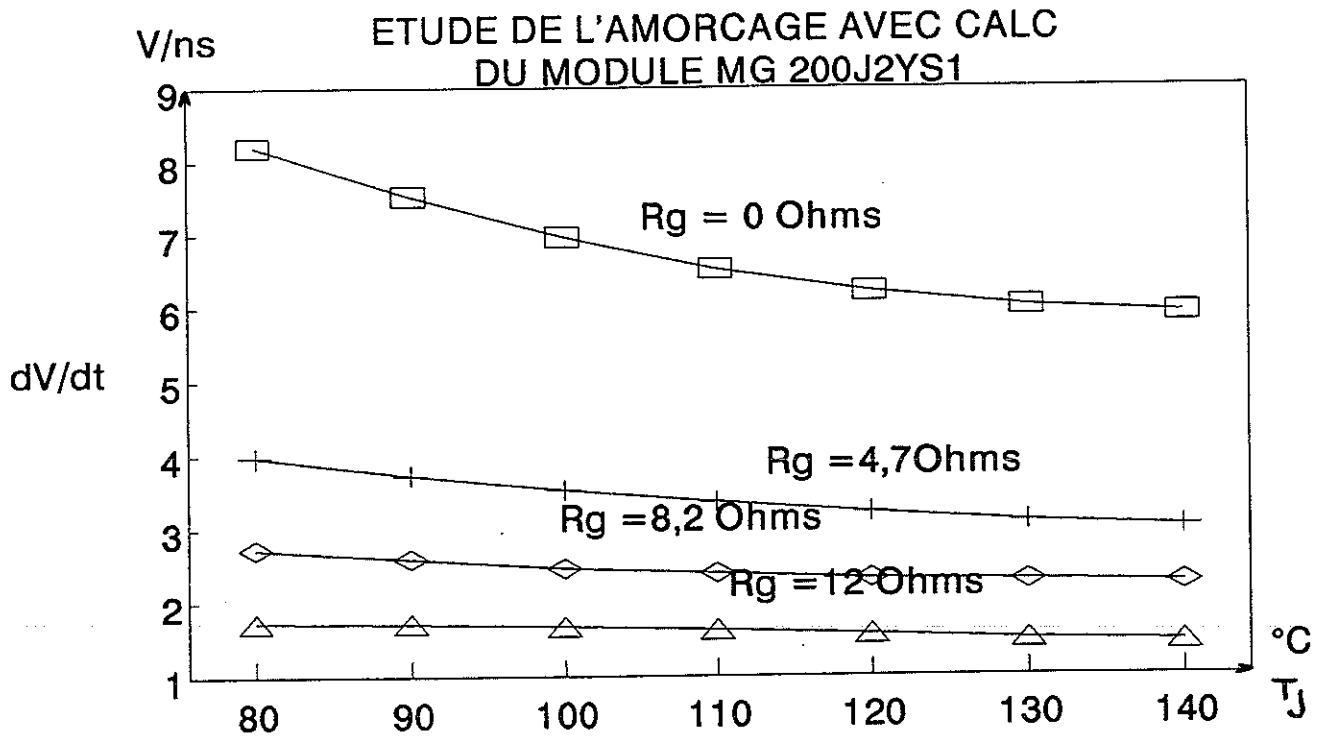


Figure 42. Caractéristiques d'amorçage avec CALC : $(dV/dt)_{on} = f(T_j)$ à $R_{g=cte}$

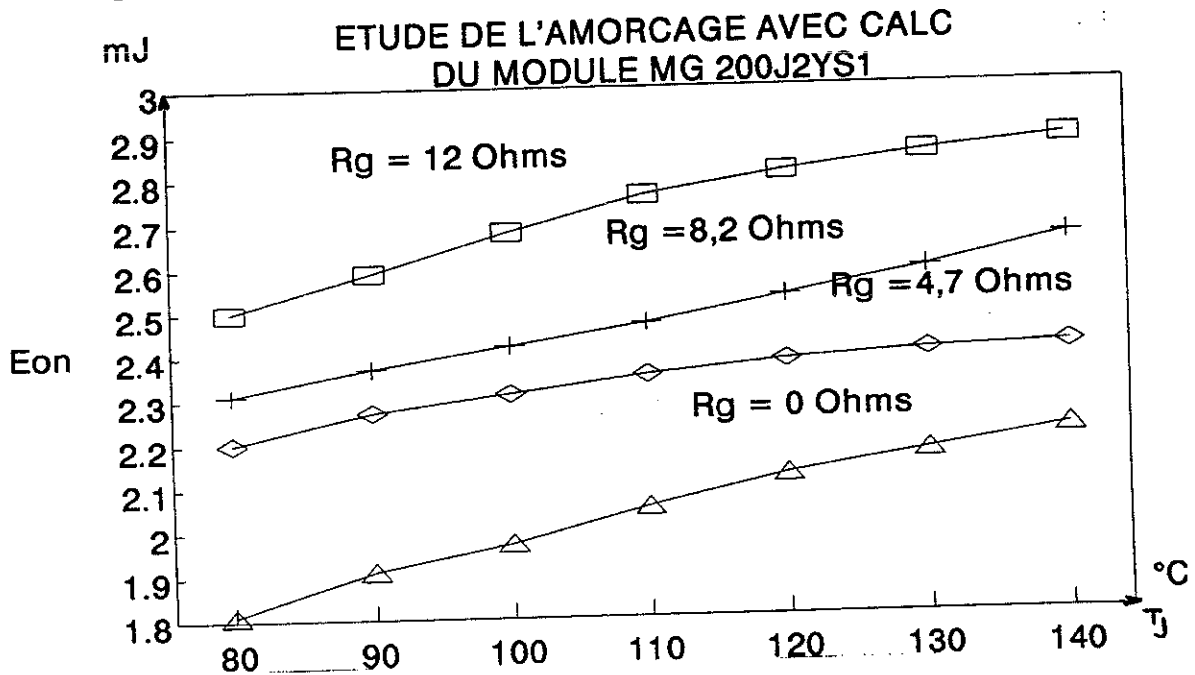


Figure 43. Caractéristiques d'amorçage sans CALC : $E_{on} = f(T_j)$ à $R_{g=cte}$

II.2.2.1 Evolutions des paramètres d'ouverture

L'ouverture d'un transistor IGBT s'effectue en deux phases qui correspondent à l'ouverture du MOS puis du bipolaire. Nous nous sommes alors intéressés à montrer l'évolution des paramètres I_{tail} et t_{tail} ainsi que celle des pertes dues :

- à la coupure rapide du transistor MOS
- au traînage du transistor bipolaire
- aux deux phénomènes réunis.

Nous présentons, Figure 44, l'ensemble des paramètres étudiés.

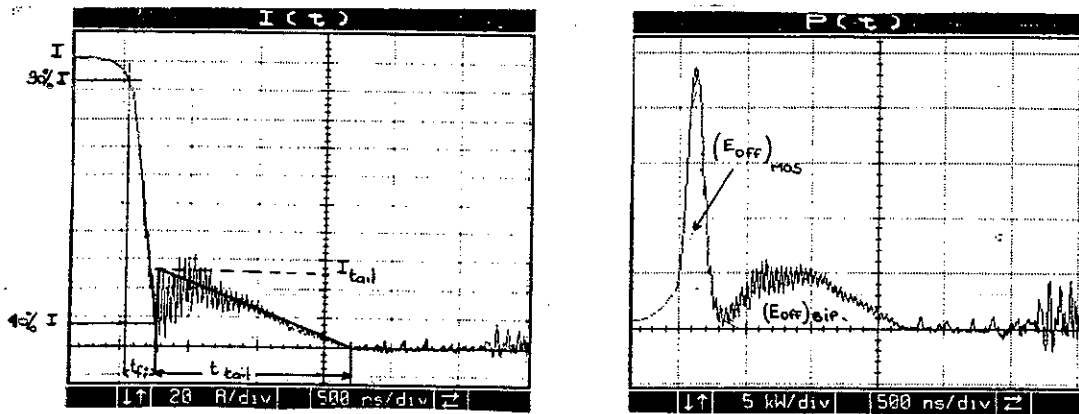


Figure 44. Présentation des grandeurs de commutations étudiées

Ce travail a été effectué sur l'IGBT MG 200J2YS1 pour différents niveaux de courant ainsi que différents niveaux de températures de radiateur. Connaissant les différentes énergies dissipées pour chacun des points de fonctionnement ainsi que la résistance thermique du composant, nous avons pu calculer le paramètre température de jonction comme nous l'avons fait au paragraphe (II.2.1.1). L'ensemble des résultats expérimentaux est présenté sur les caractéristiques des Figures 45 et 46.

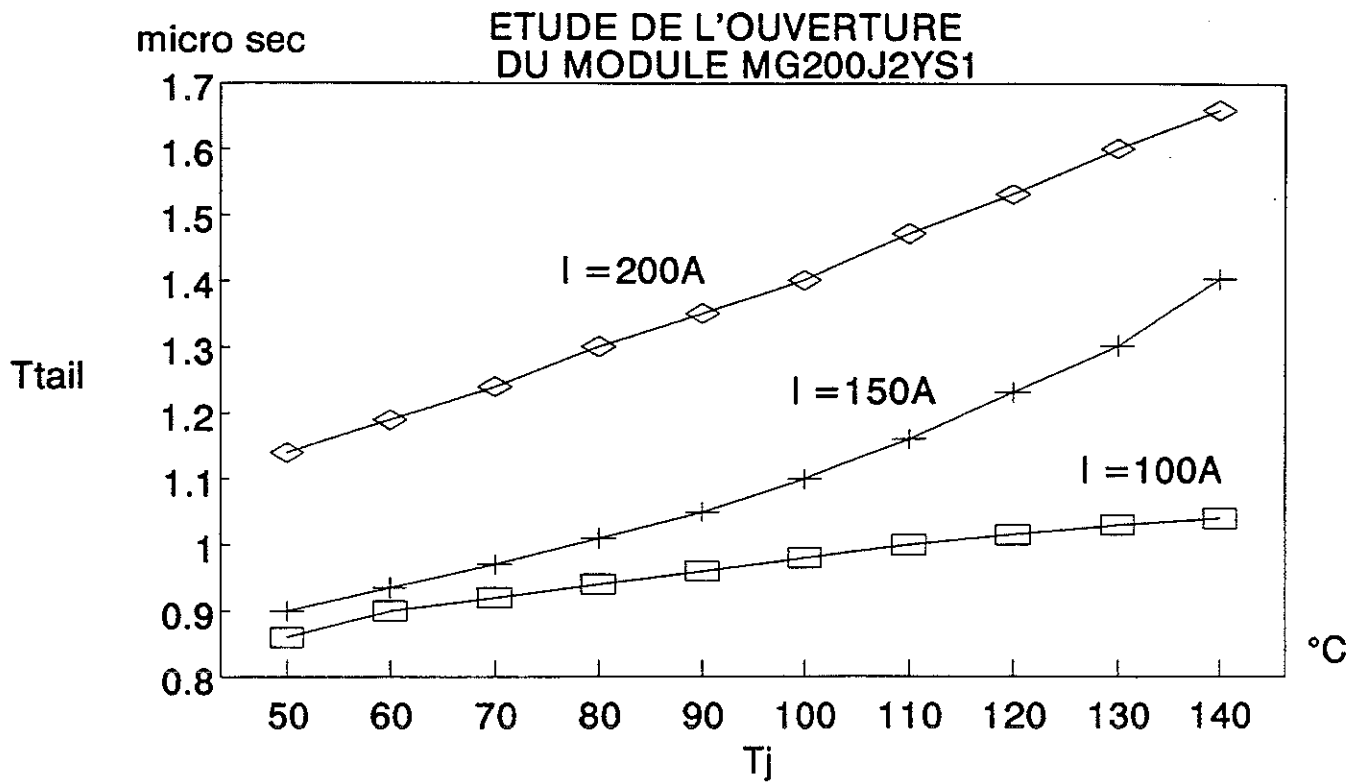
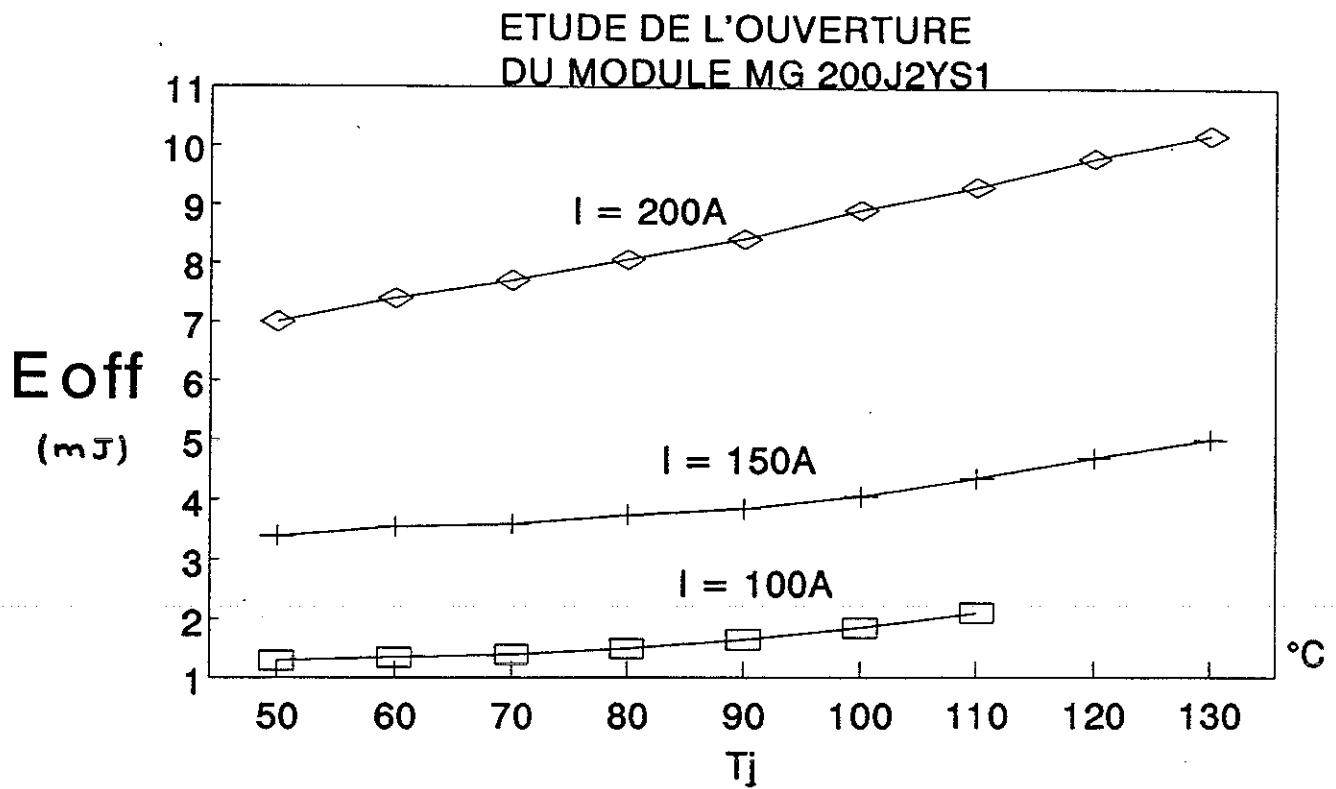


Figure 45. Etude de la phase de blocage : $E_{off} = f(T_j)$ à $I = cte$
 $t_{tail} = f(T_j)$ à $I = cte$

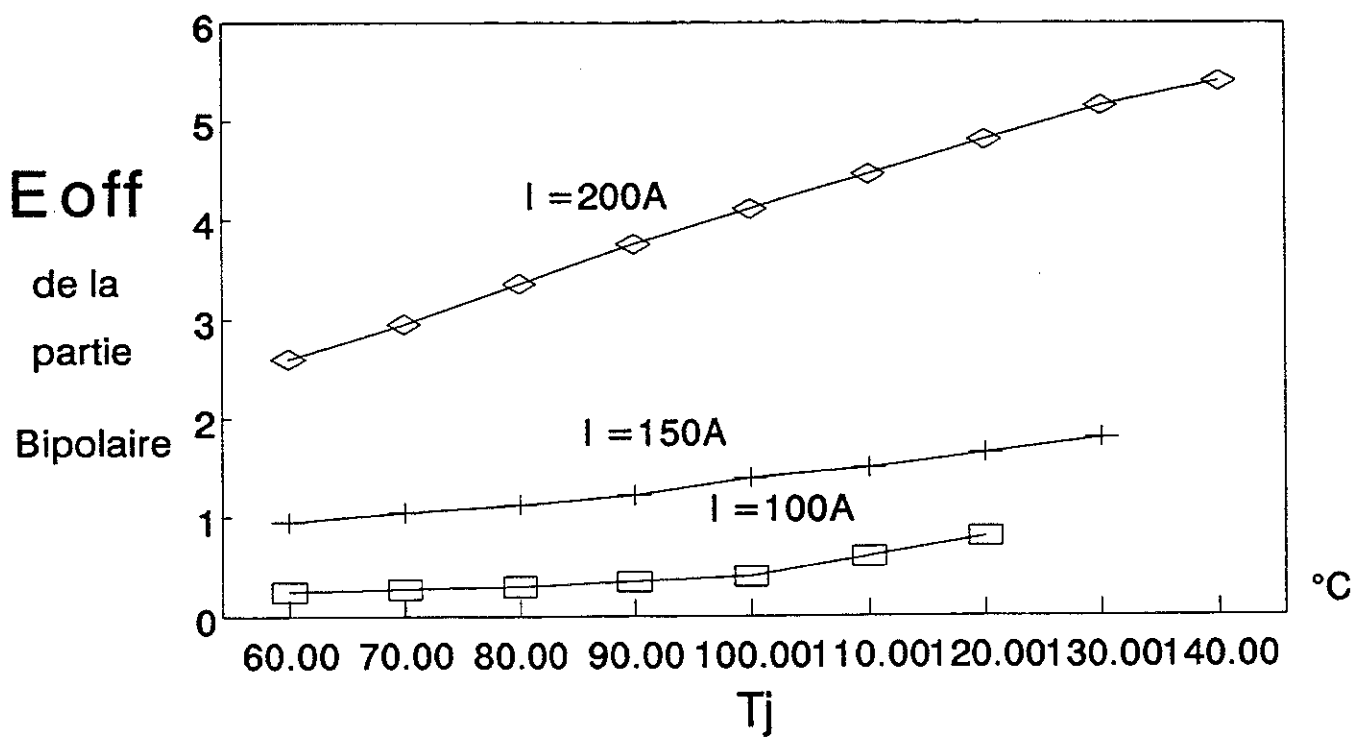
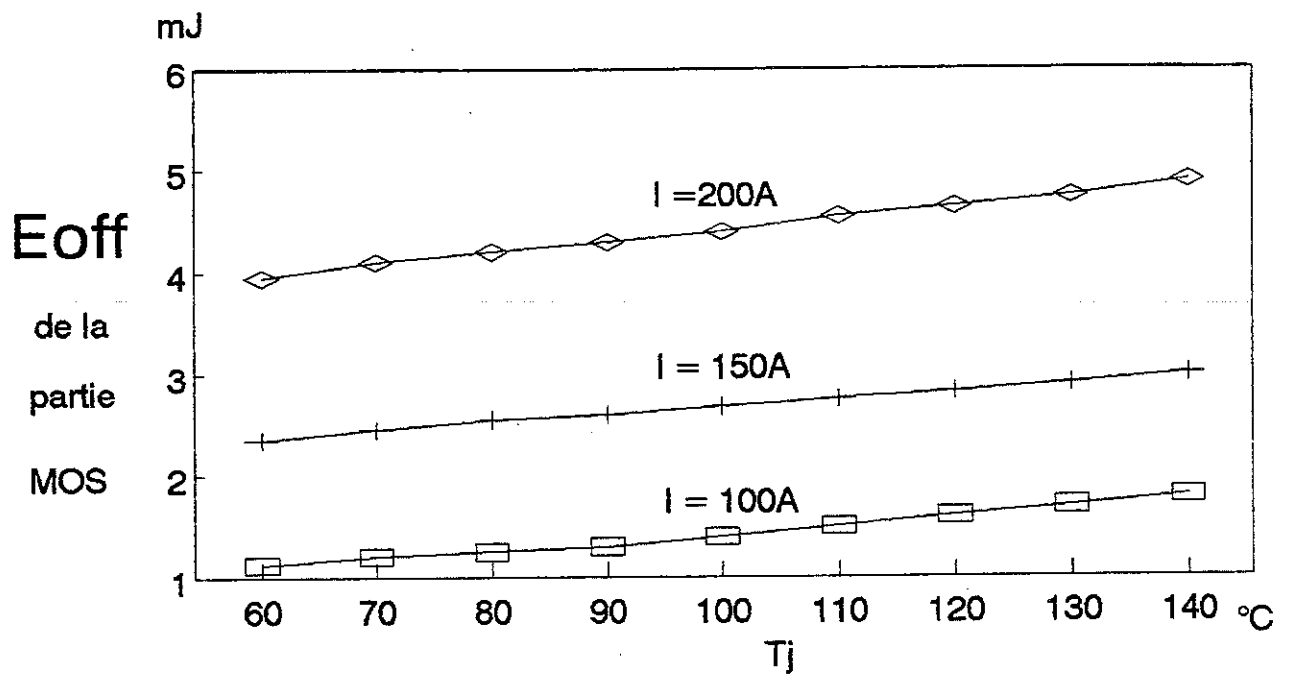


Figure 46. Etude de la phase de blocage : $E_{\text{offMOS}} = f(T_j)$ à $I = \text{cte}$
 $E_{\text{offBip}} = f(T_j)$ à $I = \text{cte}$

Le fait d'étudier les énergies dissipées pendant ces deux phases introduit dans nos résultats l'influence de l'environnement électrique du composant et particulièrement celui du circuit d'aide à la commutation. C'est l'un des objectifs recherchés lorsque nous souhaitons caractériser le comportement d'un interrupteur en situation ; mais cette démarche peut masquer les caractéristiques intrinsèques du composant et conduire à des conclusions erronées. Même si les caractéristiques propres du composant sont influencées par l'environnement de celui-ci, il nous a semblé souhaitable de nous intéresser à l'évolution du blocage à partir de la caractéristique de courant. Aucune corrélation sérieuse n'a pu être établie entre les grandeurs externes définies au cours de ces mesures et les grandeurs internes (durée de vie, charge stockée) du composant.

II.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

L'étude effectuée dans ce chapitre met en évidence l'étroite dépendance des grandeurs électriques et thermiques des composants semi-conducteurs. Si l'utilisation de la technologie hybride a permis d'améliorer la compacité des interrupteurs de puissance, elle a aussi augmenté le couplage électro-thermique de ces dispositifs. En régime permanent, la prise en compte de l'environnement thermique du composant apparaît comme nécessaire pour étudier son comportement électrique statique et dimensionner son dispositif de refroidissement. Le travail de caractérisation effectué sur les paramètres représentatifs de l'état passant du composant, nous permet de tenir compte du couplage électro-thermique. Ce phénomène engendre un système bouclé au niveau du comportement du composant. Le premier tracé présenté (Figure 43) met en évidence le fait que la prise en compte de ce bouclage introduit un écart supérieur à 30%, au point nominal, par rapport à la technique traditionnellement utilisée. Ce résultat montre que la destruction du composant peut être causée par cet effet, mais il ne nous permet pas de conclure sur un éventuel emballement thermique. La seconde approche nous permet de définir une limite d'emballement thermique pour chacun des composants étudiés. Comme nous pouvons le constater ce point d'instabilité est généralement éloigné de la zone de fonctionnement normal du composant, excepté pour le module 400A pour lequel ce point peut entrer dans son aire de fonctionnement normal. Enfin, avec le même outil, nous nous sommes intéressés aux problèmes de déséquilibre de fonctionnement qui peuvent exister entre les puces élémentaires d'un même module. Force est de constater que la structure MOS intégrée dans celle du transistor IGBT stabilise le comportement des associations parallèles que nous trouvons dans la constitution d'un interrupteur. Nous pouvons généraliser ce résultat à la mise en parallèle de transistors IGBT qui, par conséquent, ne posera pas de problème d'équilibrage. Au vue de leur comportement statique, nous pouvons dire que l'adéquation entre les caractéristiques électriques et thermiques des composants a bien été réalisée sur les interrupteurs des modules étudiés.

Comme celles qui caractérisent le fonctionnement statique, les grandeurs électriques qui caractérisent le comportement dynamique dépendent du niveau de température de jonction du composant. Cependant, le modèle comportemental développé au chapitre I ne nous permet pas de prendre en considération cette dépendance. Il est donc nécessaire, pour appréhender correctement le comportement dynamique de ces interrupteurs d'introduire les lois semi-

conductrices qui régissent le fonctionnement intime du composant. L'augmentation de la durée de vie (τ_n) et la diminution de la mobilité des porteurs (μ) de même que l'augmentation de la température de jonction, sont autant de paramètres que nous devons prendre en compte pour justifier l'évolution des caractéristiques de commutations.

Nous nous heurtons cependant à deux problèmes majeurs :

- les grandeurs physiques des composants semi-conducteurs qui régissent le fonctionnement interne du composant sont mal connues. Différentes structures d'IGBT sont développées et la diversité des techniques utilisées pour améliorer les performances électriques statiques et dynamiques du composant ne nous ont pas permis de conclure.
- comme nous l'avons souligné au cours de notre étude, les relevés expérimentaux des grandeurs externes sont dépendants de l'environnement électrique du composant et ne traduisent que partiellement le fonctionnement intrinsèque de l'interrupteur. Ce sont cependant ces caractéristiques relevées en situation qui représentent le fonctionnement réel du composant dans sa structure. Ce constat met en évidence, les difficultés que nous rencontrons pour caractériser un composant. Son comportement étant directement lié à son environnement électrique et thermique, il nous paraît impossible de dissocier l'interrupteur et la structure dans laquelle il est implanté.

Ce n'est que par une collaboration entre les spécialistes "des structures" et ceux "du silicium" que nous pourrions appréhender le comportement fin d'un composant fonctionnant dans un environnement électrique et thermique donné.

III^{ème} PARTIE

AVANT-PROPOS

La deuxième partie de nos travaux est orientée vers la caractérisation thermique des composants hybrides de puissance, étudiés électriquement dans les deux premiers chapitres. En effet, non seulement la technologie hybride rend prépondérant l'aspect thermique des interrupteurs, mais de plus, comme nous l'avons mis en évidence au chapitre II, l'élévation de la température de jonction d'un composant semi-conducteur influence nettement les caractéristiques électriques de celui-ci. Dans ce chapitre, nous présenterons les différentes techniques utilisées pour caractériser le comportement thermique d'un composant. Nous ferons pour cela référence à la notion de résistance thermique (R_{th}) développée à partir de l'étude de l'écoulement de la chaleur en unidimensionnel, pour rendre compte d'un état thermique permanent. Nous montrerons la limite de cette approche (monodirectionnelle) qui peut masquer des phénomènes thermiques plus fins. Nous utiliserons de même la notion d'impédance thermique transitoire (Z_{th}) définie en régime indicel, employée par les constructeurs pour caractériser le comportement thermique dynamique des composants. Cependant, tout comme la résistance thermique, cette grandeur n'est définie que pour des températures uniformes (jonction, boîtier, radiateur) et un transit de chaleur unidimensionnel. Le travail expérimental présenté fera donc référence à ces deux concepts en prenant en compte l'ensemble de restrictions que nous venons d'évoquer. La structure de puissance développée pour effectuer ces caractérisations thermiques expérimentales, s'est appuyée sur les recommandations de la Commission Electrotechnique Internationale. Elle nous a permis, à partir d'une double configuration, de déterminer, via un paramètre thermosensible, l'image d'une température de jonction. Une seconde approche, à partir de mesures infrarouges, a été menée pour caractériser l'état thermique permanent d'une puce semi-conductrice mise à nue. L'ensemble des résultats expérimentaux obtenus a été comparé aux données des constructeurs. Leur analyse nous a permis de mettre en évidence l'influence prépondérante de certaines grandeurs thermiques sur le comportement global de l'architecture hybride. L'un des inconvénients de la caractérisation expérimentale est la mise en oeuvre des dispositifs qui reste longue et délicate. De plus, l'évaluation de certains paramètres, demeure difficile, voire impossible. Les outils de simulations possèdent au contraire une plus grande souplesse d'utilisation. Nous présenterons donc les différentes approches développées dans les logiciels de simulations thermiques existants. Un travail plus approfondi sera effectué avec le logiciel FLUX2D développé au Laboratoire, dont l'objectif sera de mettre en évidence l'apport de ces outils de simulation quant à l'analyse du comportement thermique d'hybride de puissance et, par voie de conséquence, à leur conception. Enfin, nous essaierons de définir un domaine de validité de chacun des logiciels utilisés.

CHAPITRE I

Chapitre I

ETUDE EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT THERMIQUE DES COMPOSANTS HYBRIDES DE PUISSANCE : APPLICATIONS AUX TRANSISTORS IGBT DE FORTS CALIBRES

INTRODUCTION

I.1 LA DETERMINATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION D'UN COMPOSANT

I.1.1 Les mesures indirectes utilisant un paramètre thermosensible

I.1.1.1 Comment choisir un paramètre thermosensible

I.1.1.2 L'étalonnage d'un paramètre thermosensible

I.1.2 Les mesures directes de température de jonction

I.1.2.1 Utilisation du rayonnement thermique des surfaces pour déterminer leur température : la pyrométrie

I.1.2.2 Les dispositifs infrarouges utilisés

I.2 MISE EN OEUVRE D'UN BANC DE MESURES PERMETTANT LA CARACTERISATION THERMIQUE DU COMPOSANT

I.2.1 Expérimentation en régime permanent

I.2.1.1 Principes généraux des méthodes de mesures indirectes de température

I.2.1.2 Mise en oeuvre d'une structure de puissance utilisant le paramètre thermosensible V_{DSon}

I.2.1.3 Approfondissement de l'étude du comportement statique des interrupteurs hybrides : mise en oeuvre de mesures infrarouges

I.2.1.4 Exploitation et analyse des résultats expérimentaux

I.2.2 Expérimentation en régime indiciel en vue de définir une impédance thermique

I.2.2.1 La notion d'impédance thermique

I.2.2.2 Etude expérimentale de la réponse thermique indicielle

I.3 ANALYSES ET CONCLUSION.

CHAPITRE I

Etude expérimentale du comportement thermique des composants hybrides de puissance : Applications aux transistors IGBT de forts calibres

INTRODUCTION

L'un des moyens dont dispose l'électronicien de puissance pour caractériser un composant semi-conducteur est l'expérimentation. Elle permet, par la mise en situation de l'interrupteur, de déterminer l'évolution de sa température de jonction. Le point central de ce travail est l'obtention de ce paramètre à travers des techniques indirectes telles que celle des paramètres thermosensibles [31], ou des techniques directes nécessitant la désencapsulation de la puce. Du choix de mesures retenues dépend fortement l'ensemble du dispositif à mettre en oeuvre.

Deux questions se posent alors :

- quelle grandeur physique traduit le mieux le comportement thermique d'un composant semi-conducteur ?
- comment définir une résistance thermique sur un dispositif où la température de jonction est une fonction spatiale non uniforme, et où la distribution de la densité de puissance suit des lois complexes qui dépendent des conditions de fonctionnement ?

Si le concept de résistance thermique présente une facilité de mise en oeuvre, il ne saurait traduire le comportement thermique fin des puces semi-conductrices. Certains travaux [32] font référence à deux résistances thermiques distinctes : la première, calculée à partir d'une grandeur de température moyenne, la seconde à partir de la température maximale obtenue au centre de la puce. Dans le cadre de notre étude expérimentale, la définition de la résistance thermique dépendra directement de la technique de mesure de température utilisée. Avec un paramètre thermosensible ou un dispositif infrarouge, nous essaierons de caractériser le comportement thermique du composant en fonctionnement.

I.1 DETERMINATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION D'UN COMPOSANT

L'accès aux grandeurs thermiques d'une puce semi-conductrice peut être obtenu de deux façons différentes. La technique la plus ancienne consiste à utiliser un paramètre thermosensible du composant. Les mesures indirectes nécessitent des phases d'étalonnage mais présentent l'avantage de fonctionner en régime évolutif. Par ailleurs, suivant le paramètre retenu, l'expérimentateur a accès à la température en différents points de la jonction.

L'évolution des mesures infrarouges tend à supplanter ce type de mesures de température. Ces dispositifs semblent avoir acquis, ces dernières années, une fiabilité reconnue par tous. Ils permettent d'avoir accès à des cartographies surfaciques moyennant une mise en oeuvre soignée.

I.1.1 Les mesures indirectes utilisant un paramètre thermo-sensible.

I.1.1.1 *Le choix d'un paramètre thermosensible*

Chaque composant semi-conducteur dispose de paramètres dont certains peuvent être considérés comme thermosensibles. Le choix de l'un d'eux, pour une application donnée, peut être effectué à l'aide de différents critères de sélection. Ces paramètres thermosensibles obéissent aux lois des jonctions semi-conductrices et sont donc fortement dépendants des grandeurs technologiques des composants. Outre leur facilité de mise en oeuvre, ils doivent posséder une bonne reproductibilité et une bonne précision. Classiquement, pour l'ensemble des composants, les paramètres thermosensibles sont les suivants :

- la chute de tension directe du composant
- le courant de fuite direct ou inverse de la jonction à l'état bloqué
- la tension directe ou inverse d'avalanche
- la tension de seuil de la commande

Toutes ces grandeurs sont plus ou moins faciles à mettre en oeuvre lorsque le composant est intégré dans une structure. L'étude que nous avons effectuée sur le composant IGBT en conduction nous a amené à retenir le paramètre de la chute de tension directe. L'état passant du composant a été appréhendé, rappelons-le, par la chute de tension ohmique et une tension de seuil V_0 (cf Chap. II).

Ce dernier paramètre correspondant en grande partie à la tension de diffusion de la jonction PN du transistor bipolaire, il nous a paru intéressant de travailler avec cette grandeur pour utiliser sa dépendance avec la température. Afin d'éliminer l'influence de la chute de tension ohmique, et de privilégier le paramètre "tension de diffusion", nous avons effectué les mesures à de très faibles niveaux de courant. Ce choix s'appuie sur les études théoriques menées sur la tension de diffusion de la jonction PN [23].

Nous pouvons donc nous attendre, (§ II.1.2.2), à obtenir une variation de ce paramètre :

$$\boxed{-2\text{mV}/^\circ\text{K} \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \leq -1,5 \text{ mV}/^\circ\text{K}}$$

Ce paramètre thermosensible permet d'avoir accès à une température maximale dans la zone de transition qui se trouve enterrée dans la structure classique de l'IGBT. Nous pouvons alors définir une température moyenne, plus faible que la température maximale surfacique de la puce, et calculer une "résistance thermique moyenne" R_{th} , telle que :

$$\boxed{\overline{R_{th}} = \frac{\overline{T_j} - T_a}{P}}$$

avec : $\overline{T_j}$: température de jonction mesurée avec le paramètre thermosensible VBE
 T_a : température constante
 P : puissance dissipée

D'autres investigations ont été effectuées chez notre partenaire industriel avec la tension de seuil de la commande de grille V_{GSth} . Comme pour les interrupteurs de technologies MOS, ce paramètre qui correspond au seuil de mise en conduction de l'étage d'entrée de l'IGBT, donne accès à la température maximale de la puce. Les premiers résultats obtenus par cette technique de caractérisation qui utilise le paramètre V_{GSth} , montrent l'intérêt de cette méthode sur le plan de la sensibilité du capteur. Le dispositif de mesure nécessite un asservissement de la tension de commande sur le courant I_{DSth} pour définir le niveau de mise en conduction. Plus généralement, cette méthode présente l'intérêt de donner accès à la température maximale surfacique avec, en contrepartie, une complexité accrue du dispositif de mesures. Par cette technique, nous pouvons calculer une seconde résistance thermique :

$$\boxed{\widehat{R_{th}} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P}}$$

Comme prévu, le choix du paramètre thermosensible influence les résultats expérimentaux à travers la mesure indirecte de la température de jonction.

1.1.1.2 L'étalonnage d'un paramètre thermosensible

L'étalonnage d'un paramètre thermosensible représente un critère de sélection important quant au choix du capteur retenu. Si la tension de seuil V_{GSth} présente une grande dynamique de variation vis-à-vis de la température, ce paramètre thermosensible nous a semblé difficile à mettre en oeuvre dans une structure en fonctionnement. Ceci explique que les campagnes d'étalonnage que nous avons effectuées se sont naturellement tournées vers la tension V_{DSon} qui peut être assimilée, pour de faibles niveaux de courant, à la tension de diffusion V_O de la jonction Emetteur Base du transistor PNP.

Dans ces conditions, la puissance dissipée est négligeable et nous pouvons considérer que la température moyenne du composant est assimilable à sa température de jonction, c'est-à-dire que $P.R_{th} \rightarrow 0$ et que $T_j \approx T_a$. Un banc d'étalonnage a été effectué dans le cadre d'un mémoire CNAM par F. PERNIOLA [33]. Ce dispositif de mesures, qui utilise une enceinte régulée en température, est présenté Figure 47.

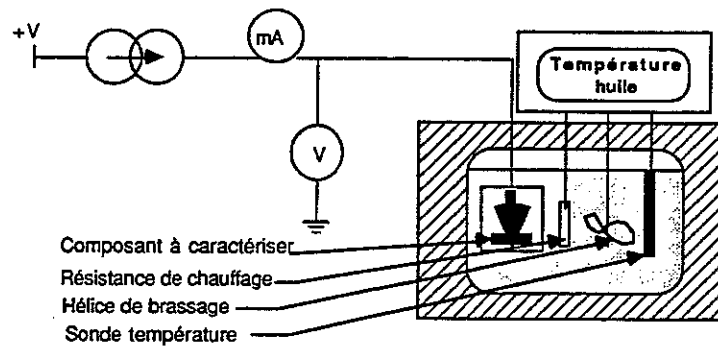


Figure 47. Le dispositif d'étalonnage du paramètre thermosensible

Une étude approfondie sur le composant IGBT (IXYS 20N 80A) a été effectuée pour déterminer la valeur I_{DS} qui linéarise la caractéristique $V_{DSon}=f(T_j)$. Le réseau de caractéristiques $V_{DSon}=f(T_j)_{I_{DS}=constante}$, présenté Figure 48, a permis de définir une plage de I_{DS} pour laquelle l'évolution du paramètre thermosensible pouvait être assimilée à une droite. En effet, pour :

$$1 \text{ mA} \leq I_{DS} \leq 5 \text{ mA}$$

nous pouvons considérer que :

$$V_{DS} = V_O + rI = (V_{O0} + r_{O0}I) + (bI-a)T_j \text{ avec les notations définies au Chapitre II § II.2.1.}$$

IGBT IXYS 20N80A

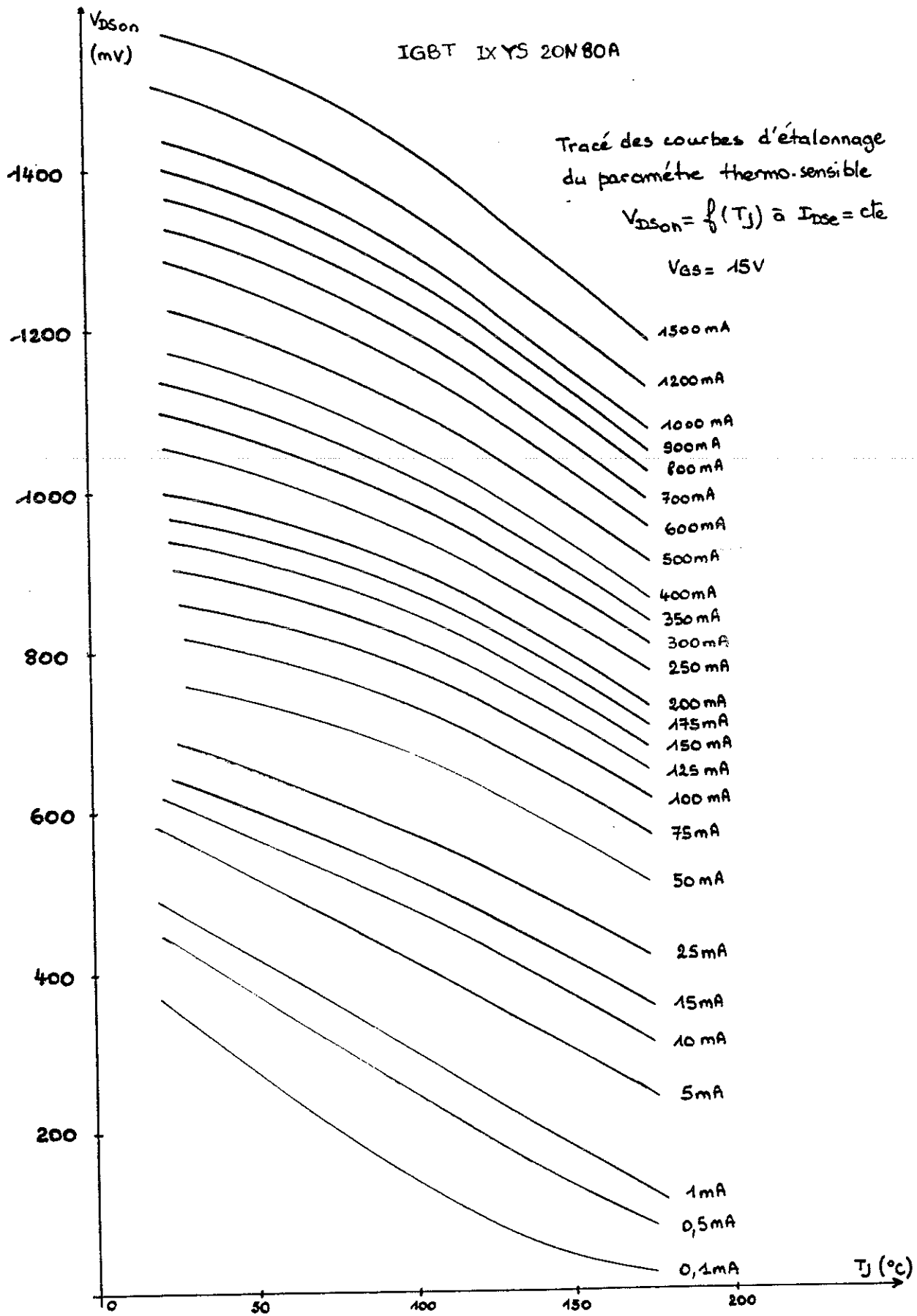


Figure 48. Courbe d'étalonnage de l'IGBT IXYS 20N80A

Les pentes des caractéristiques permettent d'écrire le système suivant :

$$5 \cdot 10^{-3} b - a = -2,08 \cdot 10^{-3}$$

$$10^{-3} b - a = -2,32 \cdot 10^{-3}$$

et donc pour ce composant

$a = -2,38 \text{ mV}^\circ\text{C}$ $b = 60 \text{ mW}^\circ\text{C}$

Comme nous l'avons observé au Chapitre II, la valeur des paramètres a et b dépendent de la technologie de chacun des composants, même si, la valeur du gradient de la tension de diffusion se situe dans la gamme des valeurs théoriques définies par ailleurs [23]. La phase d'étalonnage s'avère donc nécessaire, pour, d'une part, définir une valeur I_{DS} qui linéarise la fonction $V_{DS}=f(T_J)$ et, d'autre part, formuler cette loi de variation, dans une gamme de températures, à partir des paramètres a et b . Nous avons essayé, pour limiter l'investigation expérimentale, de travailler avec un niveau relatif de courant de mesure (par rapport au courant nominal) constant et de définir la grandeur

$$i_{DS} = \frac{I_{DS}}{I_{DS \text{ nominal}}}$$

pour obtenir directement une loi de variation $V_{DS}=f(T_J)$ linéaire. Aucune reproductibilité de ce phénomène n'a pu être mise en évidence. Cet échec s'explique en partie par le fait que tous les composants utilisés ne travaillent pas, à leur point nominal, avec la même densité de courant. Parmi les différents travaux d'étalonnage existants, nous retiendrons ceux effectués sur l'IGBT MG 400H2US1 (Figure 49) dont nous ferons référence dans la suite de nos propos.

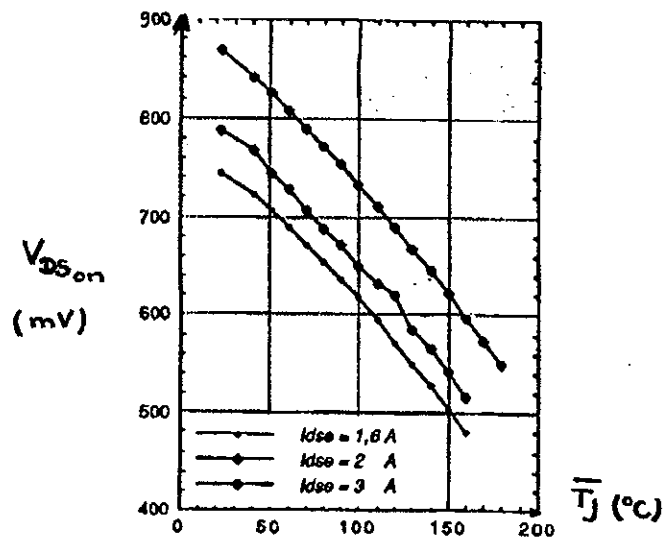


Figure 49. Courbes d'étalonnage du paramètre thermosensible V_{DSon} de l'IGBT MG 400H1US1

I.1.2 Les mesures directes de température de jonction

Il existe aujourd'hui différentes techniques utilisables pour estimer une ou plusieurs températures de jonction. Comme nous l'avons évoqué en introduction de ce chapitre, le concept de résistance thermique est, par définition, limitatif et ne peut traduire qu'un comportement global. Le gradient de température de la puce étant bidimensionnel, le choix du paramètre thermosensible influencera, par sa position relative dans la structure semiconductrice, le résultat de la mesure indirecte de température. Les constructeurs de composants, attentifs à ce besoin de surveillance de la température de jonction, commencent à intégrer dans l'environnement immédiat des puces un capteur de température permettant un accès rapide à une grandeur thermique. Pour les technologies MOS, l'utilisation de quelques cellules du composant en tant que capteur a donné naissance au TEMPFETS [34]. Plus généralement, l'association d'un capteur, généralement de courant mais aussi de température, à ces composants est désignée par SENSEFETS [35]. Bien que certains constructeurs travaillent sur l'intégration de capteurs de surveillance dans les transistors IGBT, nous n'avons pu tester ces composants. Les mesures directes que nous avons effectuées ont nécessité les techniques infra-rouges.

I.1.2.1 *Utilisation du rayonnement thermique des surfaces pour déterminer leur température : la pyrométrie*

Les techniques de rayonnement thermique sont aujourd'hui bien maîtrisées et permettent, moyennant des précautions de mise en oeuvre, d'obtenir des cartographies de températures intéressantes. Les dispositifs de mesures utilisent le phénomène d'émission spontanée d'énergie de tous les corps "chauds", phénomène connu depuis fort longtemps. La modélisation par STEFAN et PLANK permet d'exploiter cette émission en imagerie thermique sur tout phénomène endo ou exothermique [36]. Intégré dans le rayonnement électromagnétique, le rayonnement thermique se limite au spectre infrarouge pour les sources de température inférieures à 500°C. La plupart des appareils permettent de mesurer une grandeur analogique, généralement électrique, proportionnelle à l'éclairement du capteur. Etalonner un tel instrument, c'est établir une correspondance entre le flux radiatif qu'il reçoit et la température de la cible. L'obtention des valeurs absolues de températures nécessite la connaissance des émissivités des surfaces examinées. Au niveau des composants, cette technique impose la désencapsulation de la puce semi-conductrice et, par conséquent, la modification de l'environnement mécanique immédiat de celle-ci. Il est difficile d'estimer les répercussions de cette modification sur les fonctionnements électrique et thermique du composant. Cela nécessite une seconde intervention sur la puce, de façon à éliminer la couche de SILASTEN déposée pendant la phase de passivation. Cette mise à nue de la pastille, effectuée par des procédés thermo-chimiques, agit directement sur la partie sensible du composant, et les conséquences sur le fonctionnement de ce dernier sont encore mal connues. Malgré tout, aucune influence significative sur les amplitudes de température n'a pu être mise en évidence au cours des mesures infrarouges, effectuées avec et sans couche de passivation.

I.1.2.2 *Les dispositifs infrarouges utilisés*

Nous avons utilisé deux dispositifs de thermographie, qui, en associant un capteur infrarouge (caméra ou microscope) à un traitement logiciel du signal vidéo, permettent d'obtenir sur écran ou sur support papier, la carte des températures d'une surface avec identification des différentes zones isothermes. Les points sensibles de ces dispositifs sont le capteur de mesure de radiance, et la définition de l'émissivité surfacique de la cible. L'état actuel et l'évolution des capteurs infrarouges [37] nous autorise à penser que ces capteurs ont atteint une maturité technologique qui garantit aux utilisateurs une haute définition et une bonne sensibilité. Les problèmes liés aux émissivités surfaciques sont cruciaux dans les applications qui nous intéressent. En conservant la couche de passivation (généralement blanche), la cible conserve une émissivité quasiment uniforme. La puissance rayonnée est alors trop faible et nécessite le dépôt d'une couche de peinture noire pour augmenter la radiance du corps chaud. L'élimination de cette couche met à nue la puce semi-conductrice et fait apparaître la non-homogénéité de celle-ci.

La caméra infrarouge que nous avons employée impose que le corps à mesurer soit d'émissivité uniforme. L'opérateur se doit de définir au logiciel d'acquisition une valeur, constante en tous points, de l'émissivité surfacique de la source de chaleur étudiée. Pendant la phase préparatoire, la cible est recouverte d'une couche de peinture noire de quelques dizaines de microns. Dans ces conditions, les mesures peuvent être effectuées en considérant une émissivité uniforme, dont la valeur dépend de la peinture utilisée ($0,95 \leq \epsilon < 1$).

Le microscope infrarouge possède une meilleure définition spatiale et permet d'étudier plus finement la puce semi-conductrice. Le retrait de la couche de passivation s'impose d'elle-même si nous voulons profiter des performances du dispositif. Cette manipulation a pour conséquence de mettre en évidence la non-uniformité de la puce de Silicium et d'accroître les difficultés liées à l'émissivité surfacique. Pour résoudre ces problèmes, le dispositif nécessite une phase d'étalonnage au cours de laquelle il convient, pour deux températures uniformes, de mesurer les radiances et par là-même, les émissivités en tous points de la cible. Cette calibration permet de tenir compte des gradients d'émissivité surfacique de la pastille de Silicium et d'introduire, dans l'exploitation des résultats, des corrections qui tiennent compte de la variation de l'émissivité surfacique en fonction de la température du corps. La phase de calibration de ce dispositif peut schématiquement être représentée par le synoptique de la Figure 50.

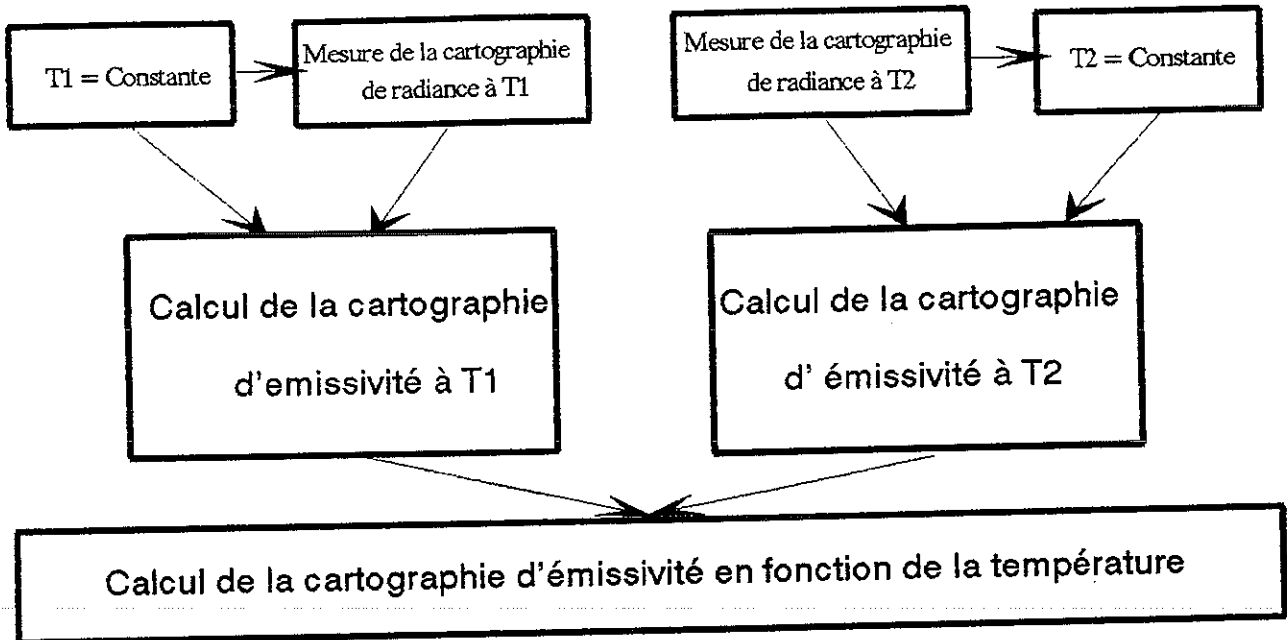


Figure 50. Synoptique de la phase de calibration permettant de déterminer la cartographie d'émissivité de la cible.

I.2 CARACTERISATION THERMIQUE EXPERIMENTALE DE COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS A TECHNOLOGIE HYBRIDE

Ce travail expérimental a pour objectif la caractérisation fine du comportement thermique permanent et évolutif des interrupteurs. Pour cela, nous utiliserons les mesures indirectes avec comme paramètre thermosensible la chute de tension à l'état passant et les mesures directes effectuées par pyrométrie infrarouge.

I.2.1 Expérimentations en régime permanent

Dans la première partie du travail expérimental en régime permanent, nous avons considéré que la température de la puce était uniforme. Nous avons alors calculé, à partir des résultats des mesures indirectes, une résistance thermique que nous avons appelée résistance thermique moyenne (R_{th}) pour faire allusion à la position du paramètre thermosensible utilisé. Dans une seconde partie, nous avons complété cette approche par des mesures par pyrométrie. Les mesures infrarouges nous ont permis d'approfondir cette étude de caractérisation en délivrant des thermogrammes 2D de la surface de la puce. Par cette technique, nous avons eu accès à la température maximale de la puce et nous avons défini une résistance thermique maximale R_{th} tel que :

$$\hat{R}_{th} = \frac{\hat{T}_j - T_a}{P} \quad \text{avec} \quad \hat{T}_j : \text{température maximale surfacique de la puce } (^\circ\text{C})$$

T_a : température ambiante ($^\circ\text{C}$)
 P : puissance dissipée (W)

I.2.1.1 Principes généraux des méthodes de mesures indirectes de température

Les techniques de mesures de résistances thermiques font l'objet d'une normalisation précise. Nous utiliserons, avec les aménagements technologiques présentés (§ I.2.1.2), les méthodes de caractérisation des transistors bipolaires conseillées par la Commission Electrotechnique Internationale [38]. Plus précisément, nous nous intéresserons à la méthode qui utilise le paramètre thermosensible V_{BE} .

La procédure générale se décompose comme suit : la puissance est dissipée dans le transistor pendant la majeure partie de la période. Pendant un court intervalle de temps, la dissipation est arrêtée pour permettre la mesure de température de jonction. La durée de la mesure doit être très brève devant le temps de réponse thermique de la puce de Silicium, de telle sorte que celle-ci ne se refroidisse pas de manière appréciable pendant la phase de mesures. Le rapport entre la durée de dissipation de puissance et la durée de la mesure doit être très grand pour considérer que la puissance moyenne dissipée est approximativement égale à la puissance dissipée pendant l'intervalle où celle-ci est appliquée.

La structure de principe proposée est présentée Figure 51.

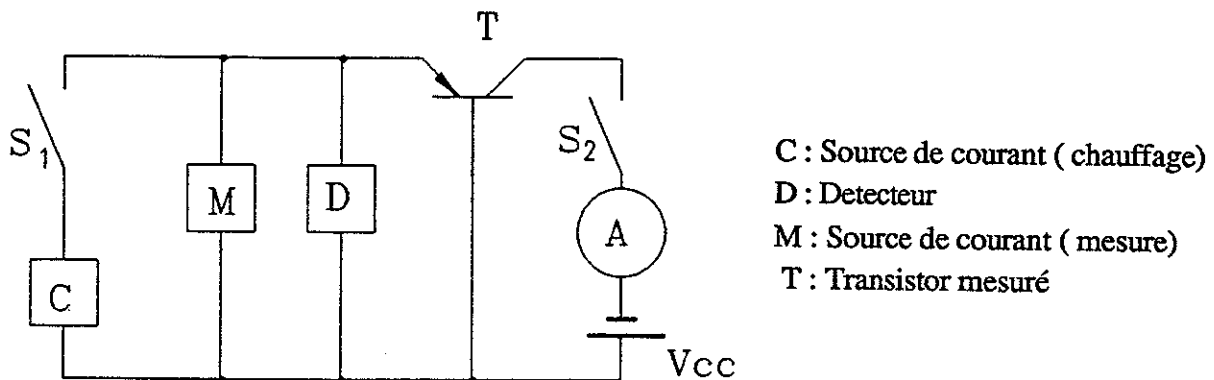


Figure 51. Circuit pour la mesure de la résistance thermique par la méthode du V_{BE}

I.2.1.2 Mise en oeuvre d'une structure de puissance utilisant le paramètre thermosensible V_{Dson}

Notre travail étant orienté vers les interrupteurs IGBT de forts calibres, nous avons réalisé une structure de puissance permettant d'interrompre un courant de 600A continu avec une puissance disponible de 10 kW. L'ensemble de la structure est pilotée par une carte de commande éloignée permettant le réglage :

- de la fréquence f : $10 \text{ Hz} \leq f \leq 1000 \text{ Hz}$
- du rapport cyclique α : $0,9 \leq \alpha \leq 0,99$

La partie puissance est assurée par deux transistors IGBT (400A / 500V) montés en parallèle. L'utilisation de ces interrupteurs permet de commuter le courant de charge dans des temps inférieurs à 10 μs .

La tension de service du dispositif étant faible, nous n'avons pas eu recours à des circuits d'aide à la commutation. Pour éviter la saturation des amplificateurs d'entrée de l'oscilloscope de mesures, et pour obtenir une bonne précision pendant la phase de mesure, l'interrupteur testé a été équipé d'un circuit écrêteur. La source de puissance est réalisée à partir du réseau 380V avec auto-transformateur, transformateur triphasé et redresseur triphasé en pont à diodes. La mesure du courant est faite avec un shunt 1000A et un microvoltmètre. L'ensemble du dispositif est présenté Figure 52.

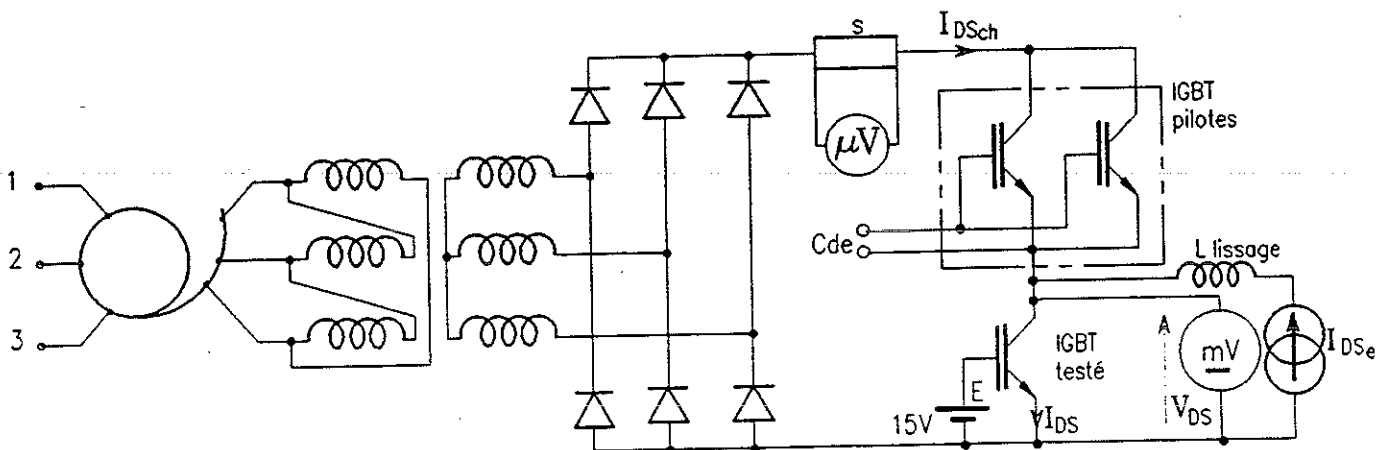


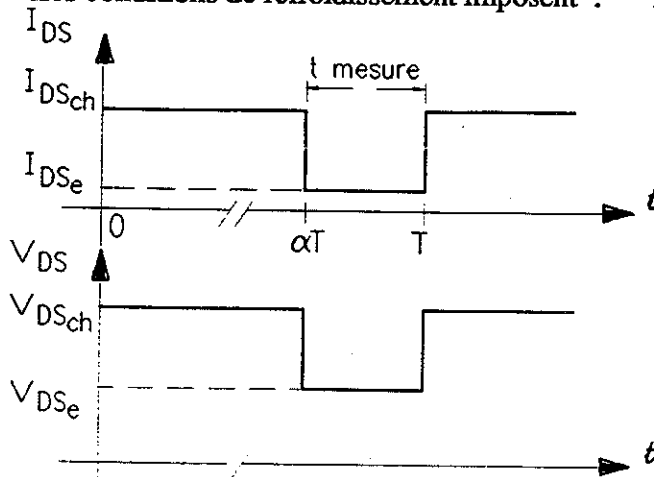
Figure 52. La structure de puissance de caractérisation thermique des composants S.C.

L'ensemble des semi-conducteurs utilisés (diodes, interrupteurs) a été refroidi par radiateur à eau. Pour référencer correctement la température de jonction, il faut imposer une température constante sur le socle du composant.

Avec le dispositif de surveillance thermique (présenté Chapitre I) nous avons veillé à limiter l'écart entre la température de sortie et la température d'entrée du fluide à quelques degrés ($\Delta T \leq 3^\circ\text{C}$). Cette condition a imposé, pour la puissance maximale dissipée ($P_{dmax} = 1400\text{W}$), un débit voisin de 600l/h. La condition de radiateur "infini" étant pratiquement réalisée, nous avons pu déterminer, à partir de la courbe d'étalonnage du capteur thermosensible, la résistance thermique de différents modules I.G.B.T. La procédure de mesures, définie à partir des oscillogrammes des grandeurs électriques, est présentée Figure 53,

- * La courbe d'étalonnage : $V_{DSon} = f(T_j) I_{DS} = I_{DSe}$
 - * Pendant le temps de mesure : V_{DSe} à $I_{DS} = I_{DSe}$
 - * Les mesures des grandeurs moyennes définissent $P = V_{DSch} \cdot I_{DSch}$
- $\left. \begin{array}{l} \longrightarrow T_j \\ \searrow R_{th} = (T_j - T_a) / P \end{array} \right\}$

* Les conditions de refroidissement imposent : $T_{rad} = \text{constante}$



avec $10 \leq f \leq 1000 \text{ Hz}$
 $0,9 \leq \alpha < 0,999$
 tel que $t_{\text{mesure}} = 100 \mu\text{s}$

Figure 53: La procédure de mesure de la résistance thermique.

A partir du principe expérimental précédemment défini, nous avons mesuré la résistance thermique de différents modules IGBT. L'ensemble des résultats est présenté Figure 54.

Composants	$T_{rad} (^{\circ}\text{C})$	$I_{DS\ ch} (\text{A})$	$V_{DS\ ch} (\text{V})$	$P (\text{W})$	$\overline{T}_J (^{\circ}\text{C})$	$\overline{R}_{th} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$	$R_{th\ const} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$
MG200Q1US1 (200 A/1200 V)	17	150	2,4	360	54	0,103	0,104
	17	325	3,31	1076	120	0,096	
MG200I2YS1 (200 A/600 V)	17	100	2,73	273	60	0,157	0,156
	17	200	2,67	534	90	0,137	
MG400H1US1 (400 A/500 V)	17	300	3,05	915	100	0,091	0,089
	17	400	3,97	1588	137	0,076	

Figure 54. Tableau récapitulatif des mesures expérimentales de résistances thermiques.

L'exploitation des résultats permet de mettre en évidence, hormis la bonne cohérence entre les données du constructeur et les résultats expérimentaux, la difficulté d'analyse due au manque d'information lié au concept de résistance thermique. Nous pouvons malgré tout constater que tous les composants présentés acceptent un courant continu égal à la valeur nominale de leur calibre. Le premier composant testé permet un fonctionnement en mode continu égal à plus de 1,5 I_n pour une élévation de 100°C environ. La mesure "plein courant" du module MG 400H1US1 aboutit à un résultat inférieur de 15 % à la donnée du constructeur et paraît sous-estimé. La caractéristique d'étalonnage retenue pour ce composant présentait un fort gradient $\partial V_{DS} / \partial T_j$ à partir de 120°C et peut en partie expliquer cet écart. Comme les transistors bipolaires [32] dont la résistance thermique semble liée à la densité de courant qui les traverse, les transistors IGBT paraissent avoir une résistance thermique dépendante du niveau de courant.

Ce phénomène peut s'expliquer simplement par la constitution même de ces interrupteurs qui fait intervenir une structure bipolaire. Par ailleurs, l'amplitude paraît moindre pour ces composants. Elle peut être aussi justifiée par la structure MOS, qui constitue l'architecture du transistor IGBT, et dont les effets sont plutôt stabilisateurs. Nous constatons malgré tout que peu d'informations transparaissent de ces mesures, et que l'approfondissement de l'étude du comportement statique des interrupteurs passe par les mesures infrarouges.

I.2.1.3 Approfondissement de l'étude du comportement statique des interrupteurs hybrides : mise en oeuvre de mesure infrarouges

Une intervention mécanique sur les modules a permis de décapsuler les composants. Suivant son calibre en courant, l'interrupteur est constitué de deux ou quatre puces semi-conductrices. Pour fixer la géométrie de ces composants, nous présentons, Figure 55, l'architecture d'un module MG 200J2YS1 qui comprend deux interrupteurs, constitué de deux puces montées en parallèle et leur diode en anti-parallèle, l'ensemble constituant un bras de pont.

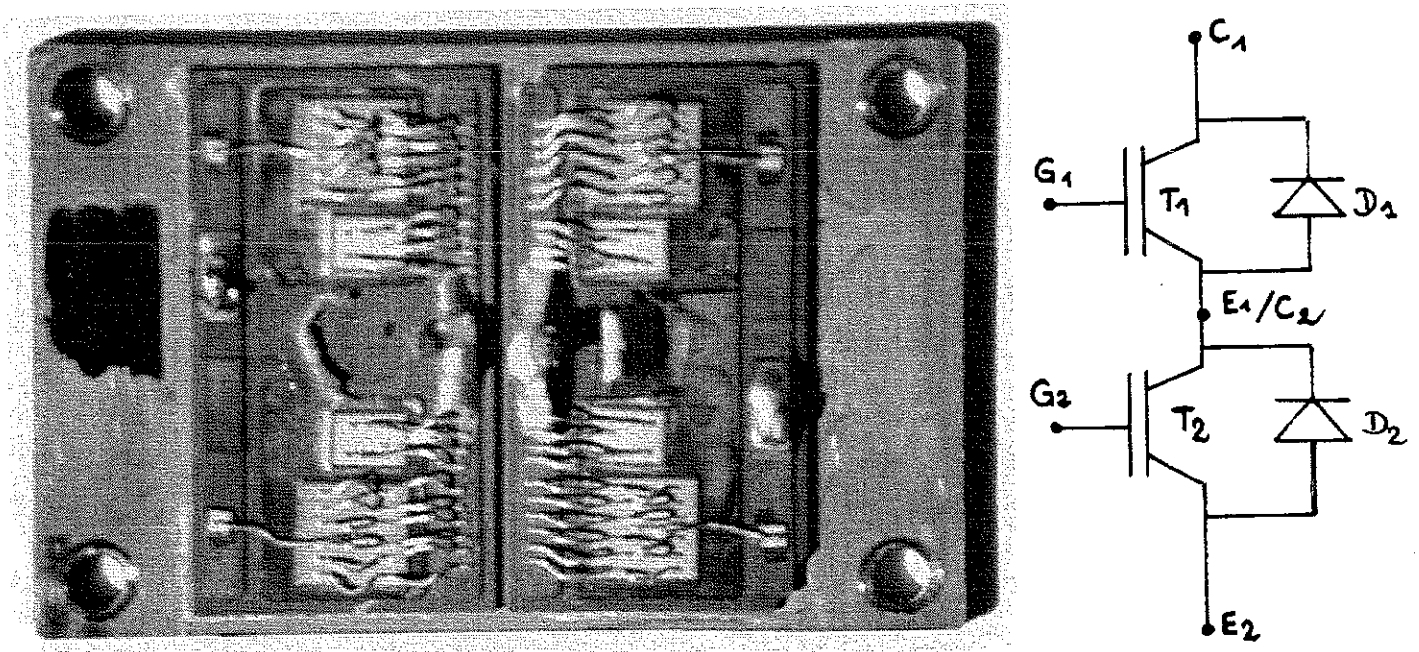
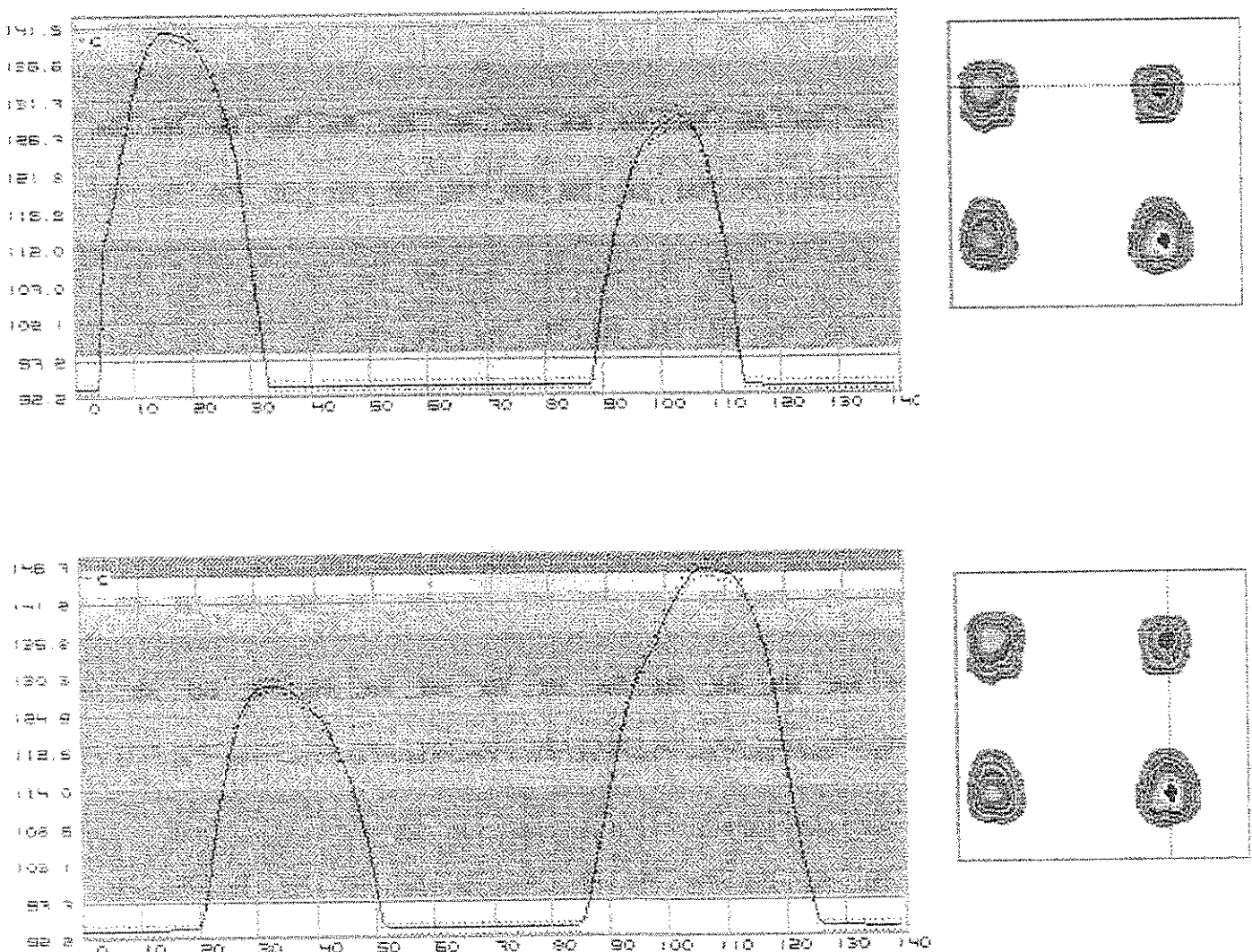


Figure 55. La structure technologique du module MG 200J2YS1 avec le schéma électrique qui lui est associé.

Le module IGBT que nous avons plus particulièrement étudié est le MG 400H1US1. L'architecture de ce module est pratiquement identique à celle du module que nous avons représentée Figure 55. Ce module comprend un interrupteur (400A/500V), constitué de quatre puces montées en parallèle, et ses diodes montées en anti-parallèle.

Des mesures ont été réalisées avec et sans la couche de passivation (SILASTEN) et les résultats obtenus à la caméra infrarouge n'ont pas mis en évidence d'écarts significatifs. Nous avons donc poursuivi nos expérimentations en retirant cette couche de passivation afin de pouvoir utiliser les performances du microscope infrarouge. Une première série d'essais a été effectuée avec une caméra infrarouge associée à un logiciel d'exploitation. Ce dispositif nécessite que l'opérateur dépose sur la cible une couche de peinture d'émissivité connue, et entre cette donnée dans le logiciel de calcul et d'exploitation. La phase d'acquisition se résume à mesurer et stocker la cartographie de radiance de la source de chaleur. L'unité de traitement permet alors à l'utilisateur d'introduire les paramètres d'entrées nécessaires au calcul de thermographie.

Une fois l'acquisition effectuée, l'expérimentateur peut étudier la sensibilité des différents paramètres introduits. Une fois l'ensemble des phases d'acquisition, de calcul et d'exploitation effectué, l'utilisateur dispose d'une thermographie infrarouge identique à celle de la Figure 56.



Conditions d'essais : $I_{DS}=404A$, $V_{DS}=4,05V$, $P_D=1635W$, $T_{rad}=12^{\circ}C$

Figure 56. Cartographie infrarouge du module IGBT

Les premières mesures ont été faites avec les quatre puces en parallèle et en conduction pour différents niveaux de puissance.

Nous avons mesuré pour chacune des puces T_{jmax} et T_{jmin} , et nous avons calculé, en considérant une équirépartition de la puissance, leur résistance thermique propre à partir de leur température de jonction maximale.

Enfin, pour le module nous avons calculé sa résistance thermique équivalente :

$$\frac{1}{R_{th_{module}}} = \frac{1}{R_{th_{puce1}}} + \frac{1}{R_{th_{puce2}}} + \frac{1}{R_{th_{puce3}}} + \frac{1}{R_{th_{puce4}}}$$

Le tableau récapitulatif des mesures en conduction du module ainsi que les grandeurs électriques et thermiques qui s'y rapportent est présenté Figure 57.

Essais	IDS	VDS	P(W)	Tj max (°C)				Tj mini (°C)				Rth (°C/W)				Rth Composant	Rth (°C/W)
				Puce 1	Puce 2	Puce 3	Puce 4	Puce 1	Puce 2	Puce 3	Puce 4	P1	P2	P3	P4		
N°1	102	1,78	181	26,8	25,9	26,5	28,2	/	/	/	/	0,327	0,307	0,320	0,358	0,082	/
N°2	201	2,35	472	50,7	47,1	49,8	52,8	39,3	34,5	37,4	47,1	0,328	0,297	0,320	0,346	0,080	/
N°3	300	3,00	900	84,3	77,4	83,0	87,6	71,7	68,0	63,3	74,3	0,321	0,291	0,315	0,336	0,079	0,091
N°4	345	3,37	1163	106	98,2	104	111	90	80	86	95	0,232	0,296	0,316	0,340	0,079	/
N°5	404	4,05	1635	141	130	138	146	116	102	113	121	0,316	0,289	0,308	0,328	0,077	0,076

* $P = V_{DS} \cdot I_{DS}$ et $\hat{R}_{th} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P}$ (exprimé en °C/W)
 * $T_a = 12^\circ C$

* Rth : correspond à la mesure de température effectuée avec le paramètre thermosensible V_{DSON} (°C/W)

* $R_{th_{constructeur}} = 0,089^\circ C/W$

Figure 57. Résumé de l'étude thermique du module MG 400H1US1 effectuée avec caméra infrarouge.

Plusieurs réflexions peuvent être menées à partir des résultats présentés ci-dessus.

Tout d'abord, les mesures infrarouges confirment les résultats obtenus avec le paramètre thermosensible. Cependant, les résistances thermiques calculées à partir de ces mesures directes sont définies par rapport à la température surfacique maximale de jonction et le résultat devrait être supérieur à la mesure indirecte. Pratiquement, ces résultats sont très proches et la précision des deux méthodes de mesures ne nous permet pas de conclure sur le gradient de température existant dans l'épaisseur de la puce. De plus, les deux techniques de mesures tendent à prouver que la résistance thermique du composant diminue lorsque la densité de courant qui le traverse augmente. Ces résultats vont dans le même sens que ceux présentés par F. F. OETTINGER dans le cadre de son travail sur les transistors bipolaires [32] (Figure 58).

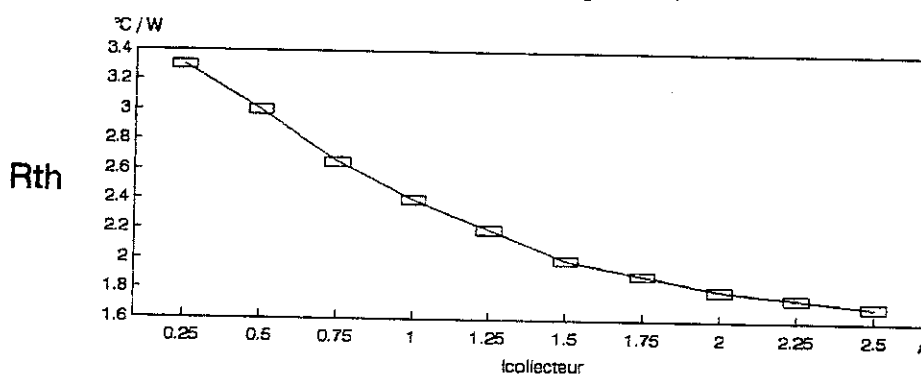


Figure 58. Mesure de la résistance thermique, à puissance dissipée constante, à différents niveaux de courant d'un transistor bipolaire triple diffusion.

Ce comportement peut s'expliquer par le fait que la surface active de la puce de Silicium augmente avec la densité de courant, ce qui, vis-à-vis de l'écoulement, augmente l'échange avec le diffuseur de la puce et diminue par là-même la résistance thermique du composant. Des mesures complémentaires apparaissent nécessaires pour expliquer et attribuer le déséquilibre des quatre puces à des effets électriques ou à des effets thermiques. Dans l'hypothèse où les quatre puces ont des performances égales à celle de la meilleure d'entre-elles (Puce n°2), nous obtenons pour le composant une résistance thermique égale à :

$$\hat{R}_{th_{composant}} = \frac{1}{4} \cdot R_{th_{p2}} \cong 0,072^{\circ}\text{C/W}$$

Dans le cas opposé, si nous considérons que les quatre puces présentent les performances de la moins bonne d'entre-elles (Puce n°4), la résistance thermique devient :

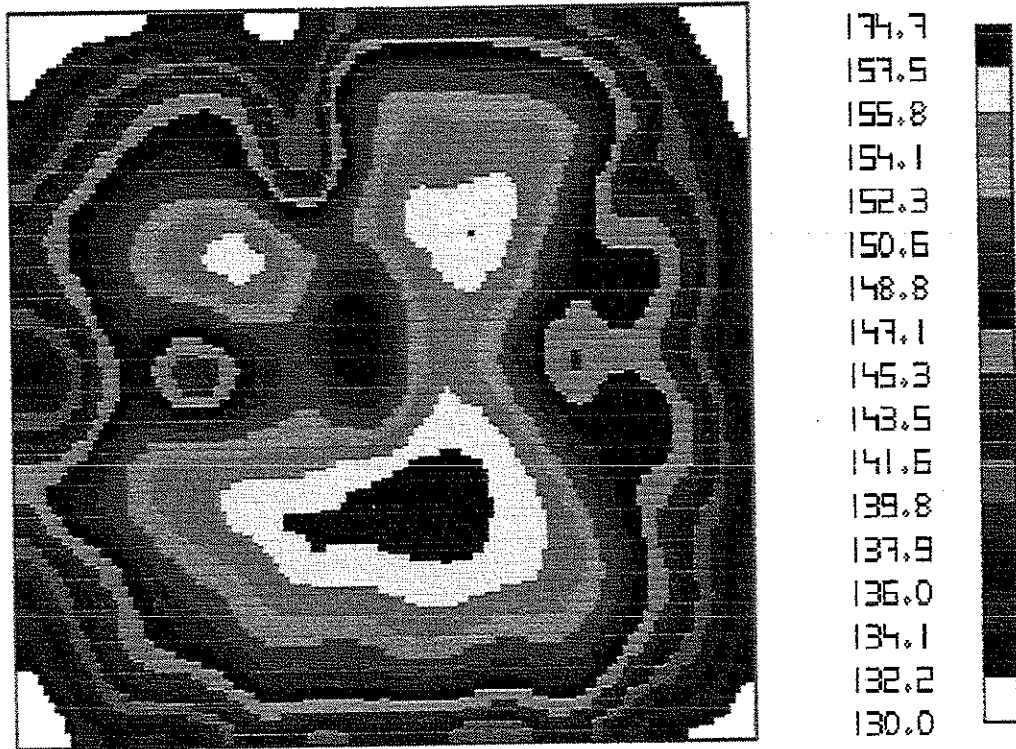
$$\hat{R}_{th_{composant}} = \frac{1}{4} \cdot R_{th_{p4}} \cong 0,082^{\circ}\text{C/W}$$

En répercutant cette valeur sur la puissance dissipable par le composant définie à $T_j=150^{\circ}$, nous obtenons un écart de :

$$1520 \text{ W} \leq P_{\max} \leq 1740 \text{ W}$$

alors que le constructeur indique 1400 W.

Une deuxième série d'essais a donc été menée sur ce module, en isolant électriquement chacune des puces, afin de mesurer pour chacune d'elle la puissance dissipée. Dans ces conditions l'hypothèse $I_{\text{puce}} = I/4$ ne sera plus nécessaire. L'isolation électrique a été effectuée à partir de la commande de grille. L'environnement électrique est le même que pour les essais précédents. Seule une thermographie de la puce n°3 est présentée Figure 59.



Conditions d'essai : $P_d = 505\text{W}$ - $T_{\text{rad}} = 17^\circ\text{C}$ - $T_{j\text{maxi}} = 174,7^\circ\text{C}$ - $R_{\text{th}p3} = 0,3124^\circ\text{C/W}$

Figure 59 Cartographie infrarouge de la puce n°3 seule

Chacune des puces a été étudiée à sa valeur nominale de courant. L'ensemble des résultats est résumé Figure 60

Paramètre Puce conductrice	I_{DS} (A)	V_{DS} (V)	P (W)	$T_{J\ MAX}$ °C	$T_{J\ MIN}$ °C	$\widehat{R}_{th\ °C/W}$
N°1	100	3,56	356	123	80,6	0,312
N°2	101,5	3,51	356	115	90	0,289
N°3	101	3,70	374	131	102	0,318
N°4	100	3,59	359	134	105	0,340

Figure 60 Tableau récapitulatif des mesures infra-rouges de chacune des puces du module MG 400H1US1 isolées électriquement.

Cette deuxième série d'essais répond en partie aux interrogations suscitées par les premières expérimentations infrarouges.

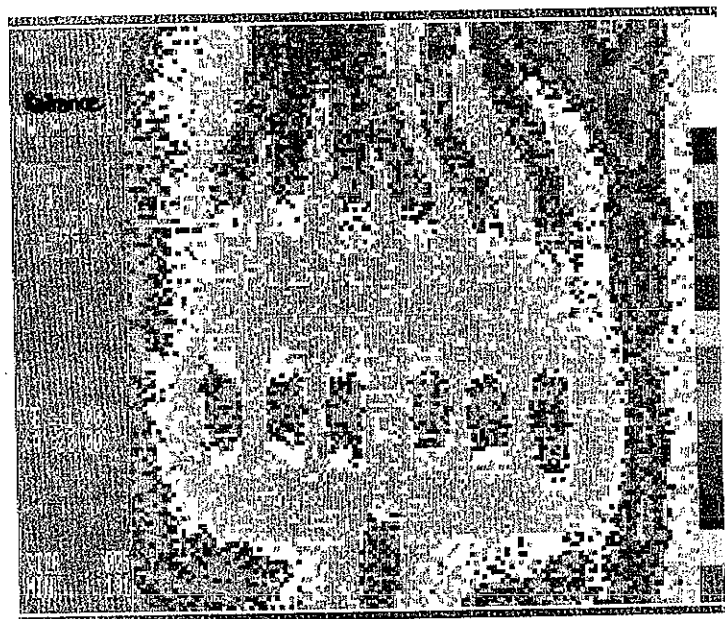
Tout d'abord, ces derniers résultats semblent montrer que le déséquilibre constaté entre les quatre puces est avant tout le fait des caractéristiques thermiques intrinsèques de chacune d'elles. Dans les dernières expérimentations, nous avons pu contrôler la puissance électrique dissipée par chacune des puces et nous avons retrouvé cette disparité de température.

Par ailleurs, dans les conditions de refroidissement de ces essais, nous pouvons aussi affirmer qu'aucun couplage thermique n'existe entre les puces, ce constat a d'ailleurs été vérifié pendant les expérimentations avec la caméra. Pour confirmer le déséquilibre des caractéristiques thermiques de chacune des puces, nous avons procédé à une mesure au rayon X de ce module. Le résultat de cette investigation a mis en évidence un taux de bulles de brasure important dans la première brasure de la puce n°4 (entre puce et 1er diffuseur) qui peut expliquer en partie ce déséquilibre. Pour compléter l'ensemble de ce travail, nous avons effectué quelques mesures avec un microscope infrarouge. Pendant sa phase d'étalonnage, ce dispositif mesure l'émissivité en tout point de la cible pour deux températures, afin de prendre en compte la dépendance de cette grandeur avec la température.

Nous présentons ci-dessous les différentes étapes de mesures effectuées avec cet appareil pour aboutir à la thermographie de la source chaude.

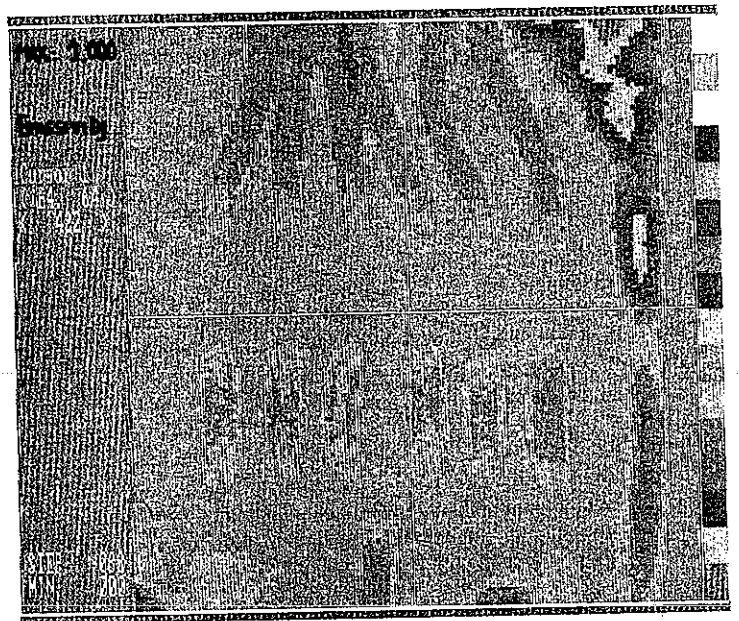
1. Mesure de radiance de la cible à une température T1
2. Mesure de radiance de la cible à une température T2
3. Calcul d'émissivité à partir de la phase 1
4. Calcul d'émissivité à partir de la phase 2
5. Mesure de radiance de la cible en fonctionnement
6. Thermographie de la cible en fonctionnement

La Figure 61 présente les phases 1-3-5-6 de la puce n°4 avec :



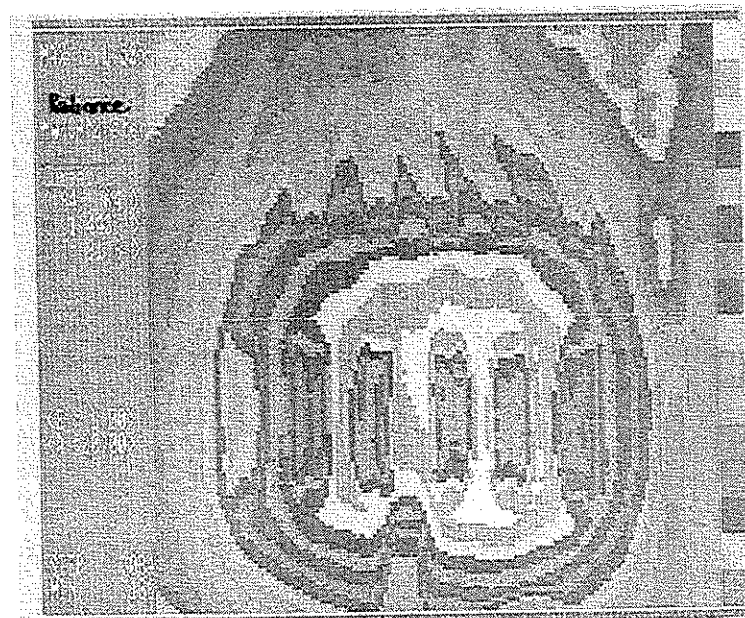
a Mesure de radiance de la cible portée à la température

$T_1=30^\circ\text{C}$



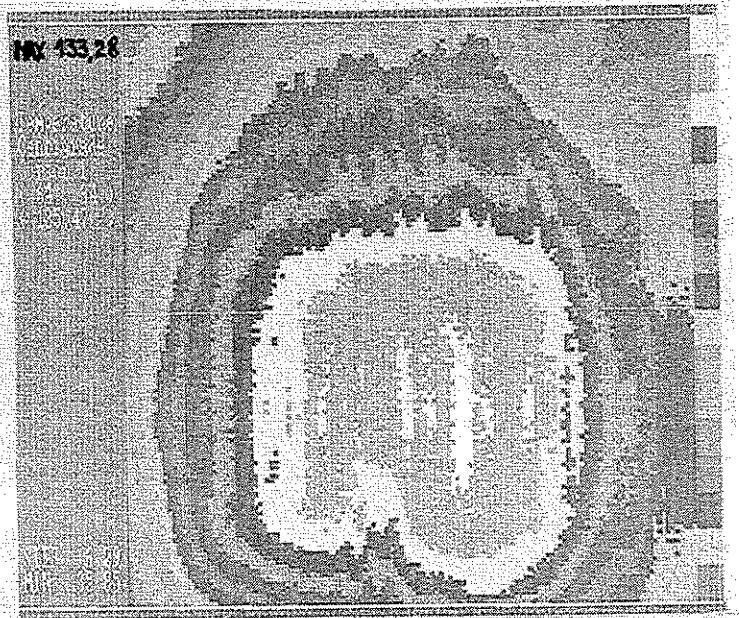
b Calcul d'émissivité de la cible portée à la température

$T_1=30^\circ\text{C}$



c Mesure de radiance de la puce en fonctionnement nominal

$I_{DS}=100\text{A}$, $V_{DS}=3,59\text{V}$, $T_a=17^\circ\text{C}$



d Thermographie de la puce en fonctionnement nominal

$I_{DS}=100\text{A}$, $V_{DS}=3,59\text{V}$, $P_d=359\text{W}$, $T_a=17^\circ\text{C}$

Figure 61 Présentation des phases d'étalonnage et de mesures du microscope Infra-rouge

La température maximale obtenue étant : $T_{Jmax} = 133^{\circ}C$, la valeur de la résistance thermique mesurée est $R_{th}=0,323^{\circ}C/W$. Ce dispositif de mesure confirme le comportement global de la puce n°4 mais ne met pas en évidence la présence d'une zone plus chaude qui aurait pu être induite par le défaut de brasage constaté à la mesure aux rayons X.

I.2.1.4 *Exploitation et analyse des résultats*

Les différents moyens d'investigations que nous avons utilisés pour caractériser le comportement thermique permanent aboutissent tous à des résultats cohérents entre-eux et avec les données constructeurs. La mise en place de dispositifs évolués permet d'affiner les résultats, en particulier sur le profil de température. Les mesures effectuées par l'intermédiaire d'un paramètre thermosensible (V_{DSon}) nécessitent un matériel limité mais, en contrepartie, imposent des phases d'étalonnage longues et délicates. Les résultats obtenus avec cette méthode sont globaux et ne peuvent mettre en évidence une faiblesse localisée du dispositif. Cependant, ce type de caractérisation suffit à la majorité des applications où, comme nous l'avons vu, il est très difficile d'estimer avec précision les pertes dissipées dans un composant en fonctionnement. Les moyens infrarouges trouvent leur application dans les domaines de la recherche et du développement. A travers ces techniques, nous avons accès à une grande partie de l'environnement thermique de la puce. Nous pouvons ainsi constater que le gradient de température surfacique d'une puce (12 mm x 12 mm) peut atteindre 30° , soit plus de 20 % de sa valeur maximale au point nominal ($I=I_n$). Ce gradient de température peut, comme nous l'avons souligné, être accru ou réduit suivant que la chute de tension ohmique est plus grande ou plus petite que la tension de diffusion. La pyrométrie permet de mettre en évidence les faiblesses localisées d'une architecture hybride qui limite les capacités électriques et thermiques d'un composant. Les mesures effectuées avec le microscope infrarouge ont montré que, à l'intérieur du composant, les fils de bonding atteignaient la plus haute température ($133^{\circ}C$ pour $125^{\circ}C$ en maximum pour la puce). Ce constat ne fait que confirmer l'intérêt des travaux menés sur la fatigue thermique dans le composant, [39] [40] et plus généralement ceux sur la fiabilité des dispositifs d'électronique de puissance.

1.2.2 Expérimentation en régime indiciel en vue de définir une impédance thermique

1.2.2.1 La notion d'impédance thermique

Classiquement, le comportement thermique évolutif des composants semi-conducteurs est caractérisé par leur impédance thermique Z_{th} . Comme le paramètre résistance thermique, cette grandeur considère la surface de la puce isotherme. Cette considération implique que le flux de chaleur est unidirectionnel et que, par conséquent, il ne rencontre que des couches thermiquement conductrices. Dans les applications des semi-conducteurs hybrides montés sur support isolant (Alumine ou Nitrure d'Aluminium), ces conditions ne sont pas vérifiées et le fait d'utiliser ce concept masque le comportement thermique exact de ces semi-conducteurs. C'est malgré tout par cette notion que les constructeurs caractérisent le comportement thermique évolutif des semi-conducteurs à technologie hybride, faute d'un autre paramètre plus représentatif et plus précis. Cette grandeur, définie en régime indiciel, est calculée à partir de la relation présentée Figure 62.

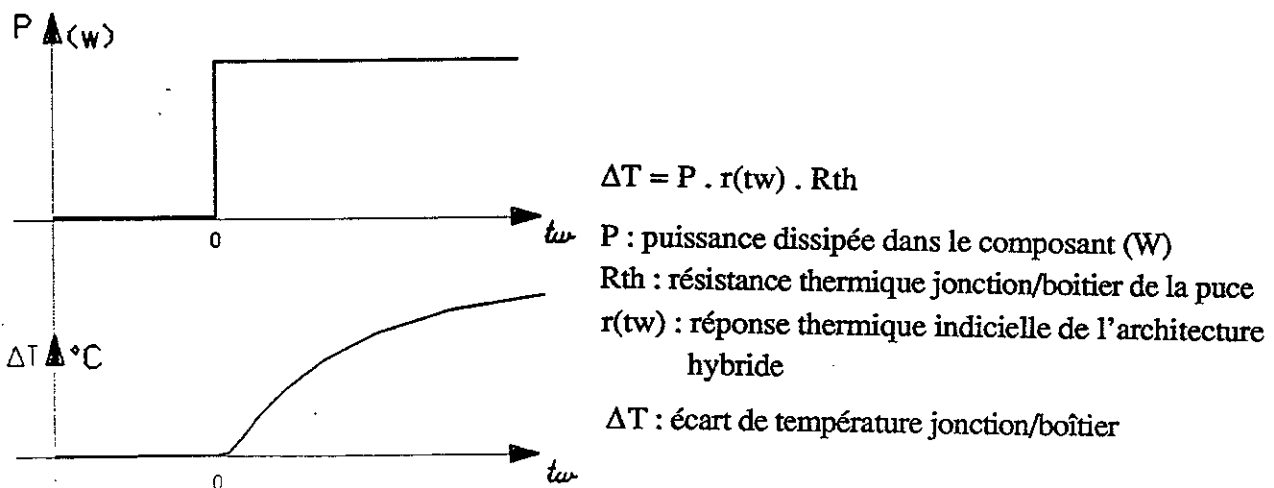


Figure 62. Mesure de l'impédance thermique.

Le temps t_w correspond à la durée pendant laquelle l'échelon de puissance est appliqué. Dans la mesure où le temps t_w est petit devant les différentes "constantes de temps" thermiques du système, que l'injection de puissance est considérée surfacique et que le flux de chaleur est unidirectionnel, nous pouvons appliquer la méthode de NEWELL [41] et donc nous attendre à trouver une caractéristique $Z_{th}=f(t_w)$ qui suit la loi

$$Z_{th} = \frac{\Delta T(t)}{P} = \sqrt{\frac{4 \cdot t_w}{\pi \cdot k \cdot \rho \cdot c}}$$

1.2.2.2 Etude expérimentale de la réponse thermique indicielle d'un composant de puissance

Le dispositif de puissance utilisé pour cette caractérisation expérimentale est le même que celui employé pendant l'étude en régime permanent. La configuration de la structure étant différente, elle permet de mesurer l'évolution de la température moyenne de jonction à l'aide du paramètre thermosensible V_{DSon} , après l'application d'un échelon de puissance [42] [43]. Les différents oscillogrammes représentatifs de ces essais sont résumés Figure 63.

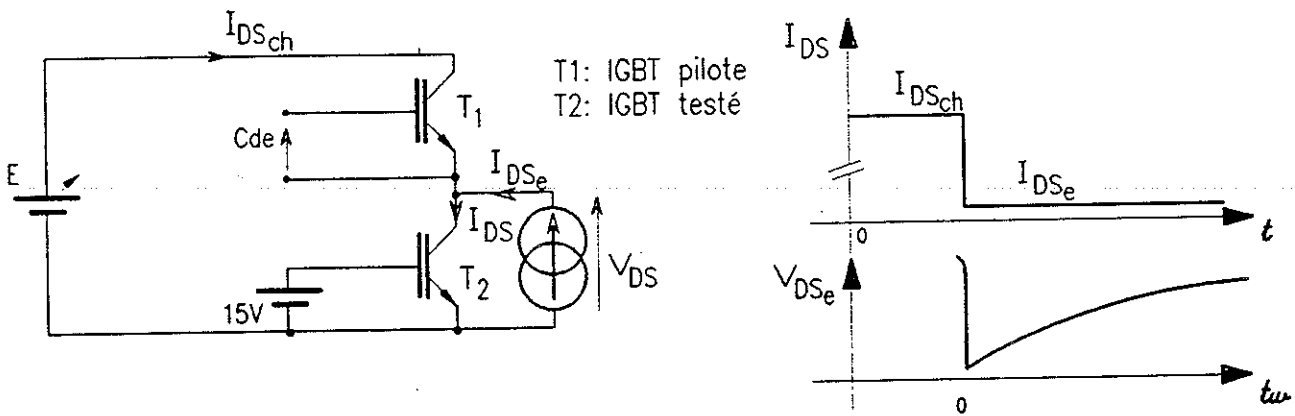


Figure 63. Définition des grandeurs électriques

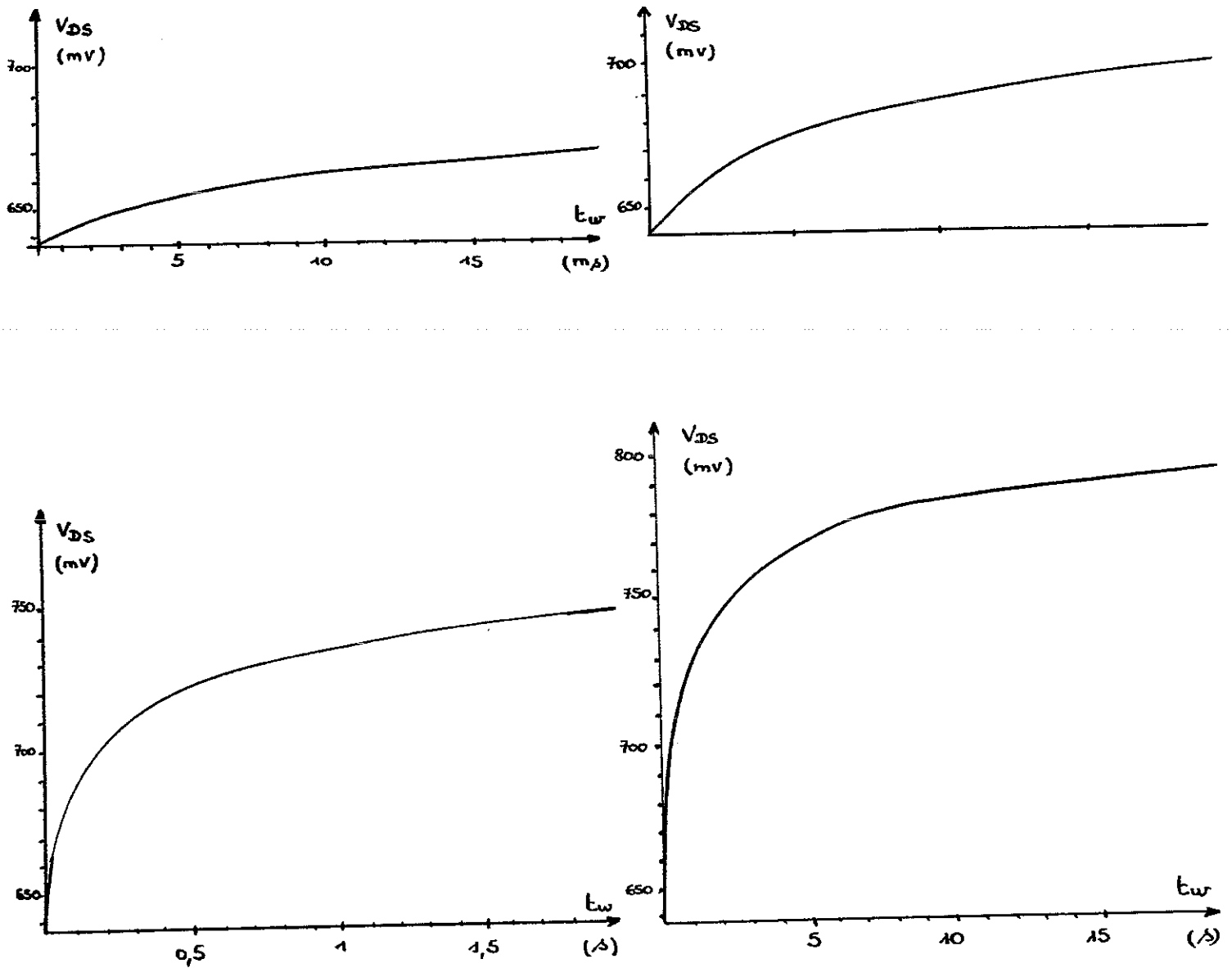
Dans ces conditions, la courbe expérimentale $Z_{th}=f(tw)$ est obtenue par les inégalités suivantes :

$$\begin{aligned}
 & \text{à } t < 0 : (\text{condition initiale}) & P &= V_{DSch} \cdot I_{DSch} \\
 & & T_j &= T_{jMAX} = (P / R_{th}) + T_{rad} \\
 & \text{à } t > 0 & I_{DS} &= I_{DSse} \Rightarrow P \approx 0 \\
 & & V_{DS} &= V_{DSse} = f(T_j) \text{ à } I_{DSse}
 \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned}
 V_{DSse} &= f(tw) \\
 V_{DSse} &= f(T_j) \\
 \Delta P &= -P
 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned}
 T_j &= f(tw) \\
 \Delta P &= -P
 \end{aligned} \right\} Z_{th} = f(tw)$$

Le cheminement présenté montre que la courbe d'impédance thermique est obtenue à partir d'un échelon négatif de puissance. Si nous considérons le système thermique linéaire, cette configuration ne limite pas les résultats obtenus aux seuls échelons négatifs. Cette condition de linéarité nécessite que seuls les paramètres électriques et thermiques indépendants de la température soient pris en compte. Afin de pouvoir généraliser ces résultats, il s'avère nécessaire de vérifier que l'ensemble des limites évoquées influence de manière minimale le comportement thermique global mesuré avec le concept impédance thermique.

Quelques essais ont été effectués à partir d'une autre manipulation qui permet de relever quelques points de la réponse thermique à un échelon de puissance positif.



• $I_{DSch} = 300A$ $V_{DSch} = 3,05V$ $P_d = 915 W$ $T_{rad} = 17^\circ C$ $I_{DSe} = 2A$

Figure 65. Réponses indicielles du module MG 400H1US1 pour différentes bases de temps.

A partir de ces réponses, nous avons tracé la caractéristique expérimentale $Z_{th} = f(tw)$ qui résume l'ensemble de l'étude (Figure 66).

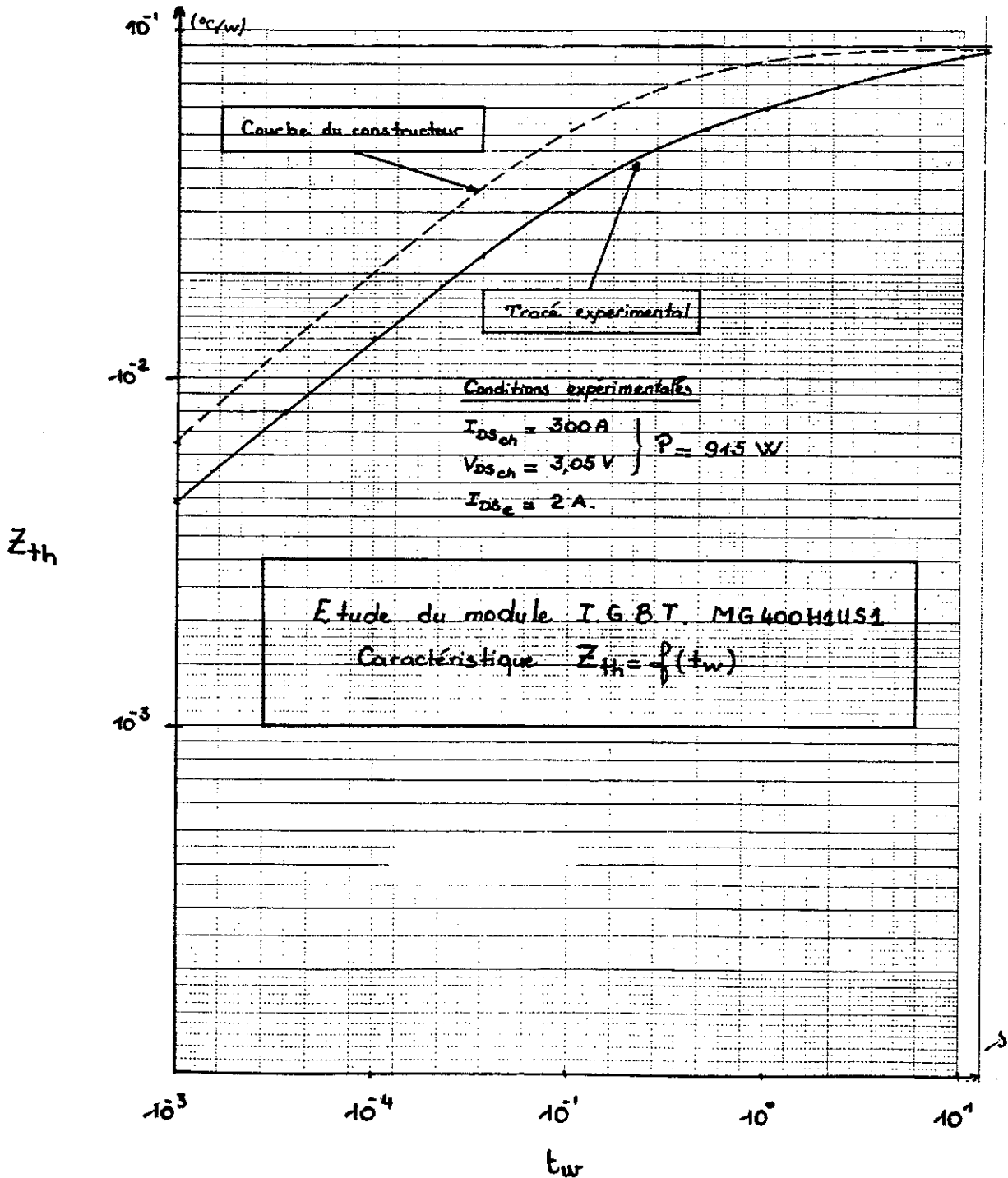


Figure 66. Etude du module I.G.B.T. MG 400H1US1
Caractéristique $Z_{th} = f(t_w)$

L'ensemble des résultats expérimentaux de cette étude est cohérent avec les données fournies par le constructeur. La première partie de la caractéristique $Z_{th}=f(t_w)$ est assimilable à une droite. Pendant tout cet intervalle, le flux de chaleur est unidirectionnel. A partir du moment où le front de chaleur atteint une couche thermiquement isolante (AlN), l'effet 3D apparaît. Comme pour l'étude statique caractérisée par la résistance thermique, cette étude ne livre que des résultats globaux. Il est donc difficile de l'exploiter sur des ondes de puissance quelconque.

I.3 ANALYSES ET CONCLUSIONS

Par les essais expérimentaux, nous avons eu accès à différentes grandeurs thermiques d'une puce semi-conductrice. La connaissance du comportement thermique de ces modules nous a permis de mieux cerner leurs capacités électriques. Différentes techniques de mesures thermiques ont été développées pour mieux appréhender le comportement du composant. Toutes les grandeurs mesurées sont cohérentes avec les dernières données du constructeur. Malgré tout, ces grandeurs thermiques ne suffisent pas à traduire le comportement thermique des composants ; elles peuvent en outre masquer des phénomènes prépondérants sur le fonctionnement électrique.

Le développement de mesures infrarouges a permis d'approfondir ce travail de caractérisation. Par cette technique, nous avons pu mettre en évidence :

- le fort gradient surfacique de température ($\Delta T_j=30^\circ\text{C}$) à la surface des puces, et par conséquent, les limites du concept de la résistance thermique qui est défini pour des surfaces isothermes ;
- le déséquilibre de fonctionnement des puces du module, que nous avons attribué principalement aux défauts de brasage constatés par une mesure aux rayons X.

L'extension du champ de ces investigations expérimentales, nécessite une mise en oeuvre des dispositifs de mesures longue et délicate. L'évolution de certains paramètres s'avère difficile voire impossible à appréhender. L'apport de la simulation numérique apparaît nécessaire pour extrapoler ces résultats expérimentaux et permettre la conception et le développement d'hybrides de puissance. Le concepteur peut rapidement étudier la sensibilité des différents paramètres et déboucher sur un prototype optimal dont les caractéristiques seront vérifiées expérimentalement.

CHAPITRE III

2ème partie

Chapitre II

RECHERCHE ET MISE AU POINT D'UN MODELE THERMIQUE

INTRODUCTION

II.1 ETUDES ET ANALYSES DES DIFFERENTES APPROCHES EXISTANTES

II.1.1 Introduction

II.1.2 Les méthodes de résolution analogique

II.1.2.1 L'analogie électrique : principe de la méthode

II.1.2.2 Le modèle SPICE permettant l'analyse en transitoire

II.1.3 Les méthodes de résolution numériques

II.1.3.1 Le logiciel 3D THERMOPIL

II.1.3.2 Le logiciel 3D PYRTHERM

II.1.3.3 Le logiciel FLUX2D

II.1.3.4 Les autres logiciels de résolution numériques

II.2 MISE EN OEUVRE D'OUTILS DE SIMULATIONS THERMIQUES

II.2.1 Introduction

II.2.2 Réflexions sur les paramètres d'entrées, introduits dans les outils de simulations

II.2.2.1 Les paramètres géométriques des différentes couches

II.2.2.2 Nature des couches et recherches de leurs propriétés thermiques

II.2.2.3 Les différents modes d'injection de la puissance dissipée

II.2.3 Mise en oeuvre de logiciels existants

II.2.3.1 Le modèle SPICE

II.2.3.2 Le logiciel THERMOPIL

II.2.3.3 Le logiciel PYRTHERM

II.2.4 Analyses et conclusions

II.3 SIMULATIONS THERMIQUES AVEC LE LOGICIEL FLUX2D

II.3.1 Introduction

II.3.2 Etude du comportement thermique en régime permanent

II.3.2.1 L'architecture hybride modélisée avec FLUX2D

II.3.2.2 Etude du régime permanent

II.3.2.3 Sensibilité des différents paramètres thermiques

II.3.2.4 Sensibilité du mode d'injection

II.3.3 Etude du comportement en régime dynamique

II.3.3.1 Simulations en régime indiciel permettant de définir l'impédance thermique (Z_{th})

II.3.3.2 Etude de l'influence du mode d'injection dans les temps courts

II.4 ANALYSES ET CONCLUSIONS

INTRODUCTION

La transmission de la chaleur est une science très vaste dont les premiers fondements remontent à la fin du 19^e siècle. Bon nombre des lois fondamentales sont associées à des grands noms de la science. Des théories mathématiques couramment utilisées aujourd'hui ont vu leurs premières applications dans l'étude des transferts de chaleur. Trois types de transmission (conduction, convection, rayonnement) permettent aux corps d'uniformiser leurs températures par échange de flux thermiques. L'évolution des techniques et des technologies dans de nombreux domaines (nucléaire, spatial, solaire, ...) a provoqué un nouvel engouement pour cette partie des sciences. C'est dans ce contexte que se situe l'étude thermique des composants semi-conducteurs. Si les physiciens et mathématiciens n'ont pas attendu que les problèmes liés aux progrès techniques apparaissent pour établir les lois fondamentales ; il n'en demeure pas moins que l'utilisation de ces théories est délicate lorsqu'il s'agit d'étudier le comportement thermique de corps complexes. Comme nous l'avons souligné dans les précédents chapitres, l'utilisation de la technologie hybride n'a fait qu'accentuer les problèmes thermiques dans les composants de puissance. Si l'isolation électrique de ces modules facilite leur emploi dans les structures de puissance, elle dégrade par ailleurs leurs caractéristiques thermiques et place en première limite leur capacité d'évacuation de leurs pertes. Face à la complexité du comportement thermique des composants semi-conducteurs, deux approches sont envisageables :

- la première consiste à décomposer le problème en différentes configurations permettant des simplifications et donc la mise en oeuvre d'outils simples adaptés à des applications précises ;
- la seconde approche consiste à étudier le problème dans sa globalité et la résolution de l'équation spatio-temporelle de la chaleur nécessite des outils évolués.

Ces deux approches, loin d'être contradictoires, se tournent naturellement vers des domaines d'applications différents. Nous présenterons dans la première partie de ce chapitre les différentes approches définies et, généralement, les outils de simulations thermiques qui leur sont associés. La connaissance des grandeurs thermiques de l'ensemble de l'architecture de ces composants introduisant de nouvelles difficultés lorsqu'on souhaite étudier finement le flux de chaleur, nous présenterons ensuite les différentes techniques employées pour caractériser l'ensemble de ces paramètres et mettrons en évidence leur limite. Nous utiliserons enfin un outil de simulations à éléments finis (FLUX2D), qui permet de résoudre l'équation de la chaleur en deux dimensions. Des études en régime permanent puis en régime évolutif seront effectuées pour établir un domaine de validité de ce modèle. Nous concluons d'une part en définissant pour chacun des modèles utilisés un domaine d'application privilégié, et d'autre part en envisageant les travaux de caractérisations qu'il reste à effectuer.

II.1 ETUDES ET ANALYSES DES DIFFERENTES APPROCHES EXISTANTES

II.1.1 Introduction

La transmission de chaleur dans les composants de puissance à technologie hybride, est principalement effectuée en conduction et ce n'est qu'au niveau du radiateur que les mécanismes de convection peuvent apparaître et influencer le comportement thermique amont. Nous considérerons dans notre travail que le composant est monté sur un radiateur "infini", et que celui-ci est équivalent à un puits de chaleur. En pratique, l'utilisation de radiateur à eau a permis de réaliser cette condition. Nous n'aborderons donc ici que les phénomènes thermiques liés à la conduction, en utilisant la loi fondamentale publiée par J. Fourier [44] : $\phi = -\lambda \text{ grad}T$.

Suivant le mode d'injection de la puissance, nous pourrions avoir à traiter des problèmes de conduction avec sources internes (conduction vive) dans lesquels l'équation de la conduction est :

- en régime permanent : $\text{div}(k \text{ grad}T) + q = 0$

qui devient dans un milieu isotrope $\Delta T + \frac{q}{k} = 0$

- en régime variable dans un milieu isotrope : $\Delta T - \frac{k}{\rho C} \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{-q}{k}$

avec : Δ : Opérateur LAPLACIEN en coordonnées cartésiennes

T : Température (°C)

q : génération de chaleur par unité de volume (densité volumique de puissance)

k : conductivité thermique que l'on considèrera constante dans toutes les directions (milieu isotrope) (W/m°K)

C : capacité calorifique massique (J/kg°C)

ρ : densité (kg/m³)

t : temps (s)

Ces équations de la chaleur sont définies pour un milieu homogène et isotrope et pour des caractéristiques ne dépendant pas de la température. En réalité, cette dernière dépendance existe et nous montrerons la sensibilité de ce phénomène pour les applications qui nous intéressent.

II.1.2 Les outils de simulations à résolution analogique

Dans ce paragraphe, nous présentons les logiciels thermiques que nous avons utilisés, puis nous présenterons les résultats obtenus avec ces outils.

II.1.2.1 L'analogie électrique : principe de la méthode

Le transfert de chaleur entre deux points d'un solide homogène est analogue au courant électrique dans un conducteur.

Dans les deux cas, la quantité débitée par unité de temps est proportionnelle :

- à la conductivité (électrique ou thermique) du solide
- à la section du solide ou du conducteur
- au gradient (de potentiel ou de température) existant entre les extrémités du solide

Nous pouvons donc faire correspondre :

* Résistance électrique : R (Ohm)

$$R = \frac{U}{I} = \frac{l}{ke.s}$$

* Résistance thermique : Rth (K.W⁻¹)

$$R_{th} = \frac{T}{P} = \frac{l}{k.S}$$

* Loi de FOURIER

$$i = - ke \text{ grad}U$$

$$q'' = -k \text{ grad}T$$

avec R : résistance électrique
 U : différence de potentiel
 I : courant dans le conducteur
 l : longueur du conducteur
 s : section du conducteur
 ke : conductivité électrique
 i : densité de courant

Rth : résistance thermique
 T : différence de température
 P : puissance dissipée dans le solide
 l : longueur du solide
 S : section du solide
 k : conductivité thermique
 q'' : flux de chaleur par unité de surface
 densité de puissance surfacique

En régime permanent, sans source

$$\Delta T = 0$$

$$\Delta U = 0$$

Nous pouvons appliquer aux circuits thermiques les lois des circuits électriques (séries ou parallèles) pour calculer la résistance équivalente.

En régime évolutif, cette analogie peut être mise en évidence en étudiant les lois qui régissent le circuit suivant (Figure 67).

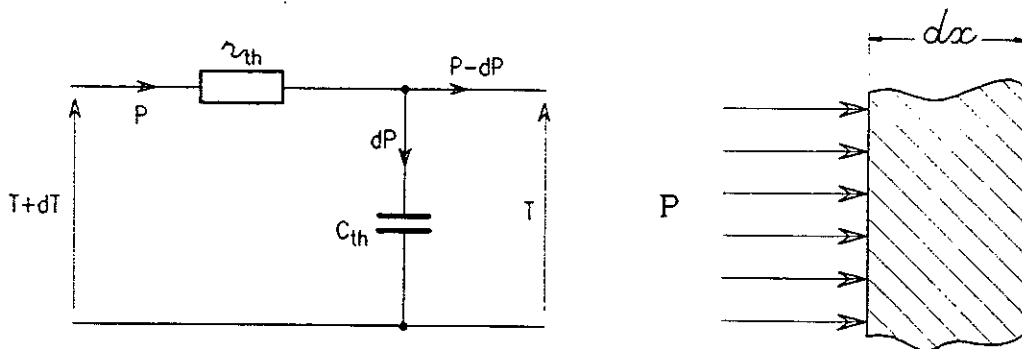


Figure 67. Analogie avec un circuit électrique

$$dT = r_{th} \cdot P = \frac{1}{k} \cdot \frac{dx}{S} \cdot P$$

$$dP = c_{th} \cdot \frac{dT}{dt} = kS \frac{d^2T}{dx^2} dx$$

Ce système doit répondre à l'équation :

$$k \Delta T = \rho C \frac{dT}{dt} \text{ soit } k \frac{d^2T}{dx^2} = \rho C \frac{dT}{dt}$$

Par identification, nous obtenons :

$$c_{th} = \rho C S dx$$

Le schéma électrique précédent est apte à représenter le comportement thermique pour une plaque de largeur infiniment petite, traversée par un flux de chaleur unidirectionnel.

II.1.2.2 *Le modèle développé sur le logiciel SPICE permettant l'analyse en transitoire de la température des puces de puissance*

Ce modèle utilise l'analogie entre la propagation de la chaleur et celle d'un signal électrique que nous venons de présenter. En conséquence, un programme de simulation électrique peut être utilisé pour déterminer l'évolution de la température de jonction d'une puce [45]. Lorsqu'un solide, centré semi-infini, unidimensionnel est exposé à une quantité de puissance P, l'augmentation de la température à sa surface est donnée par :

$$\Delta T(t) = P \sqrt{\frac{4}{\pi k \rho C} t}$$

où t a pour origine l'instant d'application de l'échelon de puissance. Cette loi de variation de la température est définie pour un écoulement unidimensionnel. Cette condition sera vérifiée tant que le front de chaleur rencontrera un chemin privilégié de basse conductivité thermique. Pour les modules IGBT isolés que nous étudions, la limite de ce type d'écoulement sera atteint lorsque le front de chaleur arrivera à la couche isolante (Al_2O_3 ou AlN). A partir de cet instant, l'écoulement s'effectuera dans les trois dimensions. Le temps de transit τ permet de chiffrer la limite entre ces deux types d'écoulement [46]. La valeur de cette grandeur dépendra des conditions imposées à la surface opposée à la source de chaleur :

- si cette surface est isotherme, l'élévation de la température tendra vers son régime permanent

caractérisé par sa résistance thermique et

$$\tau = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\rho C}{k} e^2$$

- si la surface est adiabatique, l'élévation de température n'est pas limitée et

$$\tau = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\rho C}{k} e^2$$

La première configuration est utilisée pour les composants semi-conducteurs montés sur radiateur infini. A partir de ce paramètre temps de transit thermique, nous pouvons définir plusieurs niveaux temporels :

- une zone temps court : pour $t < \tau$ pendant laquelle le flux de chaleur est unidirectionnel et où l'analogie électrique est utilisable avec les conditions de discrétisation précitées
- une zone de temps long : pour $t > t_{eq}$ pendant laquelle le flux de chaleur est tridimensionnel et a atteint son équilibre
- une zone intermédiaire : pour $\tau < t < t_{eq}$ pour laquelle le flux de chaleur n'est plus unidirectionnel et n'est pas encore stable. Il est aisément concevable que c'est dans cet intervalle de temps que la résolution de l'équation de chaleur pose le plus de difficultés.

Le modèle développé avec le logiciel SPICE que nous avons utilisé est donc bien adapté à la résolution de l'équation de chaleur dans le domaine des temps courts. Pour traduire l'effet 3D qui apparaît après le temps de transit thermique du silicium, les auteurs ont défini la notion d'angle de propagation θ , paramètre qui caractérise l'augmentation de la surface active d'échange entre deux couches de l'empilage. Cette grandeur dépend entre autres de l'épaisseur (e) de la couche que rencontre le front de chaleur et de la surface d'échange (a) entre les deux couches. Un tableau de correspondance entre cet angle θ et le rapport e/a a été établi avec un logiciel 3D.

Cet outil de simulation présente cependant les limites suivantes :

- en régime permanent, l'angle de propagation dépend de paramètres autres que les dimensions géométriques, principalement de la conductivité thermique de la couche rencontrée. Cet artifice permet cependant d'estimer la résistance thermique d'un composant ;
- en régime évolutif pour les temps courts, l'injection de la puissance considérée est surfacique alors qu'elle est en réalité volumique.

De récents travaux [47] ont montré l'influence du mode d'injection sur ce modèle. Les résultats obtenus pour différentes épaisseurs actives de silicium sont comparés à la méthode traditionnelle et présentés Figure 68.

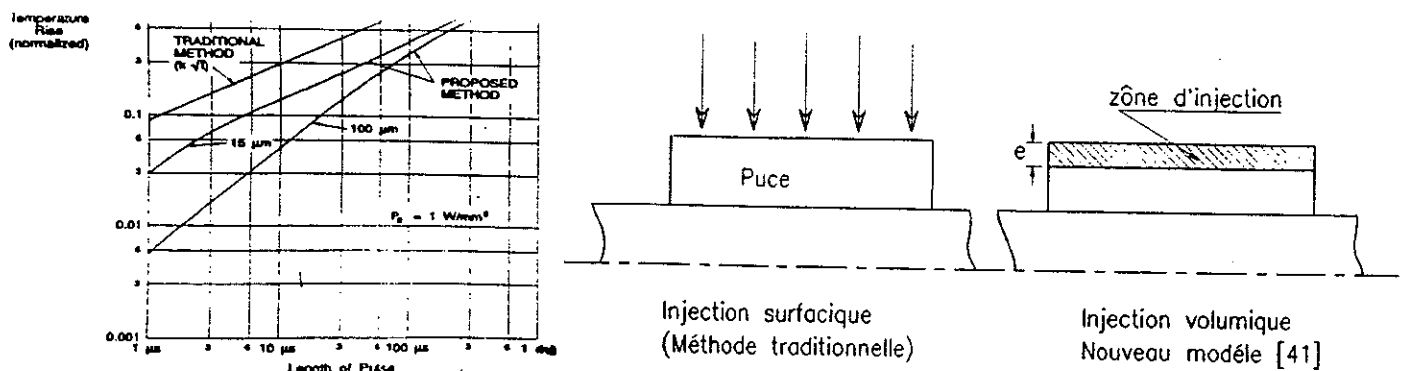


Figure 68. Présentation de l'influence du mode d'injection dans les temps courts.

Un travail similaire a été effectué avec le logiciel FLUX2D ; les résultats de ces simulations seront présentés au paragraphe II.3.

II.1.3 Les méthodes de résolutions numériques

La majorité des logiciels utilisant ces méthodes transforment l'équation de la chaleur et les conditions aux limites en un système de n équations aux éléments (ou différences) finis. Le logiciel PYRTHERM, que nous présentons au paragraphe II.1.3.2, emploie la méthode de GREEN. La discrétisation des variables est obtenue en découpant le domaine étudié par un maillage de forme et de dimensions adaptées à chaque application.

II.1.3.1 Le logiciel 3D THERMOPIL

Le logiciel THERMOPIL [48] a été développé par le département de Génie Thermique de ESIM/IMT de Marseille. Face aux gros logiciels de simulations thermiques qui nécessitent d'importants moyens de calcul et une prise en main bien souvent laborieuse, cet outil présente l'avantage de ne nécessiter que de faibles moyens de calcul (micro-ordinateur PC.AT) et peut très rapidement être mis en oeuvre.

Cette facilité d'utilisation a été obtenue en ciblant le produit sur l'étude d'un empilement de couches destinées à analyser le comportement thermique d'un hybride de puissance monté sur isolant. Trois configurations sont pré-déterminées et maillées par le logiciel ce qui laisse à l'opérateur le soin de définir :

- * pour chacune des couches (5 au maximum)
 - les dimensions géométriques e (épaisseur de la couche) et a (côté du carré)
 - les paramètres thermiques k (conductivité thermique) et ρ (capacité calorifique)
- * la surface limitante (qui est isotherme)
- * la densité de puissance volumique (qui est injectée uniformément dans la puce de silicium).

A partir de ces données, le logiciel permet de calculer une température de jonction maximale et par conséquent définit la résistance thermique de l'empilement. Des simulations en régime évolutif sont possibles avec des formes d'ondes pré-établies. Nous pouvons rapidement constater que ce logiciel relativement fermé ne permet de traiter qu'un nombre limité d'applications.

II.1.3.2 Le logiciel 3D PYRTHERM

Le logiciel PYRTHERM, développé par l'équipe du Professeur Ph. LETURCQ, est né de l'évolution du logiciel NAPOM. Il est basé sur l'application de la méthode des coefficients d'influence, et permet de traiter en 3D les problèmes thermiques d'empilement superposés.

Le calcul d'une répartition de température résultant d'une distribution quelconque de la densité surfacique de puissance dissipée dans un plan se ramène à la somme finie suivante :

$$\theta_i = \sum_{j=1}^n C_{ij} \cdot P_j$$

où θ_i est l'écart de température au point i par rapport à la référence

C_{ij} est le coefficient d'influence entre le point d'indice i et la source de chaleur située et indiquée en j

et P_j est la puissance dissipée par cette source.

La prise en compte des conditions aux limites adiabatiques (cas le plus fréquent) est effectuée en étendant la somme des sources réelles à celle des sources images, tel qu'aucun échange thermique ne s'effectue à leur frontière. De nombreuses publications [49] [50] ont montré l'intérêt que présente cet outil dans la recherche et le développement de structures hybrides de puissance. Les différentes couches du système sont caractérisées par leurs dimensions géométriques et leur conductibilité thermique. Les interfaces entre les différentes couches sont caractérisées par des conductances thermiques par unité de surface.

Une fois les paramètres d'entrée introduits par l'utilisateur, le logiciel calcule les coefficients d'influence nécessaires au traitement du problème. Il peut alors définir, à partir de la distribution de la puissance dissipée, la répartition des températures dans le domaine défini. L'affichage des résultats du calcul se fait à la manière d'un thermogramme infrarouge. De récents travaux [51] montrent que le logiciel PYRATHERM effectue des simulations en régime évolutif.

II.1.3.3 Le logiciel FLUX2D

C'est avec ce logiciel, développé au L.E.G. par l'Equipe Modélisation, que nous ferons l'essentiel de notre travail de simulations thermiques. FLUX2D est un logiciel de calcul de "champ" bi-dimensionnel, utilisant la méthode des éléments finis [52]. Il peut par conséquent traiter :

- des problèmes plans : section plane d'un objet infiniment long,
- des problèmes axisymétriques : section plane passant par l'axe d'un objet de révolution

Ce logiciel couvre l'essentiel des domaines physiques des électriciens et thermiciens et permet de traiter les problèmes thermiques permanents ou évolutifs.

Dans ces applications, le logiciel FLUX traite :

- en régime permanent : $\text{div}(-k \cdot \overrightarrow{\text{grad}}(T)) = q$
- en régime évolutif : $\rho C \cdot d(T)/dt + \text{div}(-k \overrightarrow{\text{grad}}(t)) = q$

avec : T : température ($^{\circ}\text{C}$)

q : densité de source thermique équivalente à une puissance dissipée (W/m^3)

k : conductivité thermique ($\text{W}/\text{m}^{\circ}\text{C}$)

ρC : capacité calorifique volumique ($J/m^3 \cdot ^\circ C$)

Les conditions aux limites peuvent être :

- Dirichlet homogène ou non : $T = \text{constante}$
- Neumann homogène : $dT/dn = 0$
- Neumann non homogène : $k dT/dn = - FH - h (T - T_a) - \text{ray} (T^4 - T_a^4)$

avec : FH : flux thermique fourni par l'extérieur (W/m^2)

h : coefficient d'échange convectif

ray : coefficient d'échange radiatif = (émissivité x cte de STEPHAN)

T_a : température ambiante

Une fois la géométrie de la structure établie, l'opérateur peut discrétiser ces domaines avec un mailleur manuel. A partir d'une banque de matériaux, les grandeurs théoriques caractéristiques de chacune des couches sont attribuées. L'ensemble des paramètres introduits (conductivité thermique, capacité calorifique, densité de puissance) peuvent, à partir de programmes utilisateurs, évoluer avec la température et/ou le temps. Ce logiciel très ouvert permet une grande souplesse de fonctionnement et laisse à l'utilisateur un nombre important d'initiatives qui lui autorisent des études poussées.

II.1.3.4 Les autres logiciels de résolutions numériques

Nous n'avons bien évidemment pas pu utiliser l'ensemble des logiciels de thermiques aujourd'hui disponibles. Si cette présentation n'est pas exhaustive, nous tenons cependant à évoquer ici des outils de simulations thermiques tels que :

- le logiciel ANSYS qui est un code à éléments finis. Il autorise l'emploi de paramètres pour la description géométrique du modèle ainsi que pour les propriétés thermophysiques de matériaux et les conditions aux limites. Cet outil a été utilisé dans plusieurs publications de C.ZARDINI qui travaille sur les assemblages d'hybrides de puissance [53].
- Le logiciel NASTHER qui est un code à différences finies mis au point par MERLIN GERIN et qui est utilisé pour des besoins internes [54].

II.2 MISE EN OEUVRE D'OUTILS DE SIMULATIONS THERMIQUES

II.2.1 Introduction

Nous venons de présenter les différents logiciels de résolutions analogique ou numérique que nous avons utilisés pendant notre étude. Certains de ces logiciels développés avec des moyens de calculs importants permettent une étude fine du comportement thermique des structures hybrides ; d'autres ont comme objectif de donner rapidement un ordre de grandeur des résultats thermiques. Les uns et les autres nécessitent cependant que l'utilisateur connaisse avec une bonne précision les différents paramètres qu'il doit introduire dans le logiciel de simulation. L'utilisation des logiciels à éléments ou différences finies impose une caractérisation fine des composants afin de définir avec précision les différents paramètres d'entrée. Nous présenterons dans la suite de notre travail cette phase de caractérisation. Ce n'est qu'ensuite que nous

utiliserons les différents outils de simulations et comparerons les résultats obtenus.

II.2.2 Réflexions sur les paramètres d'entrées introduits dans les outils de simulations

II.2.2.1 Les paramètres géométriques des différentes couches

La caractérisation géométrique de l'architecture hybride a nécessité que les modules soient décapsulés. Les mesures surfaciques ont été effectuées avec l'appareil MICROCOMPACT OS 490 du GPM2 avec la collaboration de P. MENESES. Ce dispositif associe les performances d'un microscope et d'une table repérée en XY et permet d'obtenir les dimensions présentées Figure II.3 avec une précision de quelques microns. Dans la troisième dimension, après avoir découpé les modules suivants une coupe AA', nous avons mesuré avec un microscope électronique à balayage les différentes épaisseurs des couches qui composent l'architecture des composants hybrides. La coupe présentée Figure 69 définit les paramètres mesurés.

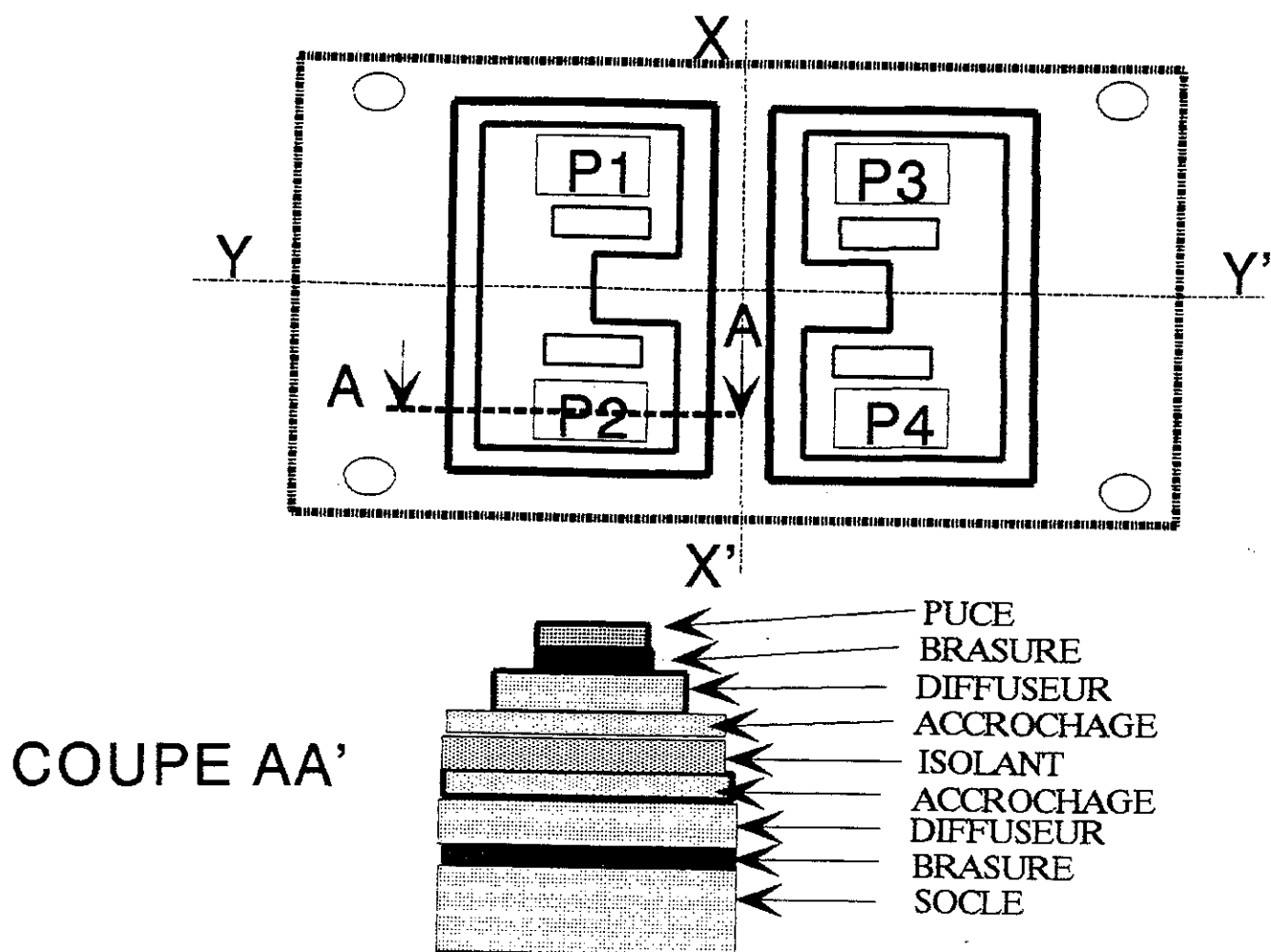


Figure 69. Définition des grandeurs mesurées pendant la caractérisation géométrique.

Ce travail a été effectué pour différents modules IGBT. L'ensemble des résultats de caractérisation géométrique est récapitulé dans le tableau de la Figure 70.

Modules IGBT	Dimensions surfaciques en mm			Épaisseurs en μm						
	Puce	a	b	Si	Bc	D1	AlN	D2	BF	So
MG 200J2YS1	12 x 12	52	16,5	400	20	300	765	300	90	3530
MG 200N1US1	12 x 12	52	25	400	72	280	778	306	88	3500
MG 400H1US1	12 x 12	52	25	400	53	350	752	263	53	3500

Tableau 70. Tableau récapitulatif de la caractérisation géométrique des modules.

Pendant cette étude, nous avons constaté que certaines épaisseurs n'étaient pas constantes tout au long du profil. D'une manière générale, ce sont les brasures (chaude et froide) qui présentent la plus grande variation d'épaisseur. Sans faire référence à des cas extrêmes, nous avons relevé une plage de variation pouvant aller jusqu'à 20% de la valeur générique. C'est cette dernière valeur que nous avons introduit dans les outils de simulations. L'épaisseur mesurée pour l'isolant AlN est de manière générale supérieure à la valeur normalisée retenue (635 μm) dans la littérature [55] [53]. Associé aux diffuseurs par accrochage oxydant, cet isolant doit subir une modification de structure à ses interfaces. La mesure effectuée peut s'expliquer en partie par le fait que nous intégrons ces deux interfaces à la couche d'AlN. En simulation, nous attribuerons comme épaisseur à l'AlN 635 μm et définirons deux interfaces, de 50 μm chacun, qui représenteront l'accrochage cuivre / isolant.

I.2.2.2 Nature des couches et recherches de leurs propriétés thermiques

La connaissance des propriétés thermiques ($k, \rho C$) des différentes couches de l'architecture hybride reste un problème majeur. Excepté certains métaux purs ou certains composés comme l'air et l'eau, il est souvent impossible de donner avec précision les valeurs "typiques" de ces paramètres. Ces propriétés varient non seulement selon la composition d'un alliage ou d'un composé, mais encore selon de nombreux autres paramètres comme le procédé de fabrication, le traitement thermique reçu, le sens du laminage ou des fibres sans compter naturellement la température. Face à ce constat, il nous a semblé nécessaire de caractériser de manière métallurgique chacune des couches pour définir leur nature et les différents constituants ainsi que leur teneur. Pour cela nous avons utilisé à nouveau le microscope électronique à balayage pour identifier la nature de chacune des couches. Pour tous les composants étudiés, nous avons obtenu sensiblement les mêmes teneurs. Nous présentons donc ci-après les résultats relevés pour le module MG 200J2YS1 (Figure 71).

Régions	Elément	k-ratio	Z	A	F	Atom %	Wt %
Puce	Si	1,000	1,000	1,000	1,000	100	100
Brasure chaude	Pb-M	0,962	1,003	1,004	1,000	94,62	96,84
	Sn-L	0,021	0,917	1,620	0,999	5,38	3,16
Diffuseur n°1	Cu-K	0,992	1,000	1,000	1,000	99,18	99,20
	Si-K	0,000	0,894	3,533	1,000	0,25	0,11
	Zn-K	0,004	0,996	0,997	1,000	0,41	0,42
	Ag-L	0,002	1,059	1,189	0,994	0,15	0,26
I solant	Cu-K	0,021	1,112	0,999	1,000	1,0	2,33
	Al-K	0,902	0,998	1,084	1,000	99	97,67
Diffuseur n°2	Cu-K	1,000	1,000	1,000	1,000	100	100
Brasure froide	Pb-M	0,748	1,020	1,027	0,997	67,25	78,19
	Sn-L	0,156	0,933	1,502	0,999	32,75	21,81
Socle	Cu-K	1,000	1,000	1,000	1,000	100	100

Figure 71. Tableau récapitulatif des mesures de caractérisations métallurgiques des différentes couches de l'architecture hybride.

L'ensemble de ces résultats confirme en grande partie les données que nous pouvons trouver dans les publications. Le dispositif ne pouvant détecter le taux d'Azote (N) dans la couche isolante, les principales informations se situent au niveau des deux brasures qui sont de natures différentes. Nous avons consulté la banque de données THERMO-DATA [56] [57] afin de traduire les teneurs mesurées sur la conductivité thermique et la capacité calorifique des différents matériaux.

Pour le silicium, des études détaillées sont disponibles et permettent de montrer l'influence de la température sur les caractéristiques thermiques de ce matériau. Les graphes qui suivent (Figures 72 et 73) présentent ces évolutions.

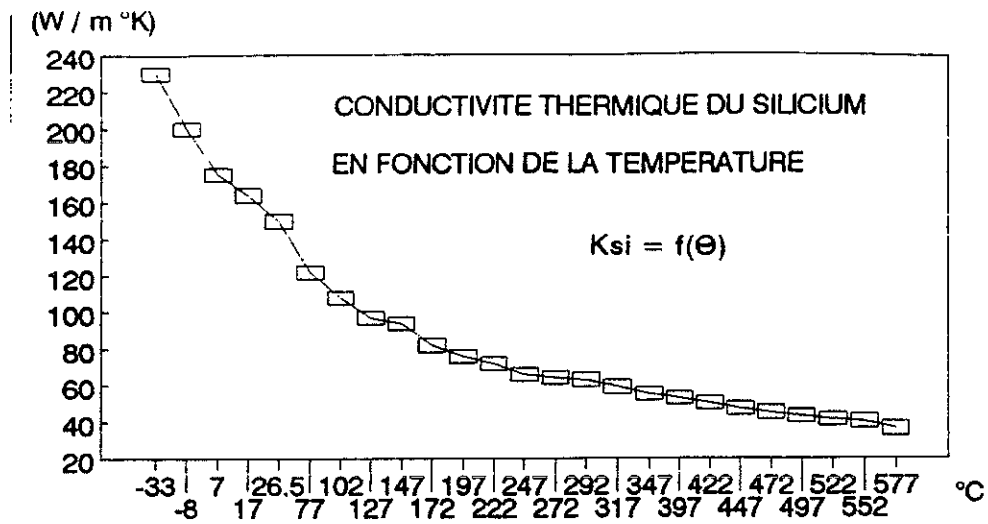


Figure 72. Evolution de la conductivité du silicium en fonction de la température.

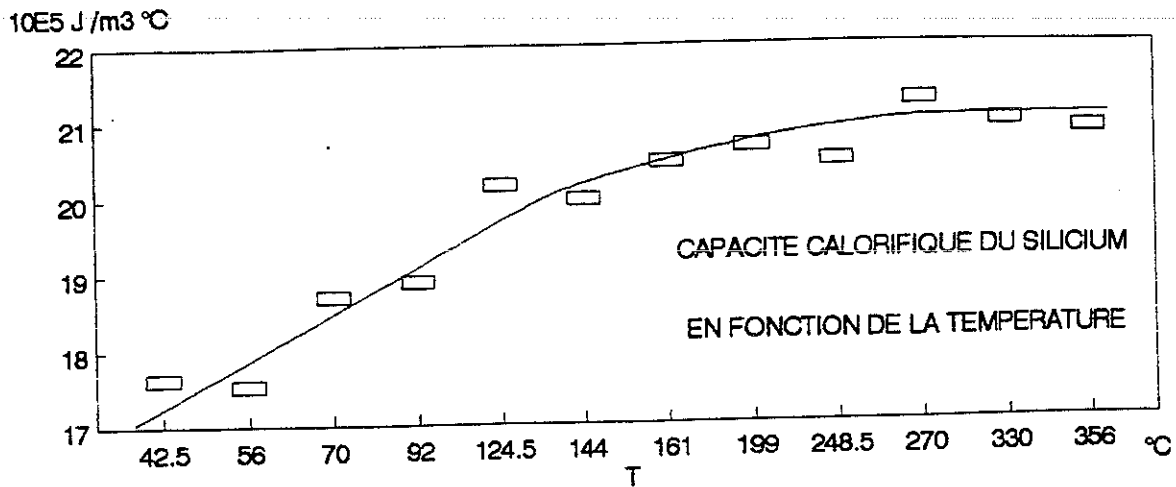


Figure 73. Evolution de la capacité calorifique du silicium en fonction de la température.

Dans la mesure où nous utilisons des grandeurs constantes, les valeurs typiques retenues sont celles qui sont proches des conditions thermiques de fonctionnement de la puce, à savoir :

$$k_{si} = 100 \text{ W/m}^{\circ}\text{K}$$

$$(\rho C)_{si} = 1,75 \cdot 10^6 \text{ J/m}^3 \cdot ^{\circ}\text{K}$$

Nous montrerons dans l'étude effectuée avec le logiciel FLUX2D l'influence de la prise en compte de ces variations sur le résultat final et le temps de calcul que cela impose.

Pour les soudures, peu d'informations existent sur les alliages Plomb/Etain. Des études montrent qu'une faible variation de teneur en Etain influence considérablement les caractéristiques thermiques de l'alliage. Vu le volume limité de ces couches, seul la conductivité thermique sera prise en compte avec l'intervalle traditionnellement donné.

$$30 \text{ W/m}^{\circ}\text{K} \leq k_B \leq 60 \text{ W/m}^{\circ}\text{K} \quad [59] [54]$$

Nous nous intéresserons particulièrement à cette interface et montrerons la sensibilité de ce paramètre sur la résistance thermique du composant.

Les caractéristiques thermiques du Cuivre sont assez bien connues. De plus, leur dépendance en fonction de la température est limitée. Tous les ouvrages sont d'accord pour donner au cuivre les paramètres thermiques suivants :

$$k_{\text{cu}} = 360 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

$$(\rho C)_{\text{cu}} = 3,36 \cdot 10^6 \text{ J/m}^3\text{K}$$

Si comme le montre de nombreuses études [58], l'isolant AlN utilisé dans les modules I.G.B.T., améliore les caractéristiques thermiques de ces composants par rapport à ceux montés sur Alumine (Al_2O_3) les caractéristiques thermiques de ce nouvel isolant semblent être fortement dépendantes de la nature de composé azoté et en particulier de son taux d'azote. Différents types d'AlN sont utilisés à ce jour avec des caractéristiques différentes. Toutes les études effectuées sur ce support ont montré l'influence de la température sur sa conductivité thermique.

La caractéristique fournie par le constructeur des modules étudiés est présentée Figure 74.

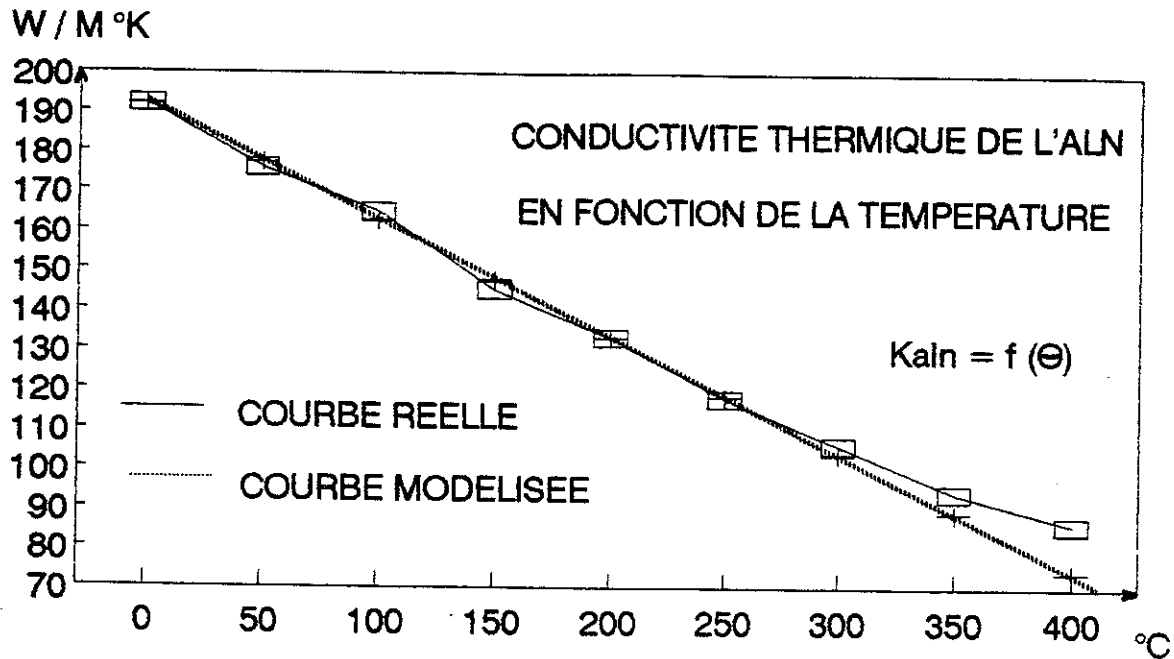


Figure 74. Evolution de la conductivité thermique de Niture d'Aluminium.

Si nous utilisons une conductivité thermique indépendante de la température, la valeur retenue est comprise dans la plage [59].

$$70 \text{ W/m}^\circ\text{K} \leq k_{\text{AlN}} \leq 170 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

Si l'outil de simulation le permet, nous pouvons traduire la variation de la conductivité de l'AlN par la loi :

$$k_{\text{AlN}} = 192 - 0,295 T \quad \text{avec } T \text{ exprimée en } ^\circ\text{C}$$

Comme pour le silicium, la prise en compte de cette dépendance sera étudiée dans l'étude effectuée avec le logiciel FLUX2D.

Les parties sensibles de cette couche isolante sont ses interfaces avec les diffuseurs. Les quelques informations existantes sur ces liaisons montrent que leur influence est primordiale sur le comportement global du composant. Différents travaux [49] leur attribuent une conductance thermique

$$g_I = 14 \text{ W/cm}^2\text{K}$$

II.2.2.3 Les différents modes d'injection de la puissance dissipée

Hormis les caractéristiques thermiques intrinsèques de chacune des couches constituant l'architecture hybride, le mode d'injection peut lui aussi modifier le résultat des simulations. Différents modes d'injection sont employés dans les outils de simulations. Ce choix est essentiellement issu de la méthode de calcul sur laquelle est développé le logiciel. La méthode analogique utilisant un mode d'injection surfacique a tendance à surestimer, dans les temps courts, l'élévation de température [47]. Si le mode d'injection de puissance peut devenir déterminant dans les temps inférieurs au temps de transit de la puce, nous montrerons qu'en régime permanent ce paramètre n'intervient que faiblement sur le résultat obtenu.

II.2.3 Mise en oeuvre de logiciels existants

Afin de mieux cerner les différentes approches, nous avons souhaité utiliser les principaux outils de simulation existants. Ce travail a été effectué en collaboration avec les auteurs de ces logiciels.

II.2.3.1 Le modèle développé sur SPICE

Ce programme de calculs thermiques [45] travaille sur APPLE MACINTOSH et utilise les programmes HYPERCARD et SPICE pour les études en régime évolutif. Il traite de l'équation de la chaleur en considérant que le front de chaleur se déplace dans une seule direction. En fonction du temps de transit des différentes couches et de l'échelle de temps, le programme attribue un nombre défini de cellules RC. Les couches déjà traversées seront modélisées par un nombre limité de cellules RC tandis que la couche qui subit la traversée du front devra être fortement discrétisée et représentée par un grand nombre de cellule. Pour mieux appréhender les problèmes liés à la fatigue thermique, la version utilisée attribue systématiquement trente cellules RC à la couche de silicium.

En utilisant les données géométriques définies précédemment, ainsi que la banque de matériaux du logiciel, nous avons effectué différentes simulations en régime permanent et évolutif. Ce logiciel ne permettant pas de prendre en compte l'interface cuivre/isolant, nous avons attribué à la couche AlN une conductivité thermique équivalente :

$$\frac{e_{AIN} + e_I}{k_{eq}} = \frac{e_{AIN}}{k_{AIN}} + \frac{e_I}{k_I} \text{ soit } k_{eq} \approx 22 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

De même, l'interface boîtier / radiateur n'est pas modélisée ce qui conduit à sous-estimer la résistance thermique du composant.

Dans ces conditions, les résultats obtenus en régime permanent et en régime évolutif sont présentés Figure 75.

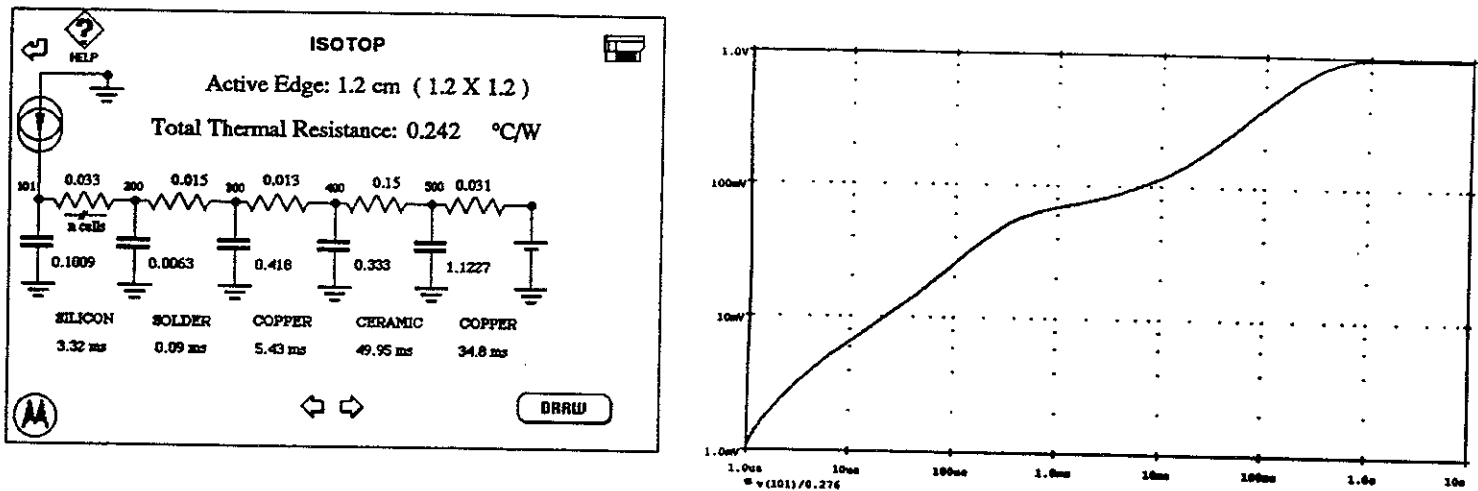


Figure 75. Modélisation thermique du module MG 400HIUS1 effectuée avec un programme de calculs thermiques développé sur le logiciel SPICE

Comme nous l'avions prévu, la valeur de la résistance thermique obtenue avec cet outil est plus faible que celle mesurée ou donnée par le constructeur. Nous attribuons cet écart en grande partie au fait que l'interface boîtier / radiateur n'est pas modélisée. La caractéristique $Z_{th} = f(tw)$ simulée est, dans les temps courts, surévaluée de part le mode d'injection utilisé ; puis lorsque le flux de chaleur atteint la couche isolante, l'évolution de la température est calculée à partir de la constante de temps thermique équivalente, ce qui dégrade la réponse dans cet espace temporel.

L'objectif avoué de cet outil est d'estimer rapidement un comportement global d'un empilage. En tenant compte des limitations évoquées, ce programme permet dans de brefs délais (quelques dizaines de minutes) d'appréhender les paramètres thermiques d'un composant. Il présente l'avantage de ne nécessiter aucun outil informatique supplémentaire. Ce logiciel, développé pour des besoins internes, n'est pas commercialisé.

II.2.3.2 Le logiciel THERMOPIL

Ce logiciel répond à un besoin spécifique qui concerne les composants dont l'empilage est de 5 couches au plus. Il traite du transfert de chaleur sur un empilage de sections rectangulaires centrées à partir d'un modèle de conduction 3D. Le système obtenu est résolu à partir d'une méthode de GAUSS. La géométrie paramétrée ainsi que le maillage sont figés par le logiciel. Il reste à l'utilisateur à introduire les données géométriques ainsi que les paramètres thermiques. Les interfaces de soudure sont définies à partir d'une conductivité et d'un taux à vide. Ce paramètre supplémentaire est difficile à estimer. Comme le précédent logiciel, cet outil ne permet pas de modéliser les interfaces cuivre/isolant et nécessite de définir une conductivité thermique équivalente. Enfin, la prise en compte de l'interface boîtier/radiateur est effectuée par l'utilisateur, en introduisant une résistance de contact. Dans la version utilisée, le régime évolutif ayant un pas de temps trop important (100 ms), nous ne présenterons que l'étude en régime permanent.

La figure 76 présente les données utilisées ainsi que la cartographie obtenue.

COUCHE	MATIERE	DIMENSIONS		
Composant	Silicium	12.0 mm X	12.0 mm X	0.40 mm
Soudure	95Pb 5Sn	53 μ m	10 % de vide	
Diffuseur	Cuivre	30.0 mm X	30.0 mm X	0.300 mm
Isolant	ALN	37.0 mm X	37.0 mm X	0.750 mm
Diffuseur	Cuivre	37.0 mm X	37.0 mm X	0.300 mm
Soudure	62Sn36Pb2Ag	53 μ m	10 % de vide	
Boitier	Cuivre	52.0 mm X	52.0 mm X	3.500 mm
Contact Boitier/Refroidisseur :		0.0240 °C/W		
Température Refroidisseur :		0.0 °C		
Puissance dégagée :		100.0 W		

CARTOGRAPHIES DES TEMPERATURES

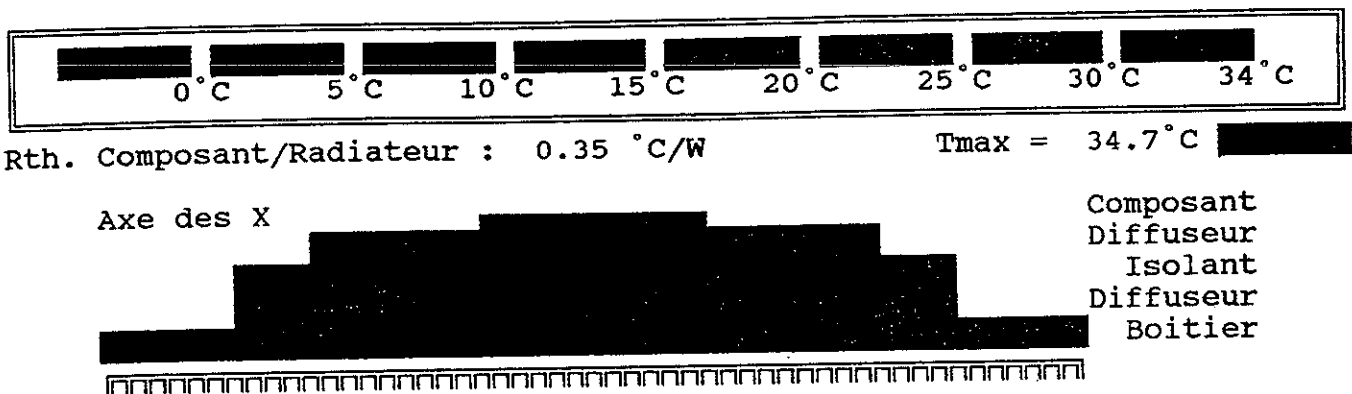


Figure 76. Simulations thermiques effectuées en régime permanent avec le logiciel THERMOPIL.

Ce logiciel, comme le précédent, est un outil qui nécessite peu de moyens de calculs et qui présente l'avantage de donner rapidement une estimation de la configuration thermique statique d'un empilage.

Ce programme reste très ciblé et ne donne pas à l'utilisateur une grande souplesse. De plus, certains paramètres thermiques tels que le taux de vide des soudures ou la résistance de contact sont difficiles voire impossibles à estimer.

II.2.3.3 Le logiciel PYRTHERM

Cet outil de simulations thermiques autorise l'étude de module quelconque comprenant une ou plusieurs sources de chaleur. L'injection de la puissance dissipée est surfacique. Les différentes interfaces entre les couches sont caractérisées par leur conductance thermique g .

A partir des données géométriques et de leurs propriétés thermiques, PYRTHERM permet de connaître la répartition tridimensionnelle de la température surfacique de la puce.

A partir des valeurs que nous leur avons fait parvenir, les auteurs de ce programme [49] ont effectué l'étude thermique en régime permanent présentée figure 77.

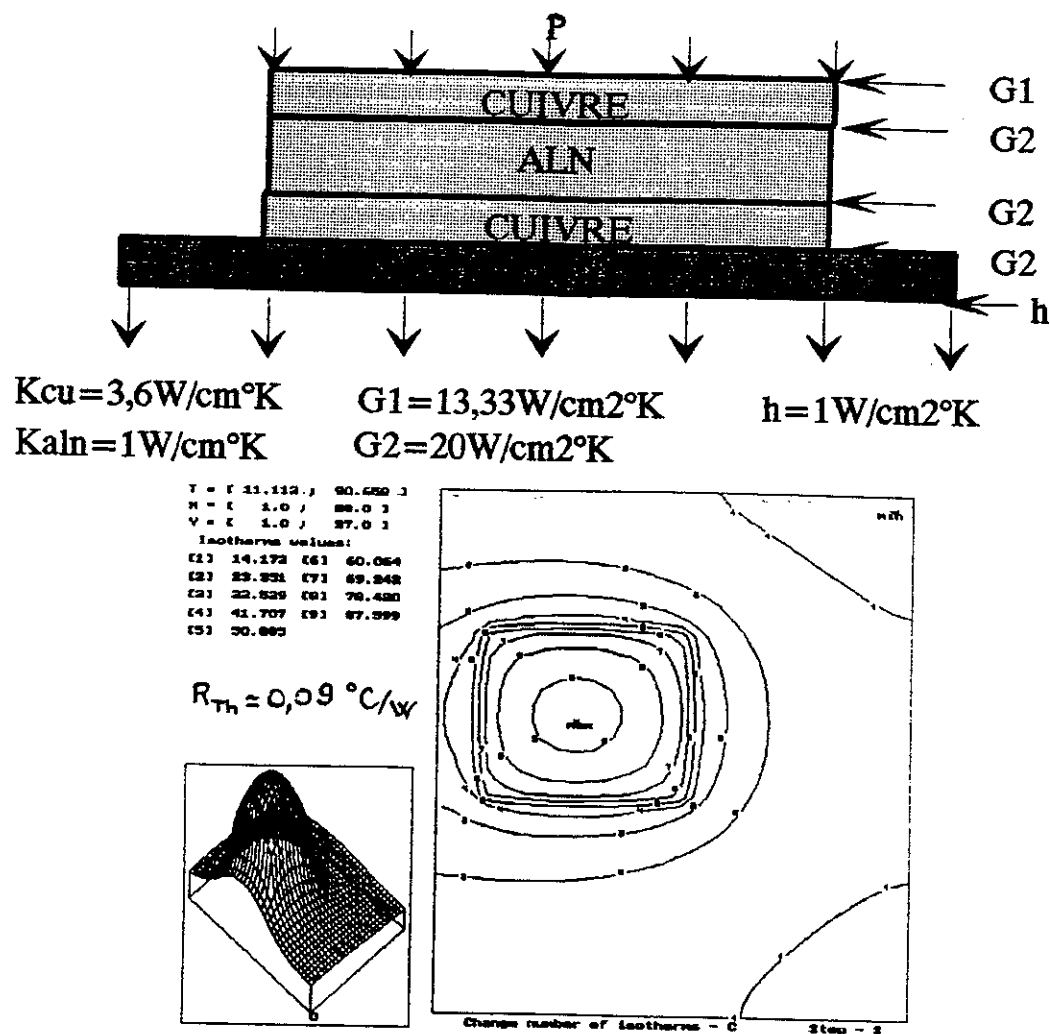


Figure 77. Modélisation avec le logiciel 3D PYRTHERM.

II.2.4 Champs d'applications de ces outils

Les trois outils utilisés répondent chacun à des besoins particuliers.

Le logiciel développé à partir du programme SPICE ainsi que le logiciel THERMOPIL sont des outils d'utilisation aisée de par leur champ d'application limité. Le premier est plutôt destiné à travailler dans la zone "temps courts" de par sa modélisation unidirectionnelle du flux de chaleur alors que THERMOPIL qui est un logiciel 3D est ciblé sur l'étude en régime permanent. Leurs résultats donnent cependant, un ordre de grandeur intéressant.

Le logiciel PYRTHERM est un outil de recherche et de développement destiné à étudier finement le comportement thermique des composants hybrides. De par son maillage uniforme préétabli, il permet une mise en oeuvre rapide. Cependant cette configuration nécessite une discrétisation fine de l'ensemble de l'objet étudié pour obtenir une bonne précision dans les zones sensibles.

La cohérence de la démarche veut que l'emploi d'un tel outil soit accompagné d'une bonne connaissance des paramètres d'entrées. Les couches sensibles sont, à n'en pas douter, les différentes interfaces existantes dans une structure. Un travail plus amont a permis de caractériser thermiquement les interfaces de soudures ainsi que les liaisons cuivre/isolant. C'est dans ce domaine que les prochains progrès peuvent être réalisés.

Les simulations que nous avons présentées ont été effectuées sur une version de PYRTHERM qui ne travaillait qu'en régime permanent. La version actuelle permet l'étude en régime dynamique.

II.3 SIMULATIONS THERMIQUES AVEC LE LOGICIEL FLUX2D

II.3.1 Introduction

Comme nous l'avons évoqué au paragraphe II.1.3.3, le logiciel FLUX2D est un outil qui couvre un domaine physique important. Sa mise en oeuvre nécessite l'introduction de la géométrie ainsi que la discrétisation de cette dernière par un maillage. Ce programme possède un maillage automatique destiné aux géométries classiques dans lequel l'évolution du champ ne subit pas de forts gradients. Dans les applications de thermique qui nous intéressent, la prise en considération des différentes interfaces (soudures ; accrochages Cu/AlN ; joint de graisse Silicone) nécessite l'emploi du maillage manuel pour augmenter la discrétisation dans les zones à forts gradients. L'utilisateur a à sa disposition une banque de matériaux qu'il peut compléter, dans laquelle les grandeurs thermiques ($k, \rho C$) peuvent être soit constantes soit dépendantes de la température.

Les lois de variations peuvent être soit analytiques soit rentrées point par point. Les propriétés définies par une courbe non analytique sont modélisées par des fonctions splines polynomiales d'ordre 2. Ce type de modèle nécessite une attention particulière pour éviter des ennuis numériques.

Le mode d'injection de la puissance est volumique et peut être localisé dans différentes zones de l'architecture. Cette variable peut être gérée par des programmes utilisateurs, ce qui confère à ce logiciel une grande souplesse d'utilisation. L'injection de puissance peut alors être une variable du temps, (pour modéliser la dissipation générée par une source de courant sinusoïdal), ou de la température s'il doit être tenu compte d'un couplage électro-thermique. La principale limite de ce logiciel de calcul est son caractère bi-dimensionnel. La modélisation 3D des objets est possible en mode PLAN (en considérant une des trois dimensions infinie par rapport aux deux autres) ou en mode axisymétrique (en considérant un objet de révolution). Des simulations en mode PLAN dans les deux axes de symétrie du module ont montré qu'avec la condition de refroidissement, l'effet mutuel entre les puces était limité. Ce constat a été confirmé par des mesures infrarouges au cours desquelles une seule puce était passante. Nous avons donc principalement travaillé sur une seule puce du module et traduit les résultats obtenus au niveau du composant.

II.3.2.1 L'architecture hybride modélisée avec FLUX2D

Le support de nos simulations thermiques est le module IGBT (MG 400H1US1). Ce composant, constitué de 4 puces, présente deux axes de symétrie XX' et YY' représentés figure 78.

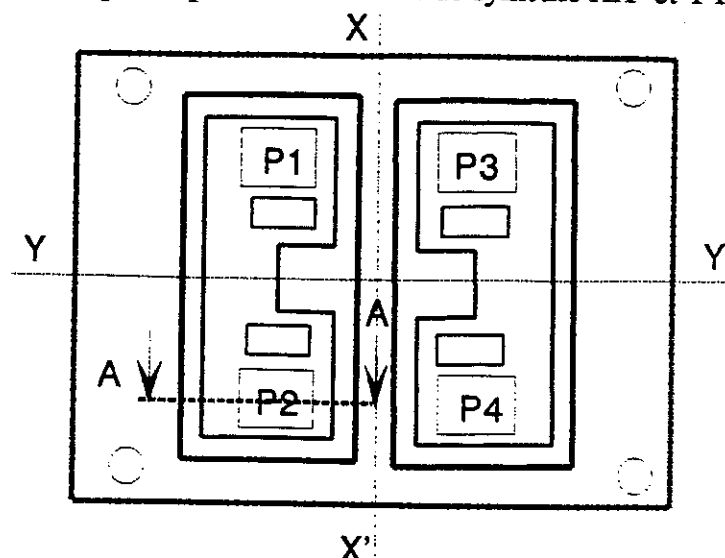
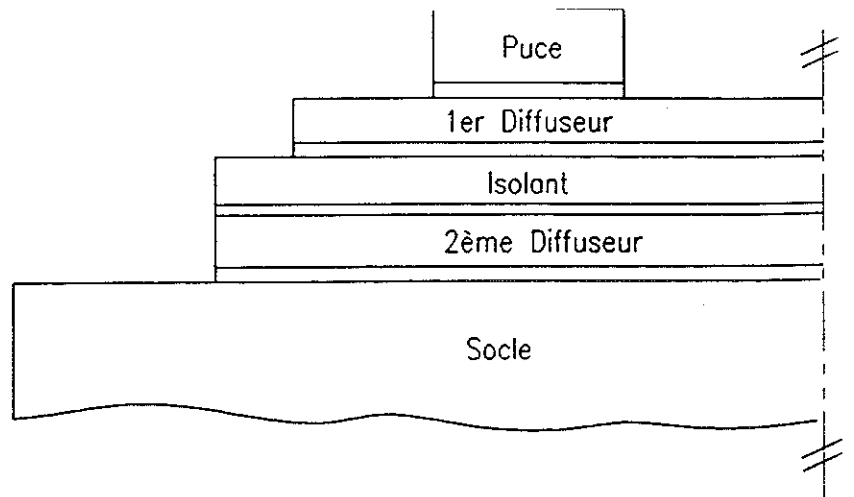
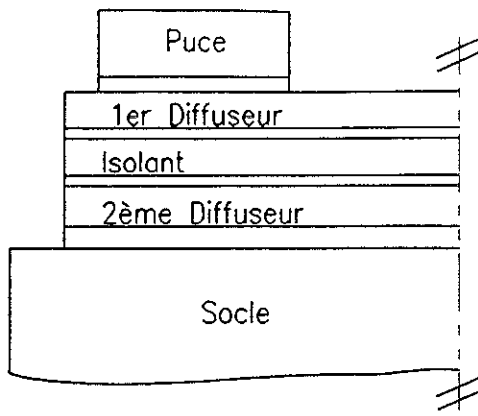


Figure 78. Le module IGBT MG 400H1US1.

FLUX2D permet de modéliser chacune des couches de l'architecture hybride y compris les interfaces. Avec le mailleur manuel, l'utilisateur doit augmenter la discrétisation dans les zones de forts gradients.

Une première série de simulations ont eu pour objet de modéliser l'ensemble du module IGBT. Ce type de simulations, possible en mode PLAN, peut être effectué en prenant comme symétrie l'axe XX' ou l'axe YY' . Ces deux configurations ont été simulées et sont représentées figure 79. Les résultats essentiels sont résumés sur cette figure.



Simulation MODE PLAN en prenant l'axe YY' comme symétrie

Simulation MODE PLAN en prenant l'axe XX' comme symétrie

Caractéristiques thermiques

- $k_{si} = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$
- $k_{cu} = 360 \text{ W/m}^2\text{K}$
- $k_B = 8,4 \text{ W/m}^2\text{K}$

Mode d'injection de la puissance

- Uniforme dans la puce de volume
- $v_{puce} = 5,76 \cdot 10^{-8} \text{ m}^3$
- δ : densité de puissance volumique

$$\delta = \frac{P}{V_{puce}}$$

$$\delta_{nominale} = \frac{400}{V_{puce}} = 6,94 \cdot 10^9 \text{ W/m}^3$$

- $k_I = 8,4 \text{ W/m}^2\text{K}$
- $k_{AIN} = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$
- $k_G = 5 \text{ W/m}^2\text{K}$

- $T_{jmax} = 151,6^\circ\text{C}$
- $T_{rad} = 17^\circ\text{C}$

$$R_{thp} = 0,335^\circ\text{C/W} \rightarrow R_{th_{comp}} \approx 0,084^\circ\text{C/W}$$

- $T_{jmax} = 151^\circ\text{C}$
- $T_{rad} = 17^\circ\text{C}$

$$R_{thp} = 0,335^\circ\text{C/W} \rightarrow R_{th_{comp}} \approx 0,084^\circ\text{C/W}$$

Résultats du mode PLAN YY'

Résultats du mode PLAN XX'

Figure 79. Simulations du module MG 400 H1US1.

Une deuxième série de simulations a été effectuée sur une puce seule de l'hybride afin de vérifier que la modélisation d'une seule puce traduit correctement le fonctionnement thermique du module.

Cette modélisation peut être en MODE PLAN ou en MODE AXISYMETRIQUE ; les deux configurations prenant comme symétrie l'axe de la puce.

La simulation en MODE PLAN d'une puce pouvant se faire suivant les deux dimensions, il nous a semblé intéressant d'étudier l'influence de la largeur du boîtier sur la résistance thermique du composant. Cette étude a été effectuée en paramétrant la longueur L représentée sur la figure 80. Les résultats de ces simulations ont donné lieu au tracé de la caractéristique $R_{th} = f(L)$ (Figure 80).

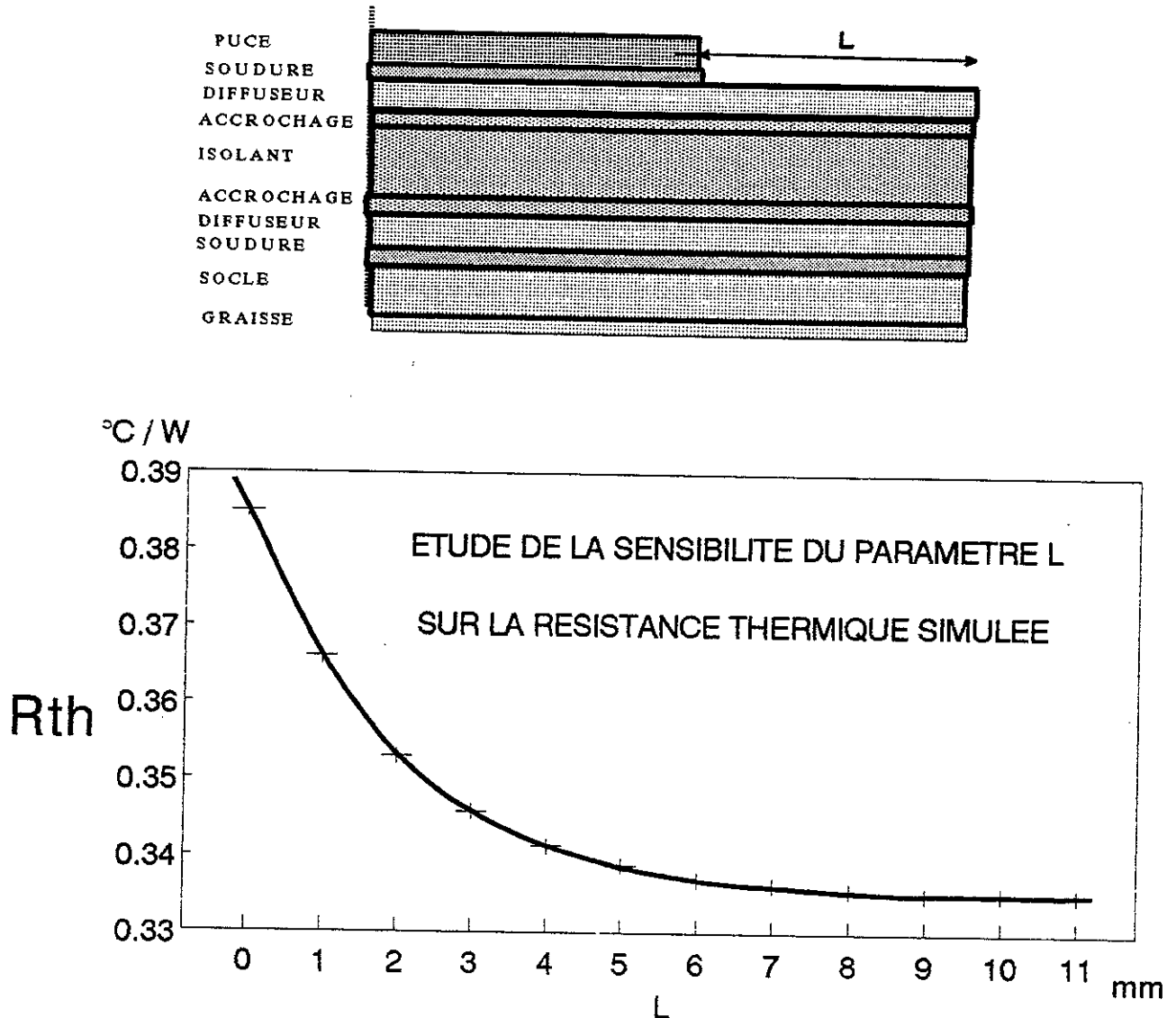


Figure 80. Etude de la sensibilité du paramètre L sur la résistance thermique du module.

Avec les conditions de refroidissement retenues (surface isotherme après la graisse de silicone), l'influence du dépassement du diffuseur n'intervient que faiblement à partir de 7 mm. C'est donc cette cote que nous utiliserons dans nos modèles PLAN ou AXISYMETRIQUE lors de nos modélisations à venir.

Avec des caractéristiques thermiques et un mode d'injection identique aux précédentes simulations, nous avons étudié une puce seule dans ces deux modes.

Les résultats de ces simulations sont :

- en mode PLAN (avec comme symétrie l'axe de la puce) :

$$\begin{aligned} &\text{avec } P = 400 \text{ W} \quad T_{\text{rad}} = 17^\circ\text{C} \\ &T_{\text{jmax}} = 151^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad \boxed{R_{\text{th}} = 0,335^\circ\text{C/W}} \end{aligned}$$

- en mode AXISYMETRIQUE (avec comme symétrie l'axe de la puce) :

$$\begin{aligned} &\text{avec } P = 400 \text{ W} \quad T_{\text{rad}} = 17^\circ\text{C} \\ &T_{\text{jmax}} = 145^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad \boxed{R_{\text{th}} = 0,320^\circ\text{C/W}} \end{aligned}$$

Les résultats obtenus avec les différentes configurations se situent dans une plage relativement réduite. Vue l'architecture réelle du module, nous avons choisi, pour étudier le comportement thermique du composant, de modéliser une seule puce en MODE AXISYMETRIQUE.

II.3.2.2. Etude du comportement thermique d'une puce en régime permanent

Le logiciel FLUX2D permettant de définir des paramètres thermiques fonction de la température, nous avons choisi la configuration de référence suivante (Figure 81).

avec :

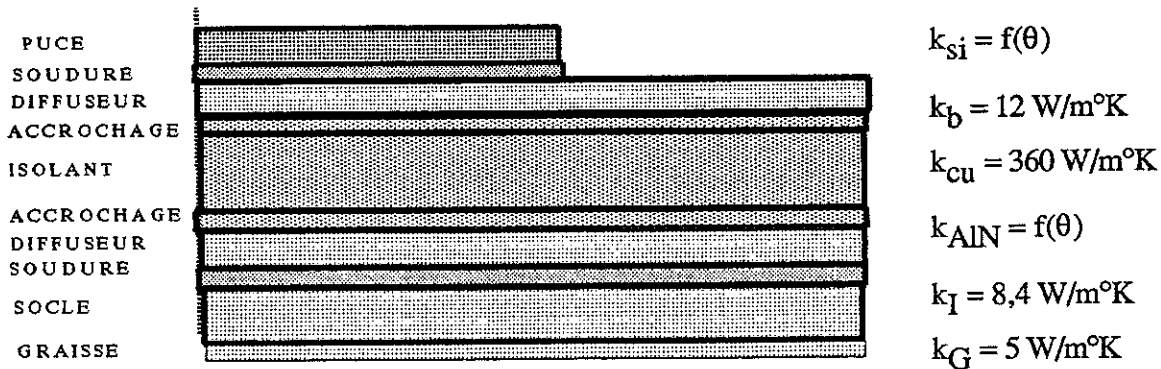


Figure 81. Configuration de base utilisée pour modéliser le comportement thermique d'une puce de l'hybride

Les résultats thermiques obtenus dans cette configuration, sont traduits en partie dans la courbe du profil de température surfacique (Figure 82).

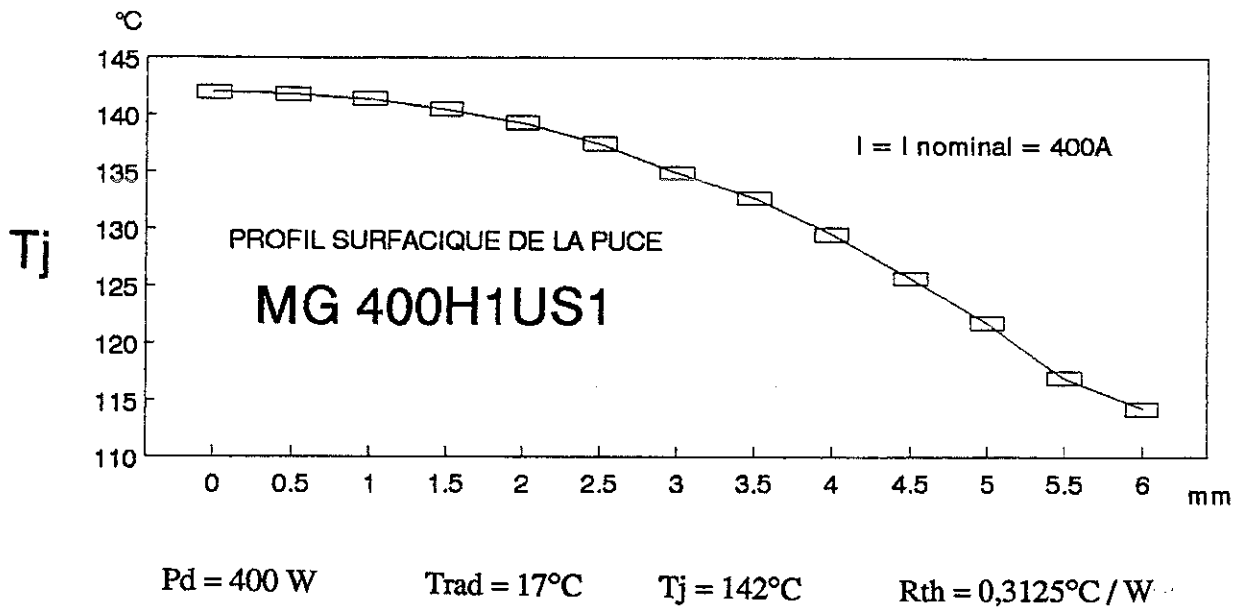


Figure 82. Profil de température surfacique au point nominal avec la configuration de base.

Le profil vertical (Figure 83) pris au plus près de l'axe de symétrie, détermine l'influence de chacune des couches l'empilage.

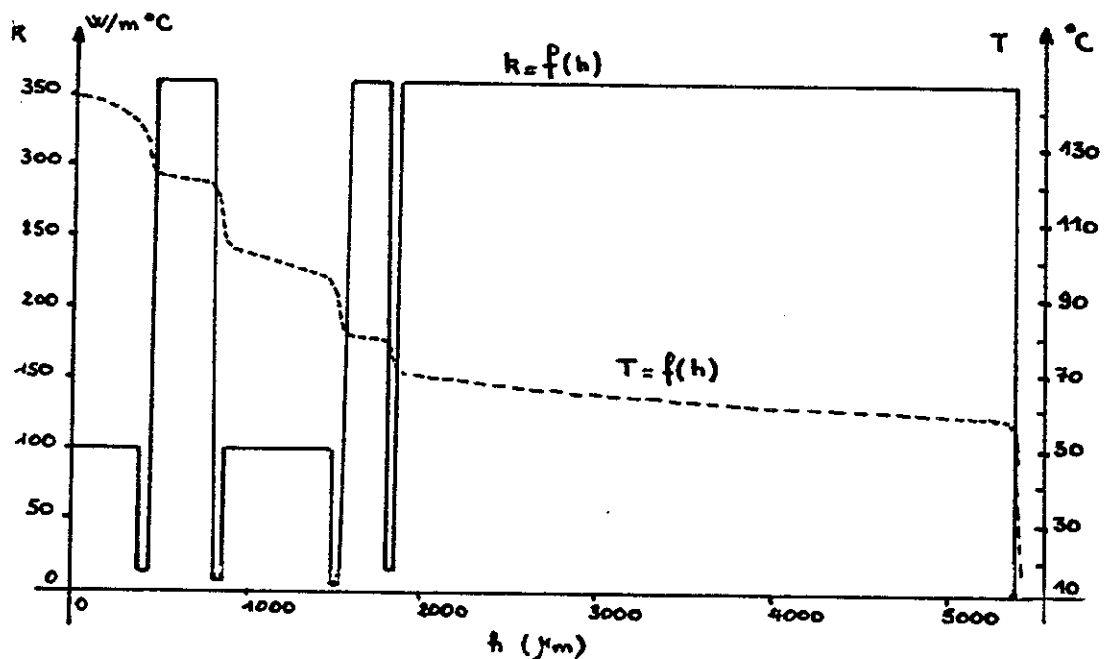


Figure 83. Profil de température et de conductivité thermique vertical de l'empilage.

Le silicium et l'isolant (AlN) ayant une conductivité thermique fonction de la température, ils présentent, dans ces conditions, un profil de conductivité thermique de leur centre qui est présenté Figure 84.

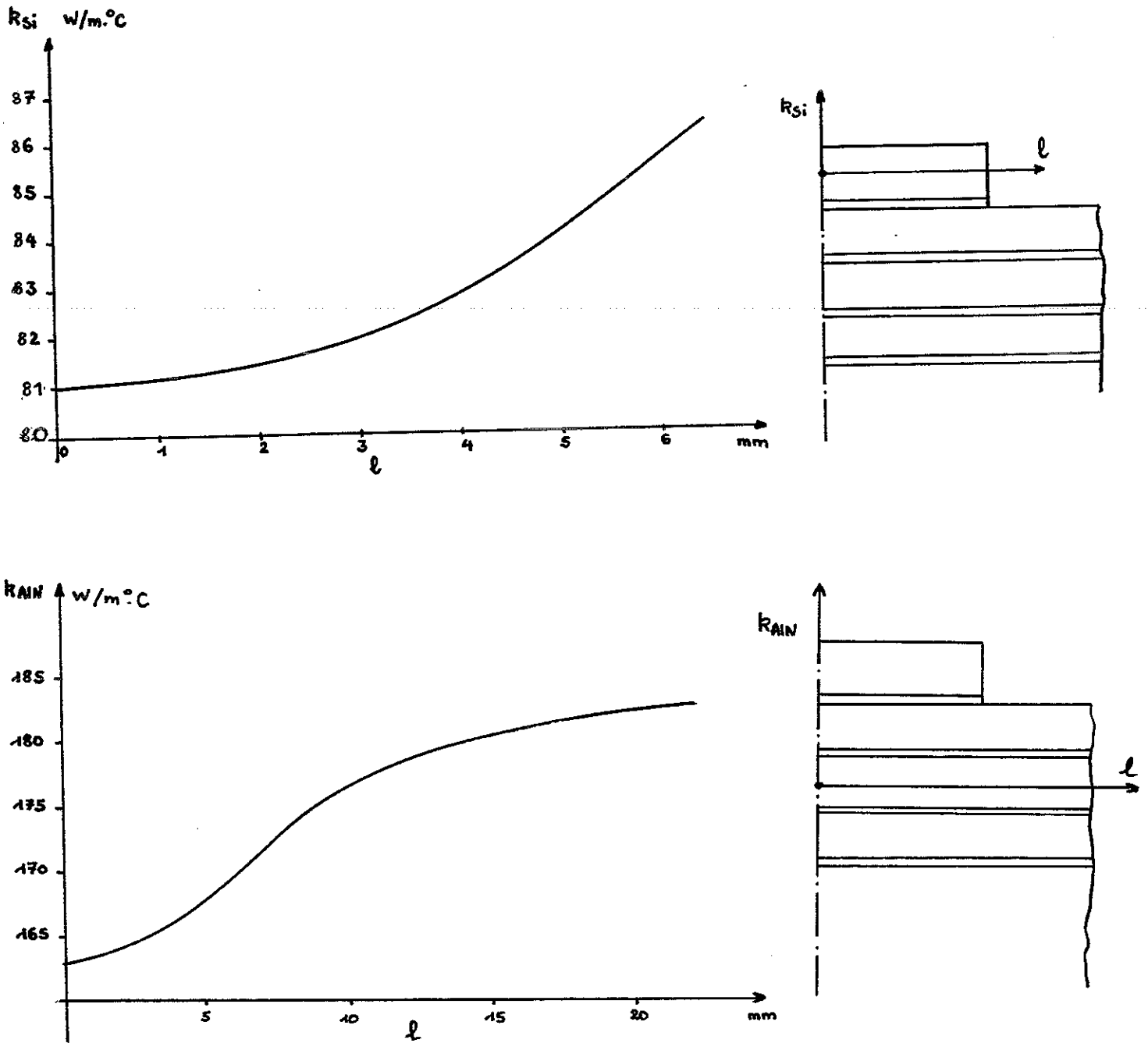


Figure 84. Profil de conductivité du silicium et du Nitrure d'Aluminium.

Dans cette configuration, les résultats simulés sont :

- cohérents avec l'ensemble des mesures de résistance thermique expérimentales effectuées sur ce module ainsi que vis-à-vis des données du constructeur

$$0,289^{\circ}\text{C}/\text{W} \leq \hat{R}_{th} \leq 0,328^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

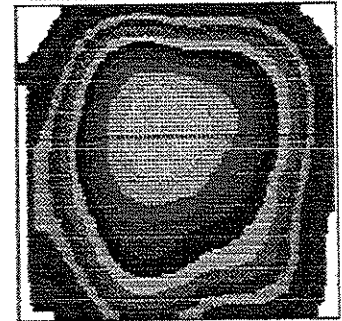
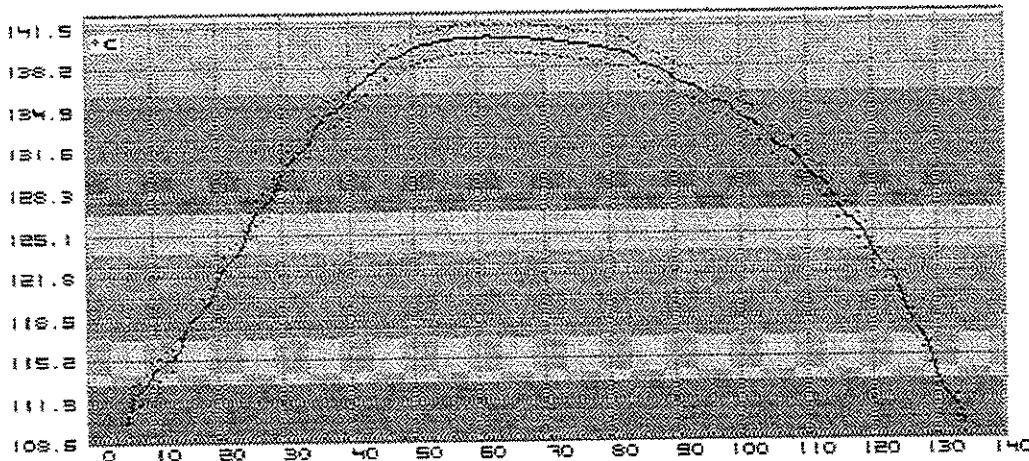
$$0,304^{\circ}\text{C}/\text{W} \leq \overline{R_{th}} \leq 0,364^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$R_{th\text{constructeur}} = 0,356^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$R_{th\text{simulée}} = 0,3125^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

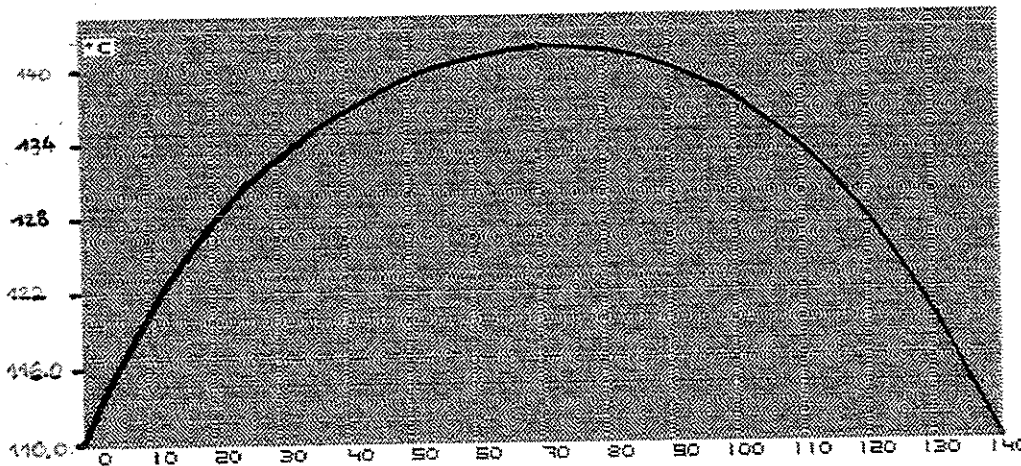
- comparables avec les profils de température obtenus avec les mesures infrarouges (Figure 85).

PROFIL EXPERIMENTALE (Puce N°1)



$$P_d = 400 \text{ W} \quad T_{rad} = 17^{\circ}\text{C} \quad 138^{\circ}\text{C} \leq T_{Jmax} \leq 141^{\circ}\text{C} \quad 0,302^{\circ}\text{C}/\text{W} \leq R_{th} \leq 0,310^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

PROFIL SIMULE



$$P_d = 400 \text{ W}$$

$$T_J = 142^{\circ}\text{C}$$

$$T_{rad} = 17^{\circ}\text{C}$$

$$R_{th} = 0,312^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Figure 85. Profils de température : mesuré avec la caméra infrarouge, simulé avec la configuration de base.

II.3.2.3 Etude de la sensibilité des différents paramètres thermiques

Cette étude sera effectuée sur les paramètres thermiques sensibles de l'empilage. Comme nous l'avons constaté au cours des expérimentations infrarouges, les caractéristiques thermiques de chacune des quatre puces sont différentes. Après des mesures effectuées au rayon X sur le module, nous avons nettement relevé un taux de bulles important sur la puce n°4, alors que par ailleurs la puce n°2 semblait avoir une soudure Silicium/Cuivre de bonne qualité.

Nous avons donc entrepris différentes simulations, avec la configuration de base, en faisant varier la conductivité des soudures pour encadrer les résultats obtenus par les mesures infrarouges.

De ces simulations, nous en avons déduit la caractéristique $R_{th}=f(k_B)$ présentée figure 86 qui représente la sensibilité, de la résistance thermique simulée vis-à-vis de la valeur de la conductivité des brasures.

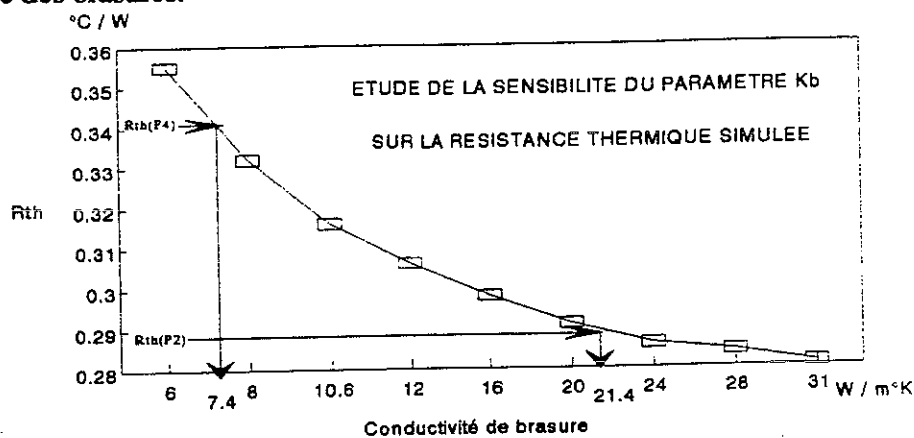


Figure 86. Tracé de la sensibilité de la conductivité de soudure k_B sur la résistance thermique simulée.

L'introduction des paramètres thermiques fonction de la température nécessite de travailler par itérations. Le temps de résolution du programme récursif étant nettement plus important que celui d'un programme linéaire (rapport de 1 à 5), nous avons étudié l'influence de cette dépendance pour justifier ou non sa pertinence. Pour cela nous avons, pour différents niveaux de puissance et différents niveaux de température de radiateur, défini un paramètre écart (ξ), tel que :

$$\xi = \frac{T_{j\text{linéaire}} - T_j}{T_j} = \frac{(0,32 P + T_{\text{rad}}) - T_j}{T_j}$$

avec : $T_{j\text{linéaire}}$: température de jonction calculée avec des conductivités thermiques constantes
 T_j : température de jonction calculée avec $k_{Si}=f(\theta)$ et $k_{AlN}=f(\theta)$

Ce paramètre est tracé en fonction de la puissance P dissipée dans la puce, pour différentes températures de radiateur (Figure 87).

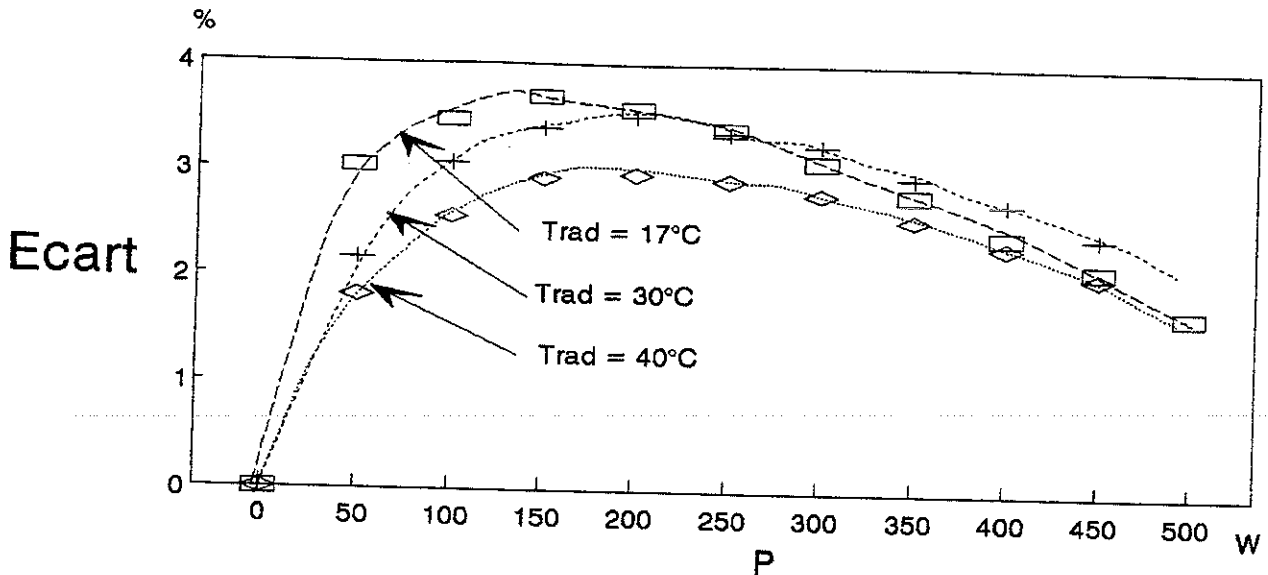


Figure 87. Influence de la prise en compte de l'évolution des conductivités du Si et de l'AlN en fonction de la température.

Pour l'étude en régime permanent, la prise en compte de l'évolution des conductivités du Silicium et du Nitrure d'Aluminium en fonction de la température n'est donc pas justifiée.

$$R_{th\text{linéaire}} = R_{th} \begin{matrix} + 4 \% \\ - 1 \% \end{matrix}$$

En effet, si nous nous reportons à l'étude de sensibilité de la conductivité de brasure sur la résistance thermique simulée, nous constatons que celle-ci introduit de par ses imperfections technologiques une zone d'incertitude sur le résultat telle que :

$$R_{thp2} \leq R_{th\text{simulée}} \leq R_{thp4}$$

$$0,289^{\circ}\text{C} \leq 0,320 \leq 0,340 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

soit :

$$R_{th\text{simulée}} = 0,32 \begin{matrix} + 6\% \\ - 10\% \end{matrix}$$

II.3.2.3 Sensibilité du mode d'injection de puissance

Suivant les outils de simulations utilisés, l'injection de la puissance est surfacique ou volumique. De récents travaux [47] ont montré l'influence de mode d'injection sur la répartition de température dans le domaine des temps courts. L'objet de ce paragraphe est de montrer cette influence en régime statique. Pour cela, nous avons défini différents modèles de puces pour simuler :

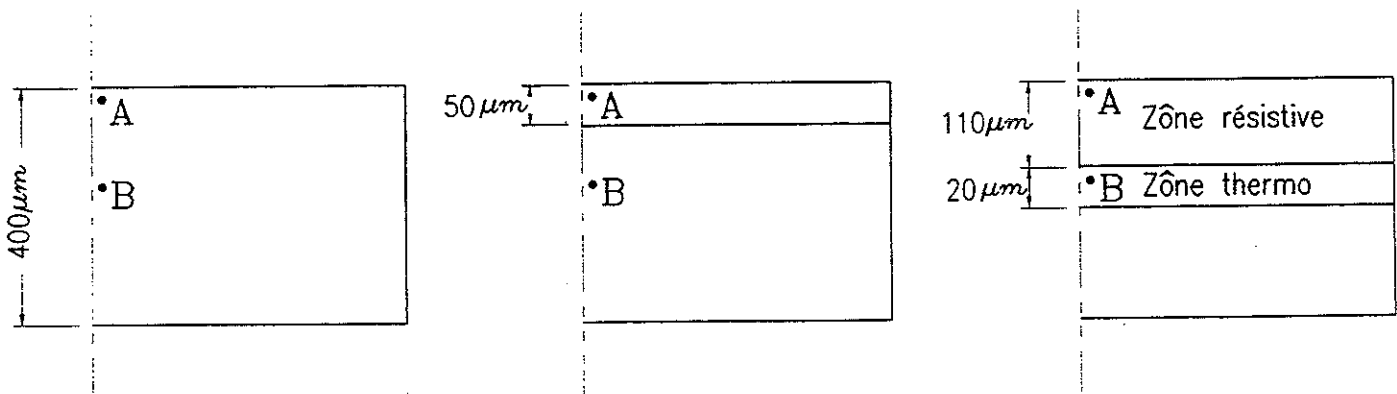
- une injection volumique uniforme : c'est la configuration de base que nous avons utilisée dans l'ensemble des simulations présentées précédemment. Le mode d'injection considère que la répartition de puissance est uniforme dans tout le volume de la puce ($v = 5,76 \cdot 10^{-8} \text{ m}^3$). La valeur introduite est $\delta = (P / 5,76 \cdot 10^{-8})$ en W/m^3 ;

- une injection volumique localisée à la surface de la puce : le logiciel utilisé définit les sources de chaleur en densité de puissance volumique. Nous avons donc simulé l'injection surfacique en définissant une zone de faible épaisseur ($50 \mu\text{m}$) à la surface de la puce ($v = 7,2 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3$) et $\delta = (P / 7,2 \cdot 10^{-9})$ en W/m^3 ;
- une injection volumique répartie qui dissocie les pertes dissipées dans la puce : ce modèle s'appuie sur la géométrie définie par AKIYAMA [20].

Nous avons donc localisé :

- les pertes ohmiques de la puce ($v = 1,58 \cdot 10^{-8} \text{ m}^3$) et $\delta_R = RI^2 / 1,58 \cdot 10^{-8}$ en W/m^3 ;
- les pertes dues à la tension de seuil dans une seconde zone ($20 \mu\text{m}$) enterrée dans la puce ($v = 2,88 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3$) et $\delta_V = V_O \cdot I / 2,88 \cdot 10^{-9}$ en W/m^3 .

Les géométries utilisées pour modéliser ces différentes configurations d'injection ainsi que les points de mesures expérimentaux sont représentés figure 88.



Injection uniforme
dans la puce

$$P(t) = V_O i(t) + r i^2(t)$$

Injection surfacique

$$P(t) = V_O i(t) + r i^2(t)$$

Injection répartie

- dans la zone résistive

$$P(t) = r i^2(t)$$

- dans la zone thermosensible

$$P(t) = V_O i(t)$$

A : point de mesure de la température maximale

B : point de mesure de la température maximale dans la zone de paramètre thermosensible

Figure 88. Configurations d'injection de puissance utilisées

Les conditions thermiques étant identiques dans ces trois modes d'injection nous avons obtenu les résultats simulés présentés dans le tableau de la figure 89.

Mode d'injection	Uniforme	Surfacique	Réparti
T_{jA} (°C)	132°C	140	137°C
$R_{th_{simulée}}$ (°C/W)	0,290	0,310	0,300

Figure 89. Etude de l'influence du mode d'injection sur la température maximale surfacique relevée au point A.

Suivant le mode d'injection retenu, la température surfacique maximale de la puce (point A) varie de manière sensible, ce qui traduit sur la résistance thermique par :

$$0,290^{\circ}\text{C/W} \leq \hat{R}_{th_{simulée}} \leq 0,310^{\circ}\text{C/W}$$

Ces simulations peuvent être comparées avec les expérimentations menées avec la caméra infrarouge. Elles sont toutes les trois proches des résultats expérimentaux obtenus.

$$0,289^{\circ}\text{C/W} \leq \hat{R}_{th_{exp}} \leq 0,328^{\circ}\text{C/W}$$

Si nous souhaitons comparer ces simulations avec les expérimentations qui utilisent le paramètre thermosensible, il est nécessaire de définir une valeur $T_{j_{simulée}}$ qui est située au point le plus chaud de la zone thermosensible (au niveau de la jonction PN du transistor équivalent (point B)). Ces valeurs sont présentées dans le tableau de la Figure 90.

Mode d'injection	Uniforme	Surfacique	Réparti
T_{jB} (°C)	113°C	126°C	122°C
$R_{th_{simulée}}$ (°C/W)	0,240	0,270	0,260

Figure 90. Etude de l'influence du mode d'injection sur la température maximale de la zone thermosensible.

De ces simulations, nous pourrions en déduire que : $0,240^{\circ}\text{C/W} < \overline{R_{th}}_{\text{simulée}} < 0,270^{\circ}\text{C/W}$

Ces valeurs sont à comparer avec les mesures expérimentales effectuées avec le paramètre thermosensible qui ont donné : $0,304^{\circ}\text{C/W} \leq \overline{R_{th}}_{\text{exp}} \leq 0,364^{\circ}\text{C/W}$

L'influence de ce paramètre d'entrée, bien que moins importante en régime permanent qu'en régime dynamique (temps courts), introduit dans notre modèle un écart sensible. Si nous souhaitons corréler les différentes expérimentations effectuées à l'aide du paramètre thermosensible ou de la caméra infrarouge avec ces simulations, il paraît important de mieux localiser les zones de dissipations dans la puce.

II.3.3 Etude du comportement en régime dynamique

Le régime dynamique est traditionnellement défini par les constructeurs par la caractéristique. $Z_{th}=f(tw)$ issue de la réponse indicielle. Nous avons donc débuté la simulation en régime dynamique par l'étude de la réponse à un échelon.

II.3.3.1 Simulations en régime indiciel permettant de définir l'impédance thermique Z_{th}

Comme pour l'étude en régime permanent, différentes configurations peuvent être employées pour simuler le comportement thermique d'une puce du module. Après les constats établis précédemment, nous avons utilisé des capacités calorifiques indépendantes de la température.

Les valeurs utilisées sont les suivantes :

- pour le silicium $(\rho C)_{Si} = 0,17 \cdot 10^7 \text{ J/m}^3 \cdot ^{\circ}\text{k}$
- pour l'isolant $(\rho C)_{AlN} = 0,23 \cdot 10^7 \text{ J/m}^3 \cdot ^{\circ}\text{k}$
- pour le cuivre $(\rho C)_{Cu} = 0,35 \cdot 10^7 \text{ J/m}^3 \cdot ^{\circ}\text{k}$

Vu le volume des différentes interfaces, nous n'avons pas introduit de capacité calorifique pour ces couches. Nous avons tracé, pour différents pas de temps la réponse thermique à un échelon de puissance de la structure.

Les tracés retenus sont ceux de la température surfacique maximale de la puce. De ces différentes réponses, nous en avons déduit la caractéristique $Z_{th}=f(tw)$ présentée Figure 91.

Ces simulations ont été effectuées en mode PLAN et en mode AXISYMETRIQUE avec une injection volumique uniforme dans la puce.

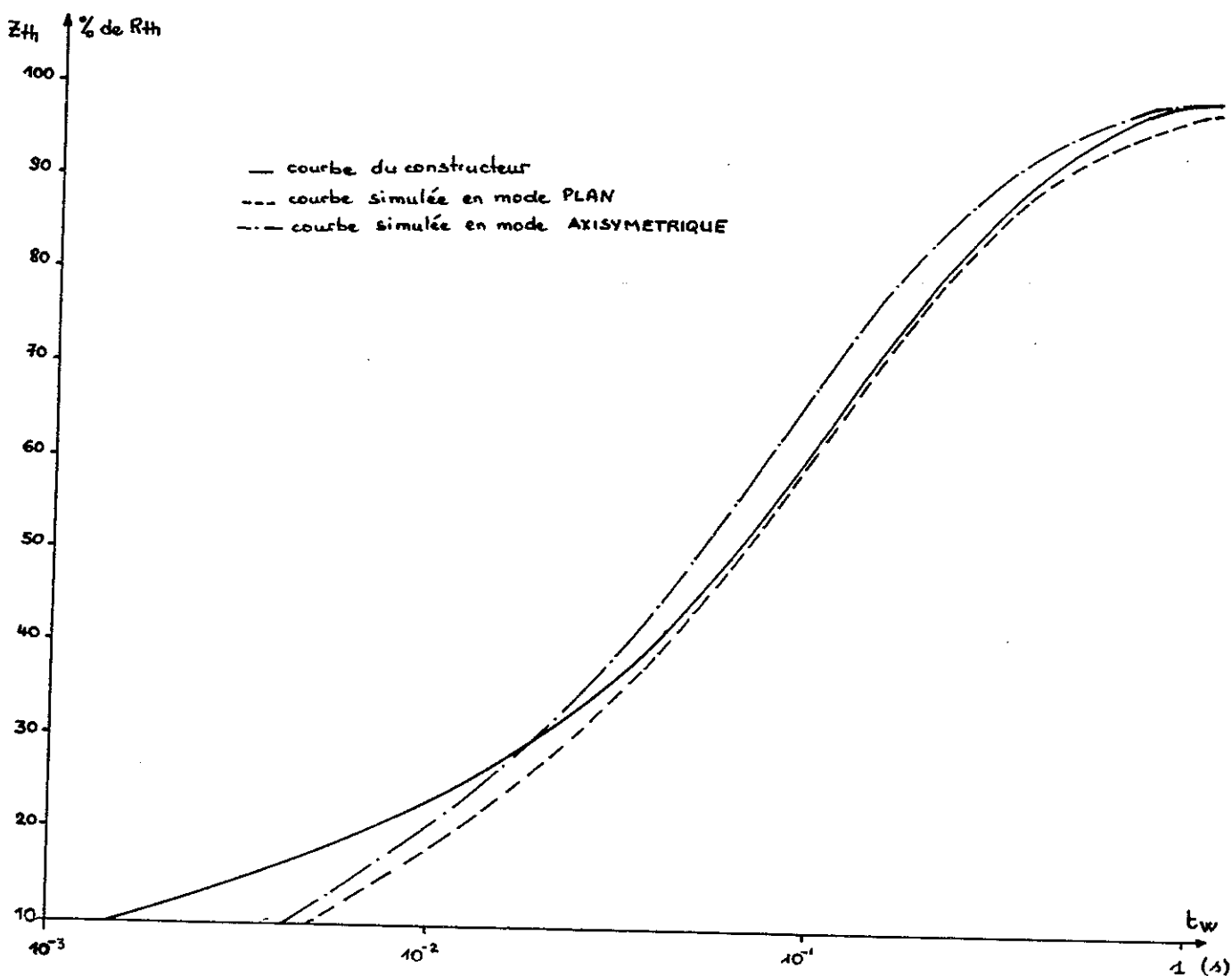
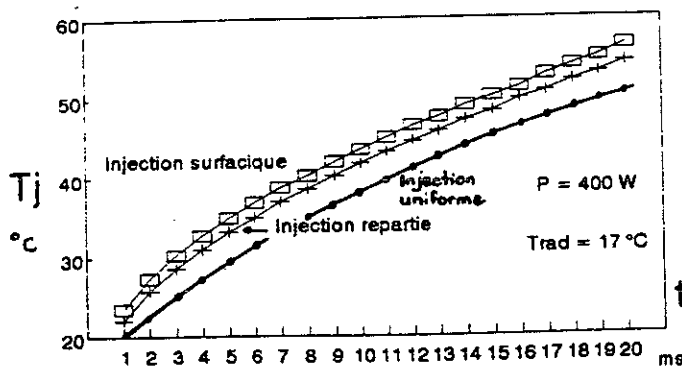


Figure 91. Tracé des caractéristiques $Z_{th} = f(t_w)$ simulées.

Des simulations effectuées avec des conductivités thermiques fonction de la température, ont montré que cette dépendance n'influait pas de manière sensible la réponse du modèle. Dans cette configuration, nous avons aussi comparé les réponses à des échelons positifs ($0 \rightarrow P$) et des échelons négatifs ($P \rightarrow 0$). Les résultats obtenus confirment les expérimentations effectuées dans ce domaine et, malgré la dépendance des paramètres thermiques vis-à-vis de la température, nous pouvons considérer que le modèle est linéaire. Par contre, les simulations effectuées dans les temps courts montrent que le modèle employé diverge sensiblement des expérimentations. Nous avons attribué en partie ces écarts au mode d'injection employé. Pour confirmer l'influence de ce paramètre dans les simulations temps courts, nous avons utilisé les modèles précédemment définis pour déterminer la sensibilité du mode d'injection vis-à-vis de l'impédance thermique simulée.

Ces réponses indicielles simulées sont présentées Figure 92.



avec $k_{si} = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$
 $k_B = 12 \text{ W/m}^2\text{K}$
 $k_{cu} = 360 \text{ W/m}^2\text{K}$
 $k_{AIN} = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$
 $k_I = 8,4 \text{ W/m}^2\text{K}$
 $k_G = 5 \text{ W/m}^2\text{K}$

Figure 92. Réponses thermiques indicielles du modèle avec différents mode d'injection.

Le graphe de la Figure 93 compare dans les temps courts, les caractéristiques $Z_{th} = f(t_w)$ simulées avec :

- une injection surfacique
- une injection répartie
- une injection uniforme

Ces caractéristiques sont positionnées vis-à-vis :

- de la courbe du constructeur
- de la courbe expérimentale (issu du paramètre thermosensible)

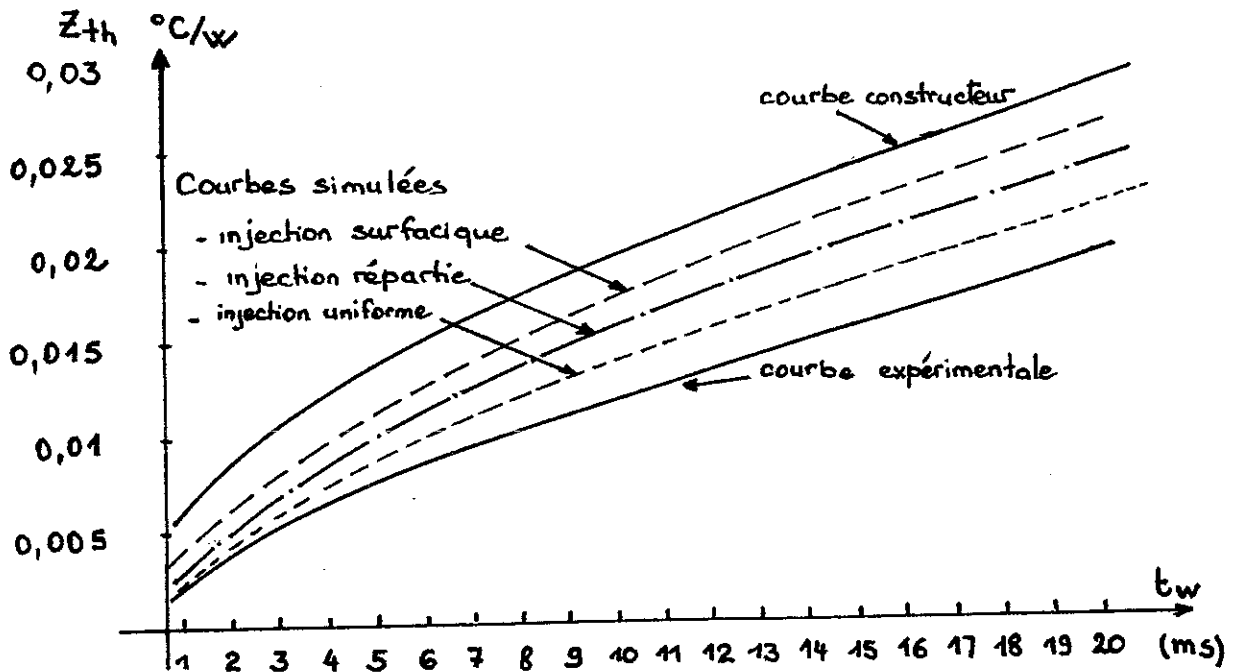


Figure 93. Tracé de la caractéristique $Z_{th}=f(t_w)$ dans les temps courts avec différents modes d'injection de puissance.

Si le mode d'injection influence les réponses simulées en régime permanent, il devient un des paramètres prépondérants de l'étude dynamique. C'est ce modèle dynamique que nous devons améliorer pour étudier l'évolution des contraintes thermiques que subit la puce lors de surcharges ponctuelles.

II.3.3.2 Etude du comportement thermique en régime impulsionnel

Pour valider le modèle thermique employé dans la zone des temps courts nous avons développé un banc d'expérimentation permettant d'étudier la réponse thermique d'un composant à une impulsion de puissance.

La structure réalisée est présentée Figure 94.

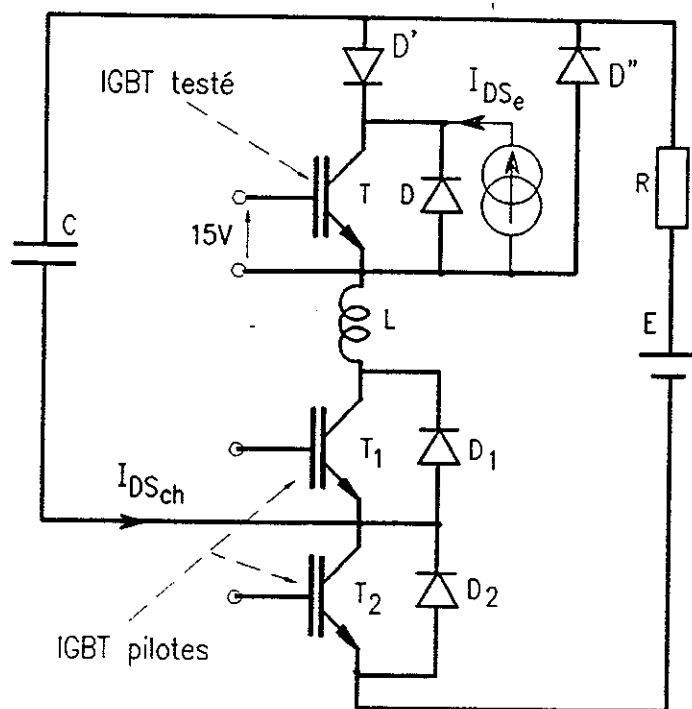


Figure 94. Structure expérimentale permettant l'étude en régime impulsionnel

Ce dispositif permet de générer, à travers l'interrupteur testé, une onde de courant sinusoïdale dont l'amplitude et la période sont fonction des paramètres E, L et C, avec :

$$\begin{aligned} \cdot I_{\max} &= E \sqrt{\frac{C}{L}} \\ \cdot \frac{T}{2} &= \pi \sqrt{LC} \end{aligned}$$

Les interrupteurs pilotes ont été réalisés avec des modules IGBT MG 400H1US1 alors que l'interrupteur testé est constitué d'une seule puce de ce module. T_1 permet la décharge du circuit RLC à travers l'IGBT en test (T). La partie négative de l'onde résonante est déviée à travers la diode "D" afin de permettre la mesure de la température du composant testé. C est rechargé à travers T_2 et la résistance R.

Comme pour l'étude en régime indiciel, la température de jonction a été obtenue via le paramètre thermosensible V_{DSon} . Un courant d'étalonnage I_{DSe} circule en permanence dans l'interrupteur testé pour relever, une fois l'onde de courant éteinte, l'évolution de la température.

La Figure 95 présente une des réponses obtenues.

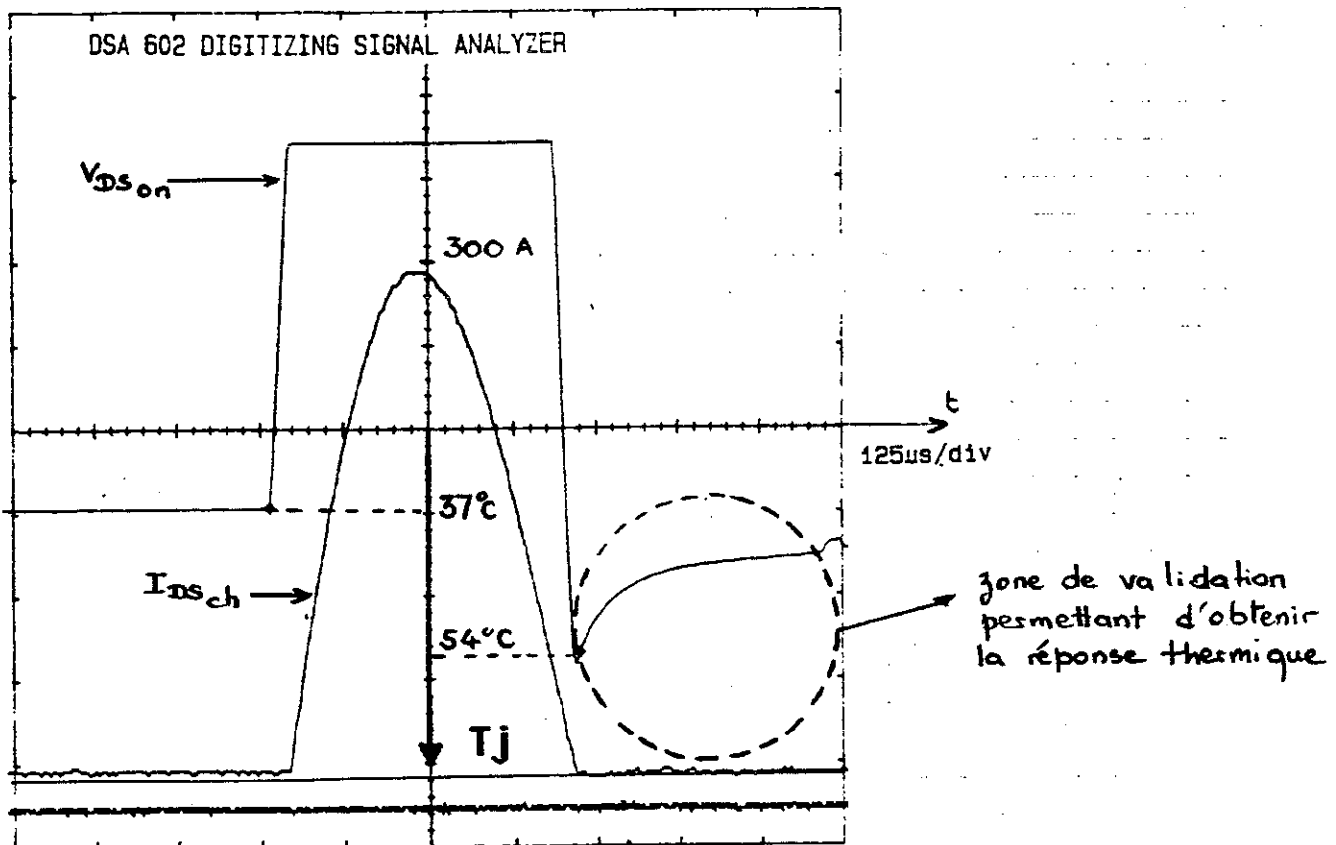


Figure 95. Réponse impulsionnelle d'une puce du module MG 400H1US1

Le logiciel de simulation FLUX2D permet à partir de programme utilisateur de définir une source de chaleur fonction de paramètres extérieurs. Pour simuler l'ordre de puissance générée par l'onde de courant sinusoïdale, nous avons repris le modèle utilisé au chapitre II ($V_{O,r}$).

Dans ces conditions, la puissance instantanée imposée à la puce de l'interrupteur est égale à :

$$p(t) = V_0 i(t) + r i^2(t)$$

avec $i(t) = I_{\max} \sin \omega t$

$$i(t) = E \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sin \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t$$

Différentes simulations ont été effectuées dans ce mode de fonctionnement pour mettre en évidence l'influence :

- du mode d'injection de la puissance (volumique, surfacique ou réparti)
- de la localisation du point de mesure retenu (en surface ou dans la zone thermosensible)

Les configurations électrique et thermique retenues sont :

$$V_0 = 1,2 \text{ V}$$

$$r = 30 \text{ m}\Omega$$

$$I_{\max} = 300 \text{ A}$$

$$T/2 = 421 \text{ }\mu\text{s}$$

$$k_{\text{si}} = 100 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

$$k_{\text{B}} = 12 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

$$k_{\text{Cu}} = 360 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

$$k_{\text{AlN}} = 100 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

$$k_{\text{I}} = 8,4 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

$$k_{\text{G}} = 5 \text{ W/m}^\circ\text{K}$$

L'évolution de la température maximale (point A) obtenue avec ces trois modes d'injection est présentée Figure 96.

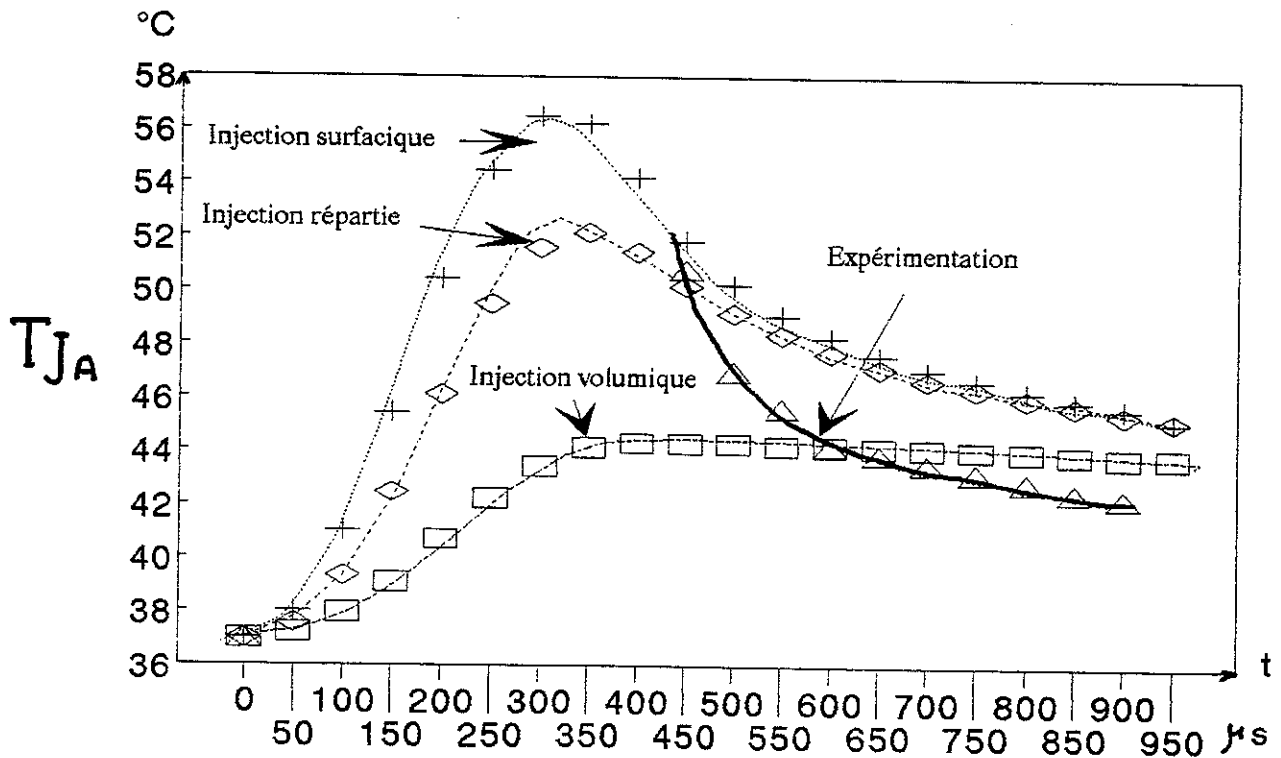


Figure 96. Evolution de la température maximale de jonction (point A)

L'évolution de la température maximale de la zone thermosensible (point B) obtenue avec ces trois modes d'injection est présentée Figure 97.

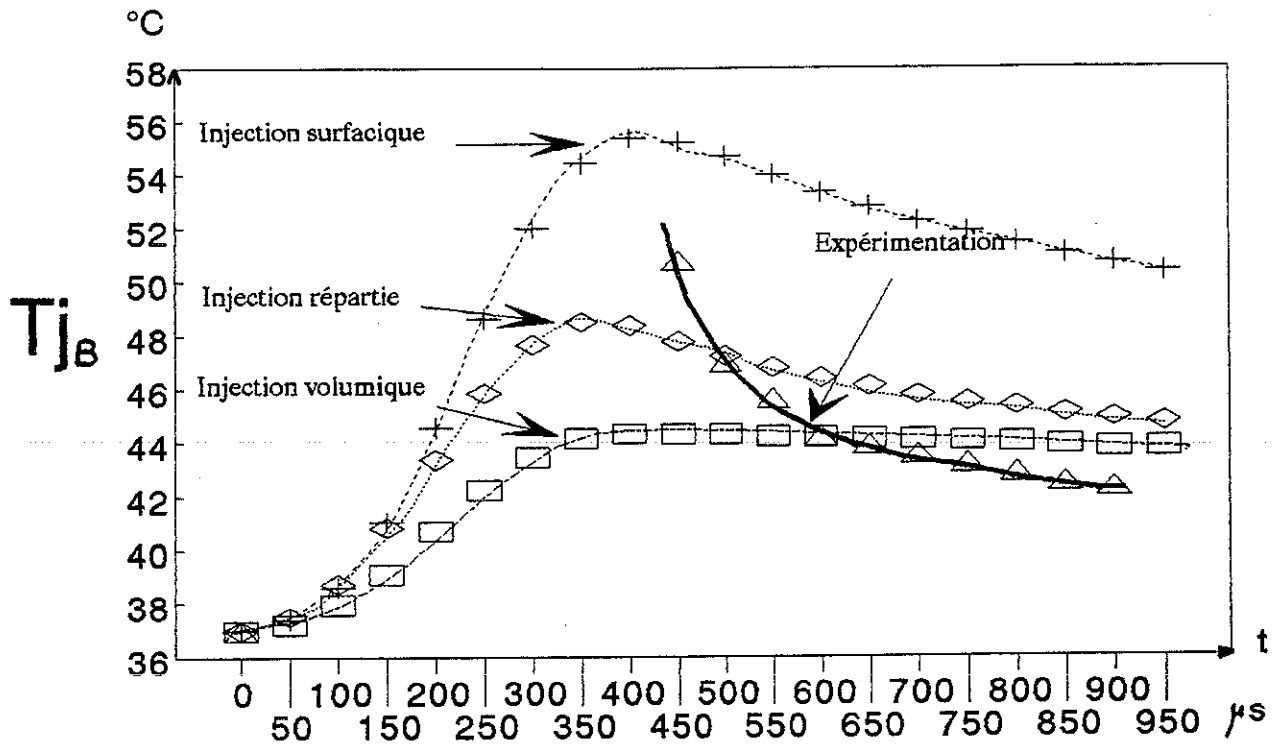


Figure 97. Evolution de la température maximale située dans la zone du paramètre thermosensible (point B).

Ces résultats mettent en évidence la forte dépendance de la réponse vis-à-vis du mode d'injection. Aucun des trois modèles, quel que soit le point de mesure, n'est aujourd'hui satisfaisant. Ce constat peut se justifier par l'emploi d'un modèle électrique rudimentaire qui ne peut traduire l'évolution du comportement électrique d'un composant soumis à de forts gradients de courant. De plus, ce modèle électrique ne tient pas compte de la température de la puce. Néanmoins ces simulations confirment, en valeur relative, les résultats obtenus en régime indicial. Des améliorations dans ce domaine des temps courts pourront être envisagées en simulant plus finement le comportement électrique et thermique du silicium.

II.4 ANALYSES ET CONCLUSION

Ce chapitre relatif à la modélisation thermique des empilages de puissance nous a permis de mieux cerner les problèmes et les limites de chaque approche. La simulation impose tout d'abord le choix du modèle : un modèle à constantes localisées est plus simple d'emploi mais la perte de précision se fait sentir pour le régime permanent. Inversement la modélisation par éléments finis peut devenir lourde mais reste une référence dans beaucoup d'applications. La méthode développée au LAAS par l'équipe du Professeur LETURCQ représente un bon compromis dans ce domaine.

Le deuxième point concerne la connaissance des paramètres utiles à la simulation, leur variation en fonction de la température et leur influence relative sur le résultat. Par exemple, la soudure et sa conductivité thermique, qui dépend directement de la qualité de cette soudure, influence de façon notable le transfert thermique alors que les variations des conductivités du silicium et du nitrure d'aluminium en fonction de la température peuvent être négligées, améliorant ainsi la rapidité de la simulation.

La validation expérimentale des résultats obtenus en dynamique a mis en relief la forte dépendance de l'impédance thermique vis-à-vis du mode d'injection de la puissance. Les résultats obtenus dans ce domaine pourraient être affinés par une modélisation électrique qui localiserait la répartition volumique des pertes.

Les résultats de simulations thermiques obtenus nous laissent penser qu'une investigation plus poussée dans ce domaine s'avèrerait illusoire alors que la puissance de pertes est encore mal maîtrisée surtout pour les pertes en commutation.

L'approche expérimentale relative à ces pertes a mis en évidence leur dépendance vis-à-vis de la température. Les outils de simulation thermique mis en place seront une base pour des simulations couplées électrique-thermique.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans ce mémoire sont nés de la volonté d'approfondir la connaissance relative aux interrupteurs utilisés en commutation.

L'électronique de puissance actuelle emploie les semi-conducteurs disponibles sur le marché et essaye dans la mesure du possible de réaliser l'adéquation structures-composants sans échange réel, avec les fabricants.

Cet état de fait conduit à une caractérisation qui n'est pas toujours adaptée aux besoins réels des utilisateurs et impose, lors de la conception la réalisation d'un prototype. Des efforts notables ont été réalisés dans le domaine de la caractérisation (commutation sur charge inductive, dépendance vis-à-vis de la température) et de la modélisation.

En effet, les modèles issus des laboratoires de composants sont en voie d'être intégrés dans le processus de conception des convertisseurs.

Parallèlement à ces constats, l'évolution de l'électronique de puissance vers les hautes fréquences a nécessité plus de "soins" quant à la mise en oeuvre des semi-conducteurs. En particulier, la rapidité de ces derniers a contribué à l'évolution des montages hybrides pour réduire les dimensions des connexions. Les problèmes de topologie de circuits ont pris alors une importance capitale dans ces dispositifs intégrés.

Le point de rencontre entre les fondeurs et les concepteurs de convertisseurs a lieu autour des pertes et de l'évacuation de celles-ci. Les problèmes thermiques représentent la "butée" de la montée en fréquence et sont un facteur prépondérant pour la fiabilité.

C'est avec ce double objectif de caractérisation électrique et thermique que nous avons conduit nos travaux. La première partie a permis de définir le comportement électrique des interrupteurs IGBT en conduction et commutation, confirmant les progrès récents de cette famille de composants.

Les travaux ont été effectués en prenant en compte l'environnement électrique et thermique de l'interrupteur. L'analyse des commutations a été conduite en considérant les éléments environnants (circuits d'aides, éléments parasites) et avec le contrôle de la température de jonction.

En conclusion, pour des courants voisins du courant nominal, le comportement électro-thermique des transistors IGBT se rapproche de celui des transistors MOSFET. Ce constat a été confirmé par l'étude menée en régime statique sur la mise en parallèle de plusieurs puces élémentaires.

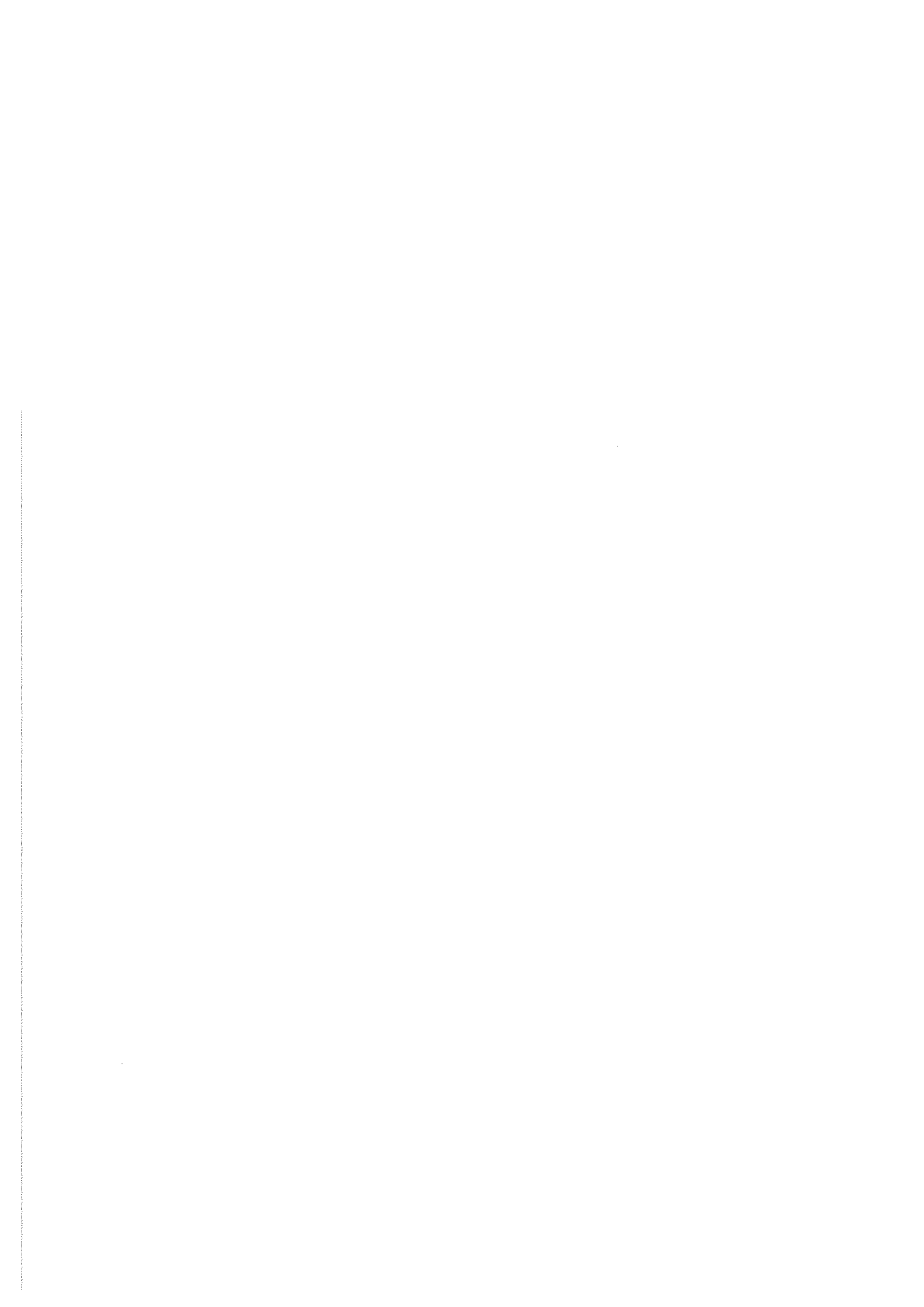
En commutation, les difficultés rencontrées pour conclure montrent combien il est peu aisé de corréler les grandeurs "internes" (mobilité, durée de vie, ...) et externes (t_{fv} , $(di/dt)_{on}$, t_{fi} , t_{tail} , I_{tail} , ...) du composant.

Le comportement thermique, quant à lui, est essentiellement lié à la nature et à la qualité de l'empilage (incluant généralement un isolant électrique pour les montages hybrides) entre la puce de silicium et le boîtier. La caractérisation du transfert thermique a été grandement améliorée par la simulation qui a mis en évidence les paramètres importants (soudures, accrochage cuivre/isolant, joint de graisse) influant sur la résistance thermique. Les expérimentations, effectuées avec divers moyens de mesures de température, ont confirmé les grandes tendances.

En régime dynamique, la simulation informatique a été une aide importante pour mieux cerner les paramètres intervenant à chaque échelle de temps. L'ensemble de ces résultats a montré qu'en régime statique les efforts doivent être portés sur les interfaces alors qu'en régime dynamique la connaissance du comportement thermique transitoire impose de mieux localiser les énergies dissipées et de prendre en compte le couplage thermo-électrique. C'est à partir de ces constats que nous envisageons de poursuivre nos travaux sur les composants de puissance. Nous espérons que les futurs modules hybrides de puissance pourront être le terrain d'échange entre les chercheurs des composants et fabricants de semi-conducteurs d'une part et les électroniciens de puissance d'autre part. Les actions menées au niveau national devraient permettre à ces deux communautés de mieux collaborer. Si jusqu'à présent les semi-conducteurs ont contribué fortement au choix de la structure, nous espérons que les besoins relatifs aux convertisseurs aboutissent à la réalisation d'un composant ou d'une association intégrée de composants adaptés. Le développement de plusieurs gammes de transistors IGBT conçus pour des domaines fréquentiels spécifiques semble en être le signe précurseur

L'ensemble de notre travail a été mené avec cette ouverture et nous souhaitons qu'il soit pris comme une démarche des "circuitiers" en direction des spécialistes du silicium.

BIBLIOGRAPHIE



B I B L I O G R A P H I E

- [1] **Y. Cheron**
Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistors de puissance. Synthèse du thyristor-dual. Domaines d'applications.
Thèse de Docteur Ingénieur, Toulouse. 1982

- [2] **J.P. Ferrieux, F. Forest**
Alimentation à découpage, convertisseurs à résonance.
Collection Technologies. Editions MASSON 1987.

- [3] **J. Roudet, M. Brunello, J.P. Ferrieux**
Circuit électrique de conversion d'énergie.
Brevet Français n° 8903841.

- [4] **H. Foch, J. Roux**
Convertisseurs statiques d'énergie électrique à semi-conducteur.
Brevet ANVAR, France n° 7832428, RFA n° P29452457, GB n° 7939217, USA n° 093106, Italie n° 83487A/79.

- [5] **P. Aloisi**
Tout savoir ou presque : les IGBT.
Motorola Toulouse, Septembre 1989 / Septembre 1990.

- [6] **B. Jayant Baliga, M. Chang, P. Shafer, N.W. Smith**
The insulated gate transistor (IGT). A new power device.
IEEE-IAS Meet, p.794-803, 1983.

- [7] **J. Roudet**
Analyse et comparaison des divers modes de conversion statique CC-CC : modes de commutation et sûreté de fonctionnement. Performances C.E.M.
Thèse de Docteur Ingénieur, Grenoble 1990.

- [9] **J.P. Chante**
Eléments de physique sur le composant de puissance I.G.B.T.
Séminaire technique SEE sur le composant IGBT, Grenoble, 22 Septembre 1989.

- [10] **TOSHIBA CORPORATION : GTR Module data book 3504D, 1989.**

- [11] **J.P. Kéradec, J.P. Ferrieux, J. Roudet**
Mesure de la puissance instantanée en électronique de puissance rapide.
Revue Générale de l'Electricité n°8, pp.35-37, Septembre 1989.
- [12] **L. Pierrat, J. Roudet**
Métrologie en électronique de puissance. Quand la calorimétrie permet de valider les
mesures électriques.
Revue Générale de l'Electricité n°10, pp.86-91, Novembre 1990.
- [13] **Y. Lembeye**
Caractérisation et correction numérique de la réponse fréquentielle des sondes
d'oscilloscope.
DEA Génie Electrique, 1990/1991.
- [14] **SIEMENS** : Data book SIPMOS Semiconductors DP-05913 1991.
- [15] **FUJI ELECTRIC**: Fuji semiconductor. Products bulletin 91 n°1, n°2, Juin 1991.
- [16] **A. Petterteig, T. Rogne**
IGBT turn-off losses in hard switching and with a capacitive snubber.
EPE Firenze, 1991.
- [17] **M. Feldvob, H. Amann, H. Stut, L. Lorenz**
The application of an IGBT in a power electronic circuit.
POWER CONVERSION, June 1991.
- [18] **J. Pérard, J.P. Ferrieux**
Le transistor COMFET.
Rapport interne LEG - INP Grenoble.
- [19] **P. Aloisi, C.E. Cordonnier**
L'IGBT et ses alternatives.
Séminaire SEE. I.N.P. Grenoble septembre 1989.
- [20] **H. Akiyama, T. Minato, M. Harada, H. Pom, H. Kondoh, A. Kawagishi,
T. Iida**
A collector shorted type insulated gate bipolar transistor.
International Symposium on Power Semiconductor devices, Tokyo, 1990.

- [21] **B.J. Baliga, M.S. Adler, R.P. Love, P.U. Gray; N.D. Zommer**
The insulated gate transistor : a new three desminal MOS-Controlled Bipolar Power Device.
I.E.E.E., vol. ED.31, Juin 1984.
- [22] **M.G. Rouault**
Conception d'un composant de puissance à grille isolée IGBT. Etude statique et dynamique.
Thèse de Docteur Ingénieur, Lyon 1988.
- [23] **Ph. Leturcq**
Composants semiconducteurs de puissance et principes de fonctionnement.
Techniques de l'Ingénieur, n° 3100 et 3110, Décembre 1987.
- [24] **M.S. Adler**
Accurate calculations of the forward drop and power dissipation in thyristors.
I.E.E.E., vol. ED-24, Janvier 1978.
- [25] **A.R. Hefner**
An investigation of the Drive Circuit Requirements for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor.
I.E.E.E., vol.6, n°2, April 1991.
- [26] **R.G. Rischmüller**
Réduction des pertes de commutation dans les convertisseurs haute fréquence.
E.P.F., Toulouse, Octobre 1990.
- [27] **J.M. Peter, J.M. Charreton**
Components : reducting conduction losess.
EPE, Firenze, 1991.
- [28] **P. Fichera**
Analyse de pertes dans un IGBT.
Journée SEE, I.N.P. Grenoble Septembre 1989.
- [29] **TEKTRONIX**
Operators manual, 371 programmable high power curve tracer.
Part n° 070-6839-00, Product Group 48.
- [30] **J. Pautrieux**
Etude et réalisation d'un banc de test de composants de forts calibres.
Thèse C.N.A.M. à paraître.

- [31] **C. Gramfort**
Etude du comportement thermique des thyristors.
Mémoire C.N.A.M.
- [32] **F. F. Oettinger, D. Blackbrun, S. Rubin**
Thermal characterization of power transistor.
I.E.E.E. Transactions on Electron devices, vol. ED.23, n°8, August 1976.
- [33] **F. Perniola**
Etude et réalisation d'un dispositif de mesure de l'impédance thermique des semi-conducteurs à jonctions P.N.
Avril 1991.
- [34] **H. Schmid, L. Lorenz**
Methods for the parallel connection of thermally protected power MOSFETS.
Power Conversion, June 1991.
- [35] **R. Frank, P. Aloisi**
Power devices with integrated protection.
EPE Madep, Septembre 1991.
- [36] **J.C. Sacadura**
Initiation aux transferts thermiques.
Techniques et Documentation, 1982.
- [37] **F. Evin, L. Itard**
Caractérisation par thermographie des émetteurs infra-rouges industriels.
Revue R.G.E. n°6/91, Juin 1991.
- [38] **Commission Electrotechnique Internationale**
Valeurs limites et caractéristiques essentielles des dispositifs à semi-conducteurs et principes généraux des méthodes de mesure.
Publication 174-2C, 1970.
- [39] **P. Aloisi**
Tout savoir sur la fatigue thermique : documentation MOTOROLA.
Septembre 1986 / Octobre 1990.
- [40] **J. Arnould, P. Merle**
Les dispositifs de l'Electronique de Puissance.
Général 1988.

- [41] **W.E. Newell**
Transient thermal analysis of solid state power devices marking a dreaded process easy.
I.E.E.E. electronics specialists, 1975.
- [42] **R. Ivins**
Measurement of thermal properties of semiconductors.
Technical Information Note AN-226, Motorola Semiconductor Products Inc.
- [43] **J. Gustavsen, W. Roehr**
Thermal response of semiconductors.
Application note AN-292, Motorola Semiconductor Products Inc.
- [44] **A.B. de Vriendt**
La transmission de la chaleur : volume I, tome 1 et 2.
Généralités - La conduction - La conduction (suite et appendices).
Edition Gaetan Morin, 1er trimestre 1984 - 1er trimestre 1990.
- [45] **C.E. Cordonnier**
Modèle SPICE permettant l'analyse en transitoire de la température des puces de puissances. Journée d'étude SEE INP Grenoble 1989
- [46] **A. Fillatre**
Comparaison des performances limites à l'état passant des transistors de puissance bipolaire et MOS.
Thèse 3^o Cycle, LAAS Toulouse, 1982.
- [47] **S. Clémente**
Transient thermal response of power semiconductors to short power pulses.
EPE, Firenze, Septembre 1991.
- [48] **J. Legeleux, J. Redoutey, D. Roux**
Optimisation thermique d'un circuit hybride de puissance sur substrat métallique isolé.
EPF Toulouse, Octobre 1990.
- [49] **J.M. Dorkel, A. Napieralski, Ph. Leturcq, S. Tounsi**
Outils et méthodologie de la conception thermique des circuits de l'électronique automobile.
Electronique automobile, Octobre 1990.
- [50] **Ph. Leturcq, J.M. Dorkel, A. Napieralski, E. Lachiver**
A new approach to thermal analysis of power devices.
I.E.E.E. trans. Electron. Devices, vol.ED-34, n^o5, 1987.

- [51] **A. Napieralski, S. Tounsi, J.M. Dorkel, Ph. Leturcq**
Developping a true 3D transient thermal model for power components or hybrid power circuits.
EPE MADEP, Firenze, Septembre 1991.
- [52] **E.N.S.I.E.G. L.E.G.**
FLUX2D Mode d'emploi. Octobre 1987.
- [53] **C. Zardini, E. Woirgard, H. Huillet**
Simulation thermique des assemblages hybrides de puissance.
Journées GRECO "Dispositifs et Systèmes Electrotechniques. Bordeaux, Mai 1989.
- [54] **G. Brussoz**
Simulations thermiques de circuits hybrides de puissance par différences finies et éléments finis.
Rapport de stage, Juin 1990.
- [55] **J.M. Dorkel, A. Napieralski, Ph. Leturcq, E. Mokrani, R. Picault, J.J. Simon**
Conception thermique d'un commutateur hybride de puissance.
EPF Toulouse, Octobre 1990.
- [56] **The TPRC Data Series**
Thermal conductivity. Metallic elements and alloys.
Volumes n°1-2.
- [57] **The TPRC Data Series**
Specific heat. Metallic elements and alloys.
Volumes n°3-4.
- [58] **Ph. Dupin**
Aluminium intride ceramic for power hybrid substrates.
Hybrid Circuit Technology, July 1990.
- [59] **C. Zardini, F. Rodes, G. Duchamp**
Simulations thermiques d'un assemblage hybride de puissance. Régimes stationnaire et instationnaire.
Journées GRECO, Clamart, Avril 1988.

A U T O R I S A T I O N de S O U T E N A N C E

VU les dispositions de l'Arrêté du 23 novembre 1988 relatif aux Etudes doctorales

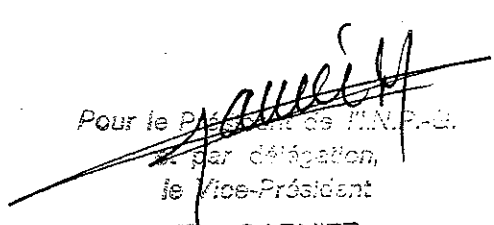
VU les rapports de présentation de

- . Monsieur le Professeur CHANTE Jean-Pierre
- . Monsieur le Professeur LETURCQ Philippe

Monsieur SCHAEFFER Christian

est autorisé(e) à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme
de DOCTEUR de L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, spécialité
" Génie Electrique "

Fait à Grenoble, le 17 janvier 1992


Pour le Président de l'IN.P.G.
par délégation,
le Vice-Président
M. GARNIER

SOUTENANCE de la THESE

Monsieur SCHAEFFER Christian soutiendra le **jeudi 30 janvier 1992 à 10 heures 30** une Thèse de DOCTORAT de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE de GRENOBLE, spécialité " Génie Electrique " , intitulée :

" Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride ".

Thèse préparée dans le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (L.E.G.) - E.N.S.I.E.-G sous la direction de Monsieur Jean-Paul FERRIEUX.

RESUME de la THESE

Les progrès réalisés en Electronique de Puissance sont la conséquence d'efforts complémentaires aussi bien sur le plan conceptuel que d'un point de vue technologique. L'interrupteur de puissance devient aujourd'hui le terrain de rencontre entre les "fondeurs" et les utilisateurs et les progrès ne seront possibles qu'en abordant le problème sous ces deux facettes.

L'ensemble de cette étude a comme support le composant I.G.B.T. Excepté son aspect novateur, sa facilité de commande, ses calibres courant/tension adaptés à bons nombres d'applications, nous montrons dans la première partie de notre travail ses capacités à travailler à fréquence élevée. Nous montrons ensuite l'influence de l'environnement thermique de la puce de l'interrupteur sur ses caractéristiques électriques.

L'aspect contrainte électrique ne peut être dissocié de l'aspect contrainte thermique qu'elle engendre nécessairement. Pour estimer cet effet thermique généré par les pertes du composant nous étudions dans une deuxième partie le transit thermique d'un hybride de puissance. Une première phase expérimentale a été menée afin de définir le comportement tant en régime statique qu'en régime dynamique.

Dans une deuxième phase, nous étudions les différentes approches de simulations existantes et développerons un modèle thermique 2D de la structure hybride étudiée.

PRESIDENT du JURY

Monsieur PERRET Robert - Professeur - L.E.G. / E.N.S.I.E.-G

MEMBRES du JURY

Monsieur CHANTE Jean-Pierre - Professeur - LCPA / INSA de LYON

Madame DUPAS Claire - Professeur - Institut d'Elect. Fondamentale / PARIS XI

Monsieur FERRIEUX Jean-Paul - Maître de Conférences - L.E.G. / E.N.S.I.E.-G

Monsieur LETURCQ Philippe - Professeur - LAAS - INSA de TOULOUSE

Monsieur PARNIERE Christian - Chef Sce Départ. Rech. Gles. / MERLIN GERIN - GRENOBLE

La soutenance aura lieu **Amphi Louis Neel - à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble (E.N.S.I.E.-G) - Domaine Universitaire de Saint-Martin d'Hères.**

Fait à Grenoble, le 20 janvier 1992

/ BV.



RESUME DE LA THESE

Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride

Les progrès réalisés en Electronique de Puissance sont la conséquence d'efforts complémentaires aussi bien sur le plan conceptuel que d'un point de vue technologique.

L'interrupteur de puissance devient aujourd'hui le terrain de rencontre entre les "fondeurs" et les utilisateurs et les progrès ne seront possibles qu'en abordant le problème sous ces deux facettes.

L'ensemble de cette étude a comme support le composant I.G.B.T. Excepté son aspect novateur, sa facilité de commande, ses calibres courant/tension adaptés à bons nombres d'applications, nous montrons dans la première partie de notre travail ses capacités à travailler à fréquence élevée. Nous montrons ensuite l'influence de l'environnement thermique de la puce de l'interrupteur sur ses caractéristiques électriques.

L'aspect contrainte électrique ne peut être dissocié de l'aspect contrainte thermique qu'elle engendre nécessairement. Pour estimer cet effet thermique généré par les pertes du composant nous étudions dans une deuxième partie le transit thermique d'un hybride de puissance.

Une première phase expérimentale a été menée afin de définir le comportement tant en régime statique qu'en régime dynamique.

Dans une deuxième phase, nous étudions les différentes approches de simulations existantes et développerons un modèle thermique 2D de la structure hybride étudiée.

ABSTRACT

Electrical and thermal behaviour of the power switch. IGBT using the hybrid technology

Progress made in power electronics comes from interdependent work both on the design level and from a technological point of view. The power switch has become today a focal point for manufacturers and users, progress can only be made by approaching the problem from both sides.

The whole of this study is based on the Insulated Gate Bipolar Transistor component. A part from its innovating character its easy control, its wide current / voltage range which is well adapted to a number of applications, the first part of the study will show its ability to work at high frequency. Influence of the thermal environment of the switch component on its electric characteristics will then be shown.

The factor of electrical stress cannot be dissociated from the thermal stress which it necessarily produces. In order to estimate this thermal effect, which is generated by losses in the component, the study then deals with thermal transit of a power hybrid. A preliminary experiment will be carried out in order to define behaviour under both steady and dynamic state. The second part will study the different approaches of existing simulations and develop a 2D model for the hybrid structure which has been tested.

MOTS-CLES

- IGBT
- Caractérisation
- Electrique
- Thermique
- Hybride
- Composants
- Puissance
- Transit

